

# Elektronika

## Bevezetés

A XX. századot a fizika századaként könyveli el a tudománytörténet. Ebben a században születtek a modern fizika legismertebb és legnagyobb szerűbb alkotásai. A múlt század első felében fedezték fel többek között a radioaktív sugárzást, a foton létezését, ekkor jött létre a speciális és általános relativitáselmélet, az atomok felépítésére vonatkozó elmélet, az elemi részecskék fizikája, a kvantumelmélet, és ekkor hajtották végre az első maghasadási kísérletet is. Emellett a század közepén indult meg az elektronikai és információtechnológiai rendszerek máig tartó forradalmi fejlődése, amely ma döntő mértékben befolyásolja a társadalom és a gazdaság minden folyamatát, amely átalakította az emberek közötti kommunikáció rendszerét, és amely nap mint nap beleszól a mindennapi ember hivatali életébe és magánéletébe is. Az elektronikai rendszerek és az azokra épülő szolgáltatások, például a számítástechnika, az infokommunikáció, az elektronikus média, az ipari elektronika, az irányítástechnika és az energetika, fejlődési sebessége minden korábbi jóslatot felülmúlt, ma ezek nélkül a fejlett országokban nehezen tudjuk elképzelni mindennapi életünket. Új igények születtek, új szokások alakultak ki, egy egészen új technológiai és társadalmi kultúra jött létre.

Az Elektronika I. tantárgy feladata az elektronikai áramkörökre vonatkozó azon alapismeretek megadása, amelyek minden villamosmérnök számára nélkülözhetetlenek. Közelebbről: az elektronikai alkatrészek és aktív eszközök működésének, elektromos jellemzőinek fenomenológiai ismertetése, az analóg és digitális alapáramkörök felépítésének, működésének megismertetése, összetettebb elektronikai egységek ( mint pl. műveleti erősítők, A/D és D/A konverterek, stb.) felépítésének, működésének, tulajdonságaik számításának a bemutatása.

A tantárgy jártasságot ad az elektronikai alkatrészek paramétereinek kezelésében, az ezen alkatrészekből felépített alapáramkörök, valamint összetettebb egységek elektromos tulajdonságai számításának módjában (erősítés, frekvenciamenet, impedanciák, sebesség, stb.) és tervezésük alapvető kérdéseiben.

A tantárgy megfelelő bázist nyújt az adott területen ahhoz, hogy a későbbi, specializálódó képzés tantárgyai az elektronikai alapfogalmak és módszerek biztos ismeretére támaszkodhassanak. A tantárgyhoz az egész évfolyamnak közösen tartott gyakorlatok tartoznak.

A tantárgy módszertani célkitűzése az, hogy olyan mérnöki gyakorlati szemléletet alakítson ki az elektronikus áramkörök témájában, amely segíti az elemi tervezési feladatok megoldását és az elektronikus áramkörök működésének megértését. Ennek érdekében a tantárgy a valóságos rendszerek bonyolult leírása helyett elsősorban arra koncentrálna, hogy az áramkörök működésének fizikai alapjaira építve a lényegét már jól leíró egyszerű modelleket analizáljon. Az elektronikus áramkörök legfontosabb jellemzője, hogy egyszerű elemekből (áramköri fokozatokból) áll, és ugyanakkor igen bonyolult funkcionális feladatok megoldására képes. A tantárgynak éppen ez a legnehezebben elsajátítható eleme, hogy hogyan lehet a meglévő egyszerű elemekből adott célokat szolgáló bonyolult rendszereket kialakítani. Az elektronikus eszközök kapcsolástechnikája ugyanis igen változatos, arra kell felkészülni, hogy lényegében minden áramkör különbözik egymástól. Erre a változatosságra csak nagyszámú gyakorló feladat megoldásával lehet megfelelően felkészülni.

Az Elektronika I. tantárgy fő célja a passzív és aktív elektronikai eszközök elemi alkalmazástechnikájának megismertetése, és azoknak az alapvető áramkör fogalmaknak és tervezési alapoknak a tárgyalása, amelyek minden villamosmérnök számára feltétlenül szükségesek. A tantárgy áttekintést ad az adott célokat szolgáló elektronikus áramkörökkel kapcsolatos alapfogalmakról, a tervezés módszereiről és az áramkörök minőségi paramétereiről. A tantárgy tartama az alábbi területeket fedi le:

### **1. Az erősítés fogalma és mechanizmusa.**

- Az aktív eszközök alkalmazásának indokai, az erősítés mechanizmusa. Az elektronikai tervezés legfontosabb alapfogalmai.

## 2. Az elektronikus alkatrészek és aktív eszközök fenomenológiai ismertetése.

- Az elektronikus eszközök működésének leírása, alapvető karakterisztikák. Az elektronikus eszközök típusai (passzív és vezérelhető eszközök). A vezérelhető eszközök fogalma és típusai, a karakterisztikák osztályozása (bemeneti és transzfer karakterisztikák), a karakterisztikák tiltott tartományai, a karakterisztikák közelítő analitikus leírása. Alapvető nagyjelű és kisjelű eszközmodellek (dióda, bipoláris és térvezérlésű tranzisztorok, egyéb, például optikai eszközök).

## 3. Az elektronikus áramkörök nagyjelű viselkedése, teljesítményfokozatok.

- **Kivezérelhetőség, teljesítményerősítők, A, AB, B, C, AD és BD osztályú működés**
  - A kivezérelhetőség fogalma, a nagyjelű kivezélés fizikai korlátai kapacitív és induktív terhelések, valamint összetett kapcsolások esetén. A váltóáramú helyettesítő kép fogalmának bevezetése és alkalmazása a kivezérelhetőség meghatározására. A teljesítményfokozatok feladata, működése és típusai. A különböző fokozatok működési elve. A jellemző paraméterek (kimeneti teljesítmény, disszipált teljesítmény, telephatásfok, disszipációs hatásfok, hőmérsékleti hatások) meghatározása szinuszos kimeneti jel és egyéb jelalakok esetén a különböző fokozatokban (A, AB, B, C, AD és BD osztályú elrendezések).
- **Felharmonikus torzítás.**
  - A vezérelhető eszközök nemlineáris hatásai kis nemlinearitások esetén. A karakterisztikák Taylor-soros közelítése. A felharmonikus torzítás fogalma és számítása tranzisztoros alapkapcsolások és differenciálerősítők esetén.
  - Elemi példák megoldása a különböző kapcsolások kivezérelhetőségével kapcsolatban. A váltóáramú helyettesítő kép alkalmazásának gyakorlása. Alapvető A és B osztályú teljesítményfokozatok paramétereinek a számítása különböző védőellenállások beiktatása esetén (kimeneti maximális teljesítmény, disszipáció, hatásfokok, a jelalakok hatása a paraméterekre). Kapcsoló üzemi végfokozatokkal kapcsolatos elemi számítási feladatok megoldása. Tranzisztoros kapcsolások torzítási tényezőjének a kiszámítása.

## 4. Az analóg elektronikus áramkörök alapjai.

- **Munkapontbeállítás, áramtükör.**
  - A munkapontbeállítás feladata, a különböző eszközök munkapontbeállító alapáramkörei. A munkaponti áram és a munkapont egyéb paramétereinek közelítő meghatározása a különböző eszközök esetében. A munkapont stabilitására jellemző paraméterek (tolerancia érzékenység, hőmérsékletfüggés). A munkapont stabilizálásának eszközei, az áramtükör kapcsolástechnikája és tulajdonságai.
  - Különböző elektronikus eszközök vezérlési karakterisztikáinak a bemutatása, a paraméterek értelmezése. A mérőirányok gyakorlása. Elemi munkapontbeállítási példák megoldása bipoláris tranzisztoros és térvezérlésű tranzisztoros kapcsolásokban. A munkapont stabilitásának számítása. Bonyolultabb kapcsolások munkapontjának meghatározása. Példák megoldása az áramtükör alkalmazásával kapcsolatban.
- **Az analóg alapkapcsolások alapfogalmai.**
  - A vezérelhető eszközök kisjelű paraméterei, az alapvető kisjelű eszközmodellek. Az analóg kapcsolások legfontosabb kisjelű jellemzői (feszültség- és áramerősítés, bemeneti és kimeneti impedancia, teljesítményerősítés).
- **A tranzisztoros alapkapcsolások kisjelű üzemi paraméterei.**
  - Az alapkapcsolások típusai és legfontosabb tulajdonságaik. Az alapkapcsolások szerepe a komplex áramkörök kialakításában.
  - Az egytranzisztoros alapáramkörök kisjelű paramétereinek meghatározása. Több tranzisztoros fokozatot tartalmazó kapcsolások kisjelű paramétereinek számítása. A

kaszkádba kapcsolt fokozatok kezelési módjának gyakorlása. Egyszerű két tranzistoros kapcsolások paramétereinek számítása.

- **Nagyfrekvenciás kisjelű modellek, Miller-hatás, kisfrekvenciás frekvenciafüggés.**
  - A vezérelt eszközök frekvenciafüggő kisjelű modelljei, az alkapcsolások kisjelű tulajdonságai. A Miller-hatás fogalma és szerepe az alkapcsolások és az összetett áramkörök frekvenciafüggésének meghatározásában. A kisfrekvenciás frekvenciafüggés okai, a csatoló elemek (kapacitás, induktivitás, transzformátor) hatása.
  - Az egytranzistoros alkapcsolások nagyfrekvenciás átvitelének számítása. A Miller-hatás bemutatása konkrét számpéldákon. Számpéldák megoldása a csatoló elemek hatásainak illusztrálására (csatoló kondenzátor, emitter (source) kondenzátor hatásának bemutatása). Elvi illusztratív példa megoldása a transzformátor frekvenciafüggő hatásával kapcsolatban.
- **Többtranzistoros alkapcsolások, kaszkód fokozat, differenciálerősítő.**
  - A több fokozatból álló kapcsolások kisjelű vizsgálata, a frekvenciafüggés általános analízise. A speciális kétfokozatú kapcsolások kisjelű tulajdonságai (Darlington és kaszkód fokozat) és kapcsolástechnikai szerepük. A differenciálerősítő munkapontbeállítása és annak stabilitása, az offset és a drift fogalma, alapvető nagyjelű karakterisztikák és kisjelű tulajdonságok (a közös módusú és a differenciál módusú erősítés fogalma, közös módus elnyomás). A differenciálerősítő speciális szerepe az áramkörtechnikában.
  - Többtranzistoros kapcsolások frekvenciafüggésének számítása, a kaszkád fokozatokkal kapcsolatos számítási módszer begyakoroltatása. Számpéldák megoldása a Darlington és kaszkód fokozattal kapcsolatban (impedanciák, frekvenciafüggés). Több illusztratív példa megoldása a differenciálerősítő paramétereinek számításához (offset és drift több fokozat esetén, az áramtükör terhelésű differenciálerősítő tulajdonságai, a differenciálerősítő nagyjelű viselkedésének illusztrálása (limitáló hatás), a szimmetrikus és aszimmetrikus kisjelű paraméterek számításának gyakorlása, az erősítés vezérelhetőségének bemutatása árammal és a szimmetria felborításával).

## 5. A műveleti erősítő és alkalmazásai.

- **Ideális műveleti erősítő alkapcsolások, a műveleti erősítő felépítése.**
  - Az ideális műveleti erősítő fogalma és alkapcsolásai (összegző, kivonó, differenciáló, integráló kapcsolás). A valóságos műveleti erősítő felépítése és legfontosabb jellemzői (munkaponti adatok (offset és drift), kivezérelhetőség, dinamikus kivezérelhetőség (slewing rate), erősítés, impedanciák, frekvenciafüggés). A valóságos visszacsatolt műveleti erősítő kisjelű átviteli paraméterei, a hurokerősítés fogalma. A műveleti erősítő változatai (pl. OTA).
- **A visszacsatolás hatása az üzemi jellemzőkre, frekvenciakompenzálás.**
  - A visszacsatolt kapcsolások frekvenciafüggése (visszacsatolt műveleti erősítő kapcsolással illusztrálva). A visszacsatolás hatása a frekvenciafüggésre egypólusú, kétpólusú és hárompólusú hurokerősítés esetén. Az instabilitás illusztrálása, a stabilitás általános feltételei (Nyquist-kritérium, Bode-kritérium, egyszerűsített Bode-kritérium). A frekvenciakompenzálás típusai, a méretezés elve. A visszacsatolt elektronikus áramkörök típusai (soros és párhuzamos visszacsatolás, feszültség- és áramvisszacsatolás) és ezek jellegzetes paraméterei (hurokerősítés, visszacsatolt erősítés, visszacsatolt bemeneti és kimeneti impedancia).
  - Különböző ideális műveleti erősítő kapcsolásokra vonatkozó feladatok megoldása, a „virtuális földpont” fogalmának begyakoroltatása. Visszacsatolt műveleti erősítő kapcsolások kisjelű paramétereinek a számolása. A dinamikus kivezérelhetőség illusztrálása. Első- és másodfokú visszacsatolt műveleti erősítő kapcsolások

frekvenciafüggésének a számítása, frekvenciakompenzálási feladatok megoldása. Visszacsatolt tranzisztoros alapkapcsolások osztályozásának gyakorlása, a visszacsatolt kisjelű paraméterek számítása.

## 6. Speciális célú elektronikus áramkörök.

- **A komparátorok működése és alkalmazásai.**
  - A komparátorok jellemzői (feladat, felhasználási terület, karakterisztikák, alapkapcsolások, dinamikus tulajdonságok), a pozitív visszacsatolás hatása a működésre, hiszterézises alapkapcsolások és azok alkalmazása (az astabil, monostabil és bistabil multivibrátor működése).
  - Astabil, bistabil és monostabil multivibrátorok konkrét méretezése szimmetrikus és aszimmetrikus hiszterézises komparátorok felhasználásával.
- **A közel szinuszos oszcillátorok működésének az alapjai.**
  - Az ideális szinuszos oszcillátor felépítése (lineáris másodfokú rezgő rendszer műveleti erősítővel), a veszteségek hatása és annak kompenzálása, a nemlinearitás alapvető szerepe, a rezgési amplitúdó meghatározása (műveleti erősítő illusztráció). A közel szinuszos oszcillátorok kapcsolástechnikája (induktív és kapacitív hárompont kapcsolat, hangolt kollektoros elrendezés, kvarcoszcillátorok).
  - A műveleti erősítővel felépített szinuszos oszcillátorok méretezése (a berezgési feltétel, a rezgési frekvencia, a rezgési amplitúdó meghatározása). Kvarcoszcillátor berezgési feltételének meghatározása. Rezgőkörökkel felépített oszcillátorok méretezése (lineáris berezgési feltétel, a rezgési amplitúdó meghatározása kvázi lineáris amplitúdómeghatározó elemek esetén).
- **Analóg kapcsolók, mintavevő - tartó áramkörök, D/A és A/D átalakítók.**
  - Az analóg kapcsolók működése, néhány jellegzetes alkalmazás (multiplexerek, a kapcsolt kapacitású áramkörök alapjai, a mintavevő - tartó áramkörök típusai és feladata, alapvető kapcsolások és azok minőségi paraméterei).
  - A D/A átalakítók felépítése és működése (bináris súlyozású és R-2R létra feszültség- és áramkapcsolóval, feszültségosztásos, töltésszegző, súlyozott áramforrásos D/A), pontossági megfontolások. Az A/D átalakítók alapfogalmai (a bitek száma, működési tartomány, erősítés, linearitás, kvantálási lépcső, kvantálási hiba, sebesség) és típusai (integráló (single-slope és dual-slope elv), töltéskiegyenlítéses, szukcesszív approximációs, párhuzamos A/D, szigma-delta típusú A/D).
  - Néhány gyakorlatban használt D/A és A/D konverter paramétereinek az ismertetése, a felhasználási területek illusztrálása.

## 7. A digitális elektronikus áramkörök alapjai.

- **A digitális alapáramkörök jellemző paraméterei.**
  - A transzfer karakterisztika és a komparálási feszültség fogalma, zavarvédetség, terjedési idő, stb.
- **A legfontosabb logikai áramkörcsalád, a CMOS rendszer ismertetése.**
  - Az aktív terhelésű CMOS inverter felépítése, tulajdonságai. Transzfer karakterisztika, egymásba-vezetés, a dinamikus fogyasztás okai és számítása. Az ún. transzfer kapu fogalma és szerepe a kapcsolástechnikában. A dinamikus működés paramétereinek számítása. Elemi logikai funkciók megvalósítása CMOS áramkörök segítségével. Kitekintés más logikai áramkörcsaládokra, az áramkörcsaládok összehasonlítása.
  - CMOS elemekkel felépített logikai áramkörök analízise és szintézise. Esettanulmány bonyolultabb logikai funkciók megoldására.

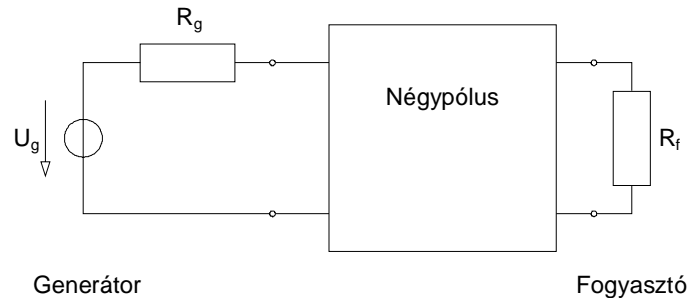
A tantárgy szorosan kapcsolódik A jelek és rendszerek (a jelek leírása az idő és frekvenciatartományban, elemi áramkör- és hálózatanalízis), a Matematika (komplex függvénytan)

alaptárgyakhoz és az Elektronika II. és a Mikroelektronika tantárgyakhoz, valamint a Laboratóriumi gyakorlatokhoz.

## Az erősítés fogalma és mechanizmusa

### Az erősítés szükségessége (elemi ohmos példa)

Az elektronikus rendszerek működésének egyik legfontosabb fogalma az erősítés, amely az alábbi elemi példa részletes analízisével illusztrálható.



1.1 ábra. Az erősítés mechanizmusának illusztrálása.

Az ábrán egy  $U_g$  feszültségű és  $R_g$  belső ellenállású feszültséggenerátor egy lineáris négypólust vezérel, amit egy  $R_f$  ellenállású fogyasztó terhel. Elemi áramkörü ismeretekből tudjuk, hogy a generátor által leadható maximális teljesítmény a

$$P_{g \max} = \frac{U_g^2}{4R_g}$$

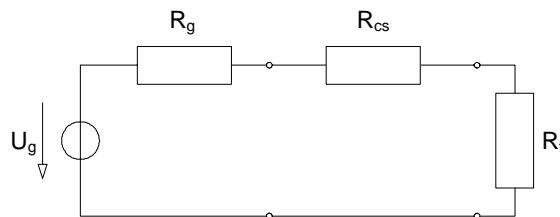
egyenletből határozható meg, és a generátor ezt az értéket akkor adja le, ha éppen egy  $R_g$  értékű ellenállás terheli (illesztett terhelés). Tételezzük fel, hogy a fogyasztó teljesítményigénye  $P_{f0}$  adott. Ilyenkor nyilvánvaló, hogy:

- ha  $P_{f0} > P_{g \max}$ , akkor többleteljesítményre van szükség, azaz a jelet "erősíteni" kell,
- ha  $P_{f0} \leq P_{g \max}$ , akkor a fogyasztó teljesítményigénye elvileg kielégíthető valamilyen speciális (illesztő, csillapító, jelformáló, csatoló, szűrő, stb.) négypólussal.

A jelenség illusztrálására oldjunk meg egy konkrét példát.

### Példa

1. Határozzuk meg az  $R_{cs}$  csatolóellenállás értékét az alábbi áramkörben,



ha a fogyasztó teljesítményigénye  $P_{f0} = 1 \text{ mW}$ , és  $R_g = 500 \Omega$ ,  $U_g = 2V_{\text{eff}} (2\sqrt{2} V_{cs})$ ,  $R_f = 1 \text{ k}\Omega$ .

Esetünkben tehát a generátor által leadható maximális teljesítmény

$$P_{g \max} = \frac{U_g^2}{4R_g} = \frac{4}{4 \cdot 0,5 \cdot 10^3} = 2 \text{ mW} > P_{f0} = 1 \text{ mW},$$

nagyobb, mint a fogyasztó által igényelt teljesítmény, azaz a feladat erősítés nélkül megoldható.

Tudjuk, hogy

$$P_{f0} = I_f^2 R_f,$$

amiből

$$I_f = \sqrt{\frac{P_{f0}}{R_f}} = \sqrt{\frac{1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^3}} = 1 \text{ mA}_{eff},$$

és az egyszerű áramkörben

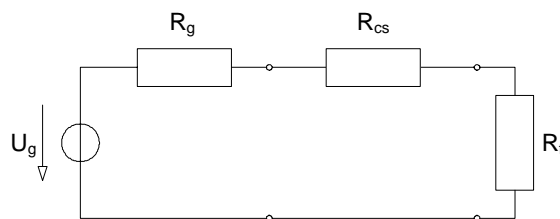
$$I_f = \frac{U_g}{R_g + R_f + R_{cs}},$$

amiből

$$R_{cs} = \frac{U_g}{I_f} - (R_g + R_f) = 2 - 1,5 = 0,5 \text{ k}\Omega.$$

A feladat tehát egy  $R_{cs} = 0,5 \text{ k}\Omega$ -os csatolóellenállás felhasználásával egyszerűen megoldható, vagyis valóban nincs szükség erősítőre.

- 2** Változtassuk meg a kapcsolás paramétereit, és vizsgáljuk meg azt, hogy a feladat egy egyszerű csatolóellenállás segítségével most is megoldható-e.



Legyen tehát a kapcsolás változatlan, de a paraméterek a következők:  $P_{f0} = 2 \text{ mW}$ ,  $R_g = 500 \Omega$ ,  $U_g = 2 \text{ V}_{eff}$  és  $R_f = 1 \text{ k}\Omega$ .

Alkalmazva a korábban használt eredményeket, most  $P_{f0} = P_{g \max}$ , tehát a feladat erősítő nélkül elvileg megoldható, de a fogyasztó által igényelt teljesítményhez most

$$I_f = \sqrt{2} \text{ mA}_{eff}$$

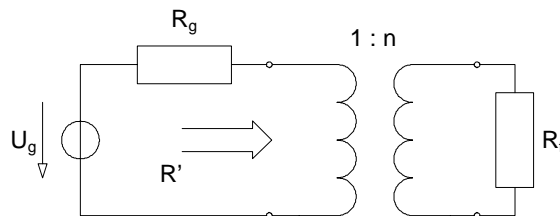
áramra van szükség. Az ehhez tartozó csatolóellenállás pedig

$$R_{cs} = \frac{U_g}{I_f} - (R_g + R_f) = \sqrt{2} - 1,5 < 0$$

negatív értékű kellene, hogy legyen, ami azt jelenti, hogy többlet energiaforrásra volna szükség. Ez természetesen igaz, hiszen a generátor éppen akkora teljesítményt tud leadni, mint amekkorára a fogyasztónak szüksége van, de ha pozitív lenne a kapcsolásban szereplő csatolóellenállás, akkor az maga is teljesítményt disszipálna, ami azt jelenti, hogy a feladatot pozitív értékű csatolóellenállással nem lehet megoldani. Ezért negatív ellenállásra van szükség, ami energia leadására képes.

Megállapíthatjuk, hogy a feladatot ezzel a módszerrel nem tudjuk megoldani.

- 3** Keressünk ezután egy olyan ideális áramköri elemet, amelyik teljesítményt nem vesz fel, és képes arra, hogy a fogyasztót optimálisan csatolja a generátorhoz. Ez az eszköz az ideális transzformátor.



Legyenek a kapcsolás paramétereit ismét a következők:  $P_{f0} = 2 \text{ mW}$ , és  $R_g = 500 \Omega$ ,  $U_g = 2 \text{ V}_{eff}$ ,  $R_f = 1 \text{ k}\Omega$ . A generátor által leadott teljesítmény akkor maximális, ha a transzformátor primer oldalán mérhető bemeneti ellenállás,  $R' = R_g$ . Ha a transzformátor áttétele  $1:n$ , akkor

$$R' = \frac{R_f}{n^2},$$

amiből a szükséges áttétel

$$n = \sqrt{\frac{R_f}{R'}} = \sqrt{2}.$$

A transzformátor bemenetén ekkor  $U' = \frac{U_g}{2}$ , a transzformátor kimenetén pedig  $U_f = \frac{U_g}{2} \sqrt{2}$  feszültség mérhető, így a fogyasztó teljesítménye

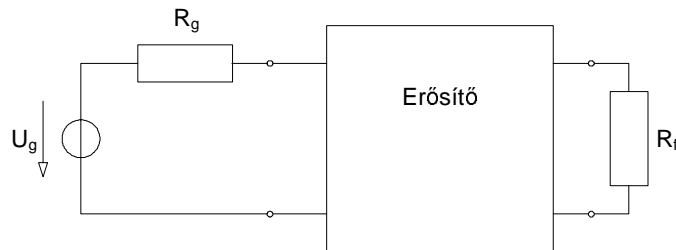
$$P_f = \frac{\left(\frac{U_g}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_f} = \frac{\left(\frac{2}{\sqrt{2}}\right)^2}{1 \times 10^3} = 2mW = P_{f0},$$

tehát a feladatot teljesítettük.

4. Ha a fogyasztó teljesítményigényét tovább növeljük, akkor a feladatot passzív eszközökkel, erősítő nélkül már nem lehet megoldani.

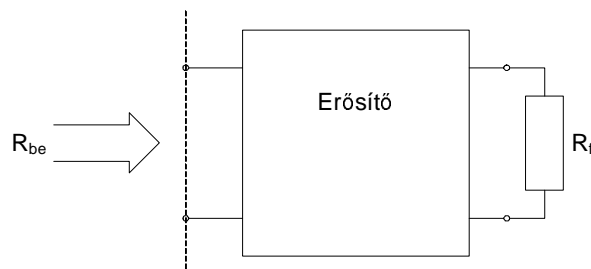
## Vizsgáljuk meg ezután azokat az eseteket, amikor erősítőre van szükség.

- Erősítőre van tehát szükség, ha  $P_{f0} > P_{g \max}$ , azaz a generátorból felvehető maximális teljesítmény nem elegendő a fogyasztó igényeinek a kielégítésére. Ekkor az 1.2 ábra szerint a generátor és a fogyasztó közé egy erősítő négyfólyust kell elhelyezni.



1.2 ábra. Erősítő elhelyezése a generátor és a fogyasztó között.

- Eddig lineáris hálózatokról (rendszerelemekről) beszéltünk, ami többek között azt jelenti, hogy az elemek paraméterei az aktuális jelszinttől függetlenek. Ez a feltétel gyakran nem teljesül. Lehet tehát megkötés az is, hogy a generátort terhelő impedancia (esetünkben ellenállás) ne legyen kisebb egy adott értéknél (a generátoron folyó áram korlátozása), vagy ne legyen nagyobb egy adott értéknél (a generátoron mérhető feszültség korlátozása), különben a generátor viselkedése megváltozik. Hasonló kikötést tehetünk akkor is, ha a bemeneten lévő feszültséggenerátor belső ellenállása változik, és azt kívánjuk, hogy a bemenetre jutó feszültség ettől ne függjön (nagy bemeneti ellenállású erősítő), vagy, ha a bemenetre egy változó belső ellenállású áramgenerátort kötünk, és azt írjuk elő, hogy a bemeneten folyó áram a generátor belső ellenállásának a változásától független legyen (kis bemeneti ellenállású erősítő).



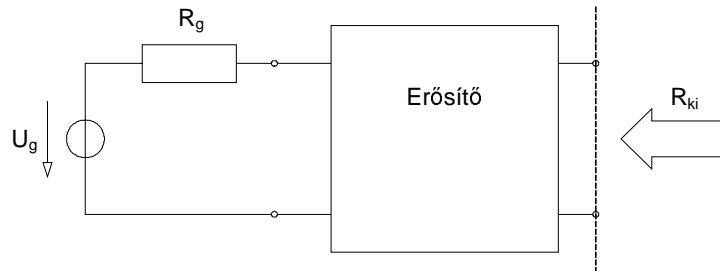
1.3 ábra. A bemeneti impedancia korlátozása.

Aktív eszköz alkalmazására lehet szükség tehát azokban az esetekben is, ha előírás, hogy

- legyen  $R_{be} > R_{be0}$ , vagy
- legyen  $R_{be} < R_{be0}$ ,

ahol  $R_{be0}$  egy tetszőleges küszöbérték.

- Lehet ezeken túl megkötés az is, hogy a fogyasztót meghajtó generátor belső impedanciája (esetünkben az erősítő kimeneti ellenállása) ne legyen kisebb egy adott értéknél (a rövidzárási kimeneti áram korlátozása), vagy ne legyen nagyobb egy adott értéknél (a kimeneten mérhető feszültség korlátozása). Hasonló kikötést tehetünk akkor is, ha a fogyasztó ellenállása változhat, és azt kívánjuk, hogy a fogyasztóra jutó feszültség ettől ne függjön (kis kimeneti ellenállású erősítő), vagy a fogyasztóra jutó áram a fogyasztó ellenállásától független legyen (nagy kimeneti ellenállású erősítő).



1.4 ábra. A kimeneti impedancia korlátozása.

Aktív eszköz alkalmazására lehet szükség tehát azokban az esetekben is, ha előírás, hogy

- - legyen  $R_{ki} > R_{ki0}$ , vagy
- legyen  $R_{ki} < R_{ki0}$ ,

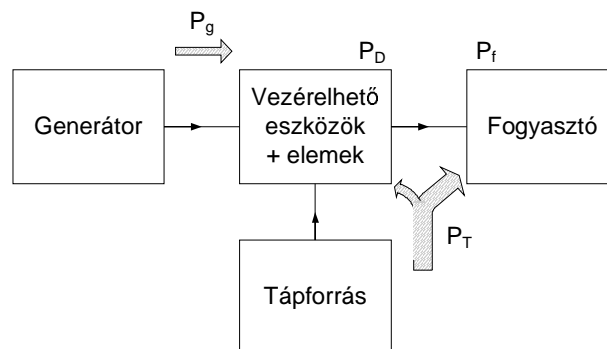
ahol  $R_{ki0}$  egy tetszőleges küszöbérték.

- Erősítőre lehet szükség sok más esetben is, ha valamilyen speciális feladatot kell megoldani (nemlineáris műveletek, logikai kapuk, egyéb logikai áramkörök, stb.).

Összességében elmondhatjuk, hogy a legtöbb elektronikus feladat megoldása során szükséges erősítést alkalmazni. Éppen ezért fontos megvizsgálni az erősítés mechanizmusát, azt a folyamatot, mely során a fogyasztóra jutó teljesítmény nagyobb lehet, mint a generátor által leadható maximális teljesítmény.

## Az erősítés elve (vezérelt energiaátalakítás)

Az erősítés elvét az 1.5 ábrán mutatjuk be. A generátor  $P_g$  teljesítménnyel vezérli a vezérelhető elektronikus eszköz bemenetét, amely a tápforrás teljesítményét (energiáját) felhasználva  $P_f$  teljesítményt juttat a fogyasztóra, miközben maga  $P_D$  teljesítményt disszipál. Mindehhez a tápforrás  $P_T$  teljesítménnyel járul hozzá.



1.5 ábra. Az erősítés elvének illusztrációja.

Az energia-megmaradás törvénye alapján az ábrán látható zárt rendszerre igaz a

$$P_g + P_T = P_D + P_f$$

egyenlőség, azaz a rendszerbe belépő összes teljesítmény azonos a rendszerben disszipált, valamint más energiafajtvá alakult teljesítménnyel.

A fent vázolt rendszer elemei a következő funkciókat látják el:



- A generátor lényegében csak a vezérléshez szükséges teljesítményt ( $P_g$ ) szolgáltatja, amely általában elhanyagolható a telepből felvett teljesítményhez ( $P_T$ ) viszonyítva.
- A fogyasztó teljesítményigényének ( $P_f$ ) a legnagyobb része a tápforrásból származik.
- A tápforrás az erősítéskor nyerhető többleteljesítmény forrása. Általában egyenfeszültséget vagy egyenáramot, ritkábban váltakozó feszültséget vagy váltakozó áramot szolgáltat.
- A vezérelhető eszköz és a működéséhez feltétlenül szükséges egyéb elemek az energia átalakítását végzik. Rajtuk teljesítmény disszipálódik ( $P_D$ ), ami azt jelenti, hogy a teljesítmény átalakításának bizonyos teljesítményveszteség az ára.

A rendszer működését egy hasonlattal lehet a legjobban jellemezni. Az erősítő a zsiliphez hasonlóan működik, ahol igen kis erő befektetésével (kis teljesítménnyel), a zsilip vezérlésével igen nagy energiát lehet eljuttatni például egy vízerőmű turbináira. A turbinára jutó energia forrása a felduzzasztott víz helyzeti energiája, ami a mi esetünkben a tápforrásnak felel meg. Maga a zsilip pedig a vezérelhető eszköz, ami az elektronikus rendszerekben lehet tranzisztor (bipoláris tranzisztor, JFET vagy MOS FET), tirisztor, tunnel dióda és más félvezető eszköz, valamint relé és elektroncső.

A fenti vezérelhető eszközök működéséhez speciális áramköri elrendezésekre van szükség. Ezt nevezzük kapcsolástechnikának. A vezérelhető eszköz, a fogyasztó, a generátor és a tápforrás összekapcsolása pedig a rendszer csatolási módja.

Gyakran az az igényünk, hogy a generátor jele az energiaátalakítás során alakhűen jusson el a fogyasztóra. Ilyenkor a generátor egy mintajelel szolgáltat, és az a célunk, hogy ezzel a mintajellel azonos időbeli lefolyású (torzítatlan) jel kerüljön a fogyasztóra. Ez az analóg elektronikus eszközökre jellemző követelmény. Itt fontos paraméter a jel torzításának a mértéke, ami az áramkör egyik minőségi jellemzője. Alakhű átvitel esetében a zsilip hasonlat úgy érvényes, hogy ekkor a zsilipet úgy kell vezérelni, hogy a turbinára jutó víz mennyisége arányos legyen a generátor által szolgáltatott mintajel pillanatnyi értékével.

Más esetekben az elektronikus eszköznek csak logikai jelet kell továbbítania, ez a digitális áramkörök feladata. Erősítésre azonban a digitális kapuáramkörök esetében is szükség van. E nélkül jól működő digitális áramköröket nem lehetne megvalósítani.

Az elemi áramkörök helyett a mai elektronikát az integrált áramköri rendszerek uralják. Az integrált áramköröket is két csoportba soroljuk: digitális és analóg áramköröket különböztethetünk meg.

A digitális integrált áramkörök területén már a korai fejlesztések során arra törekedtek, hogy lehetőleg sokféle összetett logikai funkciót valósítsanak meg azonos "családhoz" tartozó és egymáshoz illeszkedő áramköri elemekkel. Ennek a koncepciónak az első sikeres változata az úgynevezett TTL (Tranzisztor Tranzisztor Logika) logikai család volt. A logikai rendszerek fejlődése terén azonban a CMOS (Komplementer Fém Oxid Félvezető) eszközök megjelenése jelentette az igazi áttörést. Ebben a logikai családban az elemi invertert egy n-csatornás és egy p-csatornás térvezérlésű tranzisztorral lehet megvalósítani, és ennek az eszköznek a különböző változataival egyetlen félvezető lapkán minden logikai funkció létrehozható. A CMOS technológia fő előnye az, hogy az elemi logikai kapuáramköröknek nincsen statikus áramfelvételük, azaz teljesítményt csak akkor vesznek fel a telepből, ha logikai állapotaik változnak.

Fontos megemlíteni, hogy MOS technológia jelentősen támogatta a számítógépes memóriák fejlesztését is. Az úgynevezett dinamikus memóriák kapacitásának a növelése a modern számítástechnika egyik fontos fejlesztési iránya. A dinamikus, írható-olvasható memóriákban (DRAM) a bináris információt félvezető kapacitások tárolják, és a kapacitások kisülése miatt a bennük tárolt információt periodikusan fel kell frissíteni.

Az analóg integrált áramkörök fejlődése a 70-es-80-as években volt talán a legdinamikusabb. Ekkor születtek meg azok az alapelemek, például az áramtükrő, a differenciálerősítő, amelyek forradalmasították az analóg tranzisztoros áramkörtechnikát, kihasználva az integrált áramköri technika előnyeit, azt, hogy egyetlen félvezető lapkán azonos félvezető elemeket lehet megvalósítani, és, hogy ezek az elemek a működés során közel azonos hőmérsékletűek maradnak. Az új áramkörtechnika sok igen fontos analóg áramkör kifejlesztését támogatta, ezek közül talán a

műveleti erősítők, a teljesítményfokozatok, a tápegységek, az analóg szorzó áramkörök, a modulátorok, a demodulátorok és az analóg-digitális, digitális-analóg konverterek említhetők.

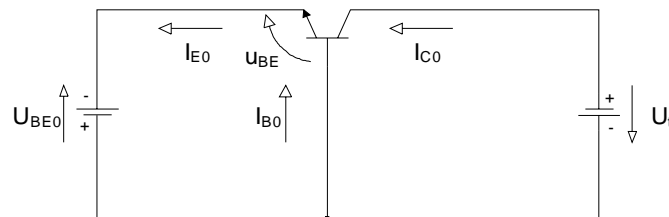
Az analóg integrált áramkörök fontossága az elmúlt évtizedekben jelentősen lecsökkent. Szerepüket mindinkább átvették a digitális jelfeldolgozó processzorok (DSP), amelyek a legtöbb analóg művelet végrehajtására alkalmasak oly módon, hogy a mintavételezett és digitalizált (számokká alakított) analóg jeleket szoftverrel dolgozzák fel. A hagyományos analóg elektronikai eszközök ma két területen fejlődnek dinamikusan. Az egyik az analóg és digitális rendszerek közötti átmenetet biztosító analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók területe, ahol a legfontosabb cél a sebesség növelése és a felbontás javítása. A másik terület a nagyfrekvenciás technika és az optoelektronika (optikai jelek kezelése és feldolgozása), ahol a digitális jelfeldolgozás módszerei, a meglévő sebességkorlátok miatt, nem alkalmazhatók.

## Az erősítés mechanizmusa (egy elvi jelentőségű példa)

Vizsgáljuk meg azt, hogy egy bipoláris tranzisztor esetében milyen feladatokat kell megoldani ahhoz, hogy az eszköz képes legyen a generátor jelét erősíteni. Az aktív eszközt először üzembe kell helyezni, utána csatolni kell hozzá a fogyasztót, végül vezérelni kell az eszközt a generátorral. Ezeket a feladatokat egy bipoláris n-p-n tranzisztor esetében mutatjuk be.

### 1. A vezérelhető eszköz üzembe helyezése

Ahhoz, hogy egy bipoláris n-p-n tranzisztor az úgynevezett normál aktív tartományban működjön, a tranzisztort az 1.6 ábra szerint kell feszültség alá helyezni.



1.6 ábra. Az aktív eszköz üzembe helyezése.

A tranzisztor bázis-emitter diódáját nyitó, a bázis-kollektor diódáját pedig záró irányban kell előfeszíteni. A nyitáshoz a bázis-emitter diódára pozitív  $U_{BE0}$  feszültséget kapcsolunk, ami az

$$i_E = I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right)$$

karakterisztikájú bázis-emitter diódán

$$I_{E0} = I_{S0} \left( \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right) - 1 \right) \approx I_{S0} \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right)$$

áramot hoz létre. A dióda (tranzisztor) nyitáshoz szükséges feszültség értéke az

$$U_{BE0} = U_T \ln \frac{I_{E0} + I_{S0}}{I_{S0}} \approx U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{S0}}$$

egyenletből határozható meg, ami kisáramú szilícium eszközök esetén széles áramtartományban a  $600 - 700 \text{ mV}$  értékek közé esik, mivel  $I_{S0} = 10^{-13} - 10^{-14} \text{ A}$  és  $U_T \approx 26 \text{ mV}$ . A normál aktív üzemmóddhoz a tranzisztor bázis-kollektor diódáját záró irányba kell előfeszíteni, erre szolgál az  $U_t$  telepfeszültség, amely a rendszerben a tápforrás szerepét tölti be. A tranzisztor munkaponti áramai között az ( $I_{C0} = 0$  esetén) az

$$I_{C0} = A I_{E0}$$

és az

$$I_{B0} = (1 - A) I_{E0}$$

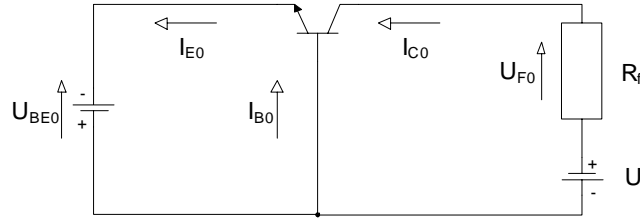
egyenlet pár teremt kapcsolatot, ahol  $A$  a tranzisztor egyenáramú földelt bázisú áramerősítési tényezője, és

$$B = \frac{A}{1-A}, \quad \text{illetve,} \quad A = \frac{B}{1+B},$$

ahol  $B$  a tranzisztor egyenáramú földelt emitteres áramerősítési tényezője.

## 2. A vezérelt eszköz és a fogyasztó csatolása (munkapontbeállítás)

A fogyasztó ellenállást az 1.6 ábra szerint a tranzisztor kollektorával sorba kapcsoljuk.



1.6 ábra. A vezérelt eszköz és a fogyasztó csatolása.

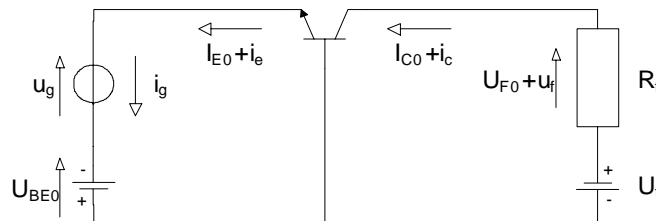
A tranzisztor kollektorárama az  $R_f$  fogyasztó ellenálláson éppen  $U_{F0} = R_f I_{C0}$  feszültséget hoz létre, így a tranzisztor kollektor-bázis egyenfeszültsége egyszerűen meghatározható, miszerint

$$U_{CB0} = U_t - U_{F0} = U_t - R_f I_{C0} > 0,$$

aminek a tranzisztor normál aktív működéséhez mindenképpen pozitív értékűnek kell lenni. Fontos megjegyezni, hogy a tranzisztor működésének legfontosabb jellemzője, hogy munkaponti áramai ( $I_{E0}$ ,  $I_{C0}$ ,  $I_{B0}$ ) lényegében csak a bázis-emitter diódára adott feszültségtől függenek, és mindaddig függetlenek a kollektor-bázis feszültségtől, amíg a fent bemutatott egyenlőtlenség teljesül, azaz a kollektor-bázis dióda záró irányban van előfeszítve. Kapcsolásunkban legyen  $U_t = 10V$ ,  $I_{E0} \approx I_{C0} = 1mA$  és  $R_f = 2.6k\Omega$ . Ekkor  $U_{CB0} = U_t - U_{F0} = 10 - 2,6 = 7.4V$ . Mint korábban jeleztük, az  $R_f$  ellenállás maximális értéke  $10k\Omega$  lehet, mivel ezen érték felett a tranzisztor bázis-kollektor diódája kinyit, a tranzisztor telítésbe kerül, és megszűnik a normál aktív működés.

## 3. Az aktív eszköz vezérlése, kisjelű működés

Az aktív eszköz vezérlésére szolgáló kisjelű feszültséggenerátort az 1.7 ábra szerint sorba kapcsoljuk a bázis-emitter dióda nyitóirányú előfeszítését biztosító egyenfeszültségű generátorral.



1.7 ábra. Az aktív eszköz vezérlése.

Tételezzük fel, hogy a generátor feszültsége  $u_g = U_g \cos(\omega t)$ , és a szinuszos jel amplitúdója  $U_g = 1mV$ , így a tranzisztor eredő vezérlőfeszültsége  $u_{BE} = U_{BE0} + u_g$ . A tranzisztoron folyó áram ebben az esetben az

$$i_E = I_{E0} + i_e = I_{S0} \exp\left(\frac{U_{BE0} + u_g}{U_T}\right) = I_{E0} \exp\left(\frac{u_g}{U_T}\right)$$

egyenlet segítségével határozható meg. A képletben kis betűvel és nagy indexszel az általános mennyiségeket, nagy betűvel és nagy indexszel a munkaponti paramétereket, kis betűvel és kis indexszel a kisjelű mennyiségeket és nagy betűvel és kis indexszel a szinuszos jelek amplitúdóját jelöljük. A képlet alapján megállapíthatjuk, hogy a tranzisztor kisjelű árama  $i_e$  és a tranzisztor kisjelű vezérlőfeszültsége között nemlineáris függvény teremt kapcsolatot. Felírva az exponenciális függvény Taylor-sorát az

$$i_E = I_{E0} + i_e = I_{E0} \left( 1 + \frac{u_g}{U_T} + \frac{1}{2!} \left(\frac{u_g}{U_T}\right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{u_g}{U_T}\right)^3 + \dots + \frac{1}{n!} \left(\frac{u_g}{U_T}\right)^n + \dots \right)$$

egyenlethez jutunk, amiből

$$i_e = I_{E0} \left( \frac{u_g}{U_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{u_g}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{u_g}{U_T} \right)^3 + \dots + \frac{1}{n!} \left( \frac{u_g}{U_T} \right)^n + \dots \right) \approx I_{E0} \frac{u_g}{U_T},$$

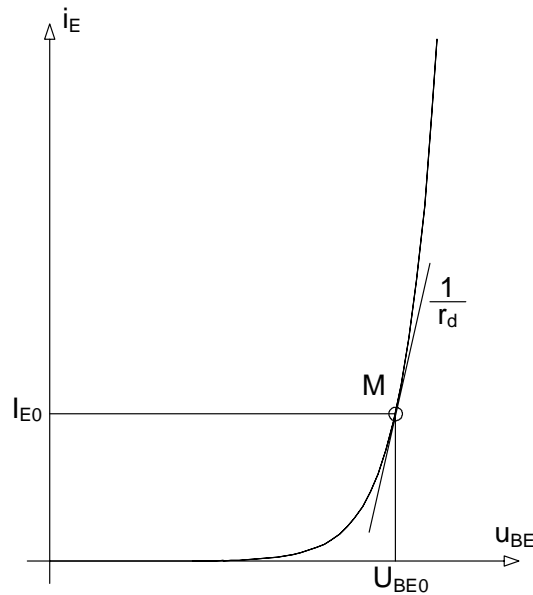
ha csak a Taylor-sor első tagját, a lineáris komponenst vesszük figyelembe. Jól látható, hogy az emitteráram kisjelű összetevőjét az

$$i_e = \frac{I_{E0}}{U_T} u_g = \frac{u_g}{r_d}$$

képlet alapján a bázis-emitter dióda munkaponti differenciális ellenállása határozza meg. Az  $r_d$  ellenállás az

$$r_d = \frac{U_T}{I_{E0}}$$

segítségével számítható. Az 1.8 ábrán megadjuk a tranzisztor  $i_E - u_{BE}$  karakterisztikáját és a munkaponti deriváltat ( $I_{E0} = 1\text{mA}$ ,  $U_{BE0} \approx 0,6\text{V}$ ,  $r_d = 26\Omega$ ).



1.8 ábra. A tranzisztor  $i_E - u_{BE}$  karakterisztikája és a munkaponti derivált. A tranzisztor kisjelű kollektoráramát az

$$i_c = \alpha \frac{u_g}{r_d}$$

kifejezés adja meg.

Számoljuk ki ezután az áramkör kisjelű teljesítményeit. A generátor által leadott teljesítmény

$$P_g = \frac{U_g^2}{2r_d} = \frac{10^{-6}}{2 \cdot 26} \approx 20\text{nW}.$$

A kisjelű kollektoráram

$$i_c = I_c \cos(\omega t),$$

és feltéve, hogy  $\alpha \approx 1$

$$I_c = \alpha \frac{U_g}{r_d} \approx \frac{10^{-3}}{26} \approx 40\mu\text{A},$$

ezért a fogyasztón mérhető kisjelű szinuszos feszültség amplitúdója

$$U_f = I_c R_f = 40 \cdot 10^{-6} \cdot 2,6 \cdot 10^3 \approx 100\text{mV},$$

így a fogyasztóra jutó hasznos kisjelű teljesítmény a

$$P_f = \frac{U_f^2}{2R_f} = \frac{(100 \cdot 10^{-3})^2}{2 \cdot 2,6 \cdot 10^3} \approx 2\mu\text{W}.$$

Az eredmények alapján megállapíthatjuk, hogy a kapcsolás kisjelű teljesítményerősítése

$$G = \frac{P_f}{P_g} = 100,$$

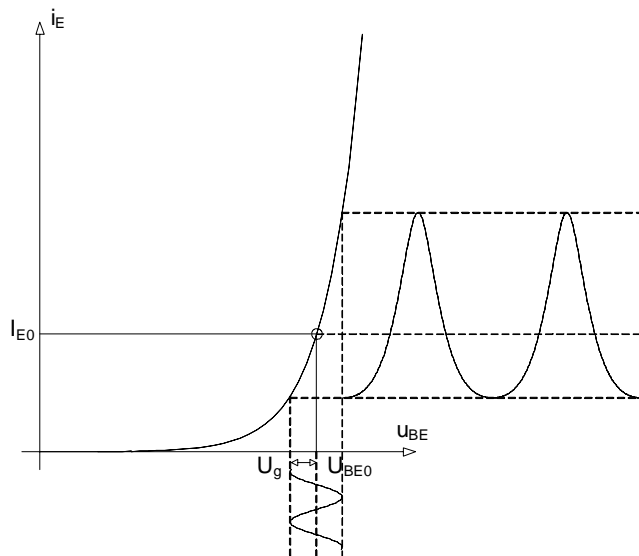
feszültségerősítése

$$A_u = \frac{U_f}{U_g} = 100,$$

és áramerősítése

$$A_i = \frac{I_f}{I_g} = \alpha \approx 1.$$

A sorfejtésből látszik, hogy csak a Taylor-sor első tagjára igaz az alakhű átvitel. A kapcsolat a kimeneti és bemeneti jelek között általában nemlineáris. Az eszközökben tehát fellép a nemlineáris torzítás (lásd az 1.9 ábrát).



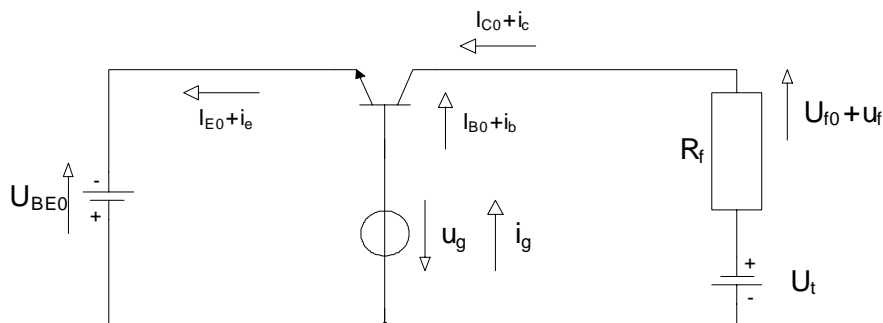
1.9 ábra. A nemlineáris torzítás illusztrációja.

További egyszerű megfontolásokból látszik, hogy a vezérlőjel további növelésével eljuthatunk a kivehető feszültség, illetve áram határáig, hiszen a tranzisztor olyan nemlineáris elem, amely csak akkor működik, ha adott polaritású feszültség van rajta, vagy adott polaritású áram folyik a kapcsain. Ez szükségessé teszi a kivezélhetőség vizsgálatát, azaz annak az analízisét, hogy a fogyasztóra mekkora maximális jel juthat.

A fent analizált elemi példa felveti azt a kérdést, vajon lehet-e a generátorból, tápforrásból, vezérelhető elemből és fogyasztóból álló négyest más elrendezésben egymáshoz kapcsolni. Vannak-e az előbbtől eltérő alapkapcsolások?

## Alapkapcsolások (az elvi példa folytatása)

Az előbbi példa folytatásaként változtassuk meg a korábbi tranzisztor vezérlését. Helyezzük el a vezérlő generátort a tranzisztor bázisában az 1.10 ábra szerint.



## 1.10 ábra. A vezérlés áthelyezése a bázisba.

Mivel a tranzisztor bázis-emitter diódájának az eredő vezérlőfeszültsége most is

$$u_{BE} = U_{BE0} + u_g,$$

ezért a  $P_f$  fogyasztóra jutó teljesítmény azonos az előbb számolt értékkel, de a generátor teljesítménye változik, mivel a generátoron most csak a tranzisztor bázisárama folyik, ami az

$$i_B = \frac{i_E}{1 + B} \simeq \frac{i_E}{1 + \beta}$$

képlet alapján kisebb, mint az emitteráram. A kifejezésnél feltételeztük, hogy a tranzisztor földelt emitteres egyenáramú ( $B$ ) és kisjelű ( $\beta$ ) áramerősítési tényezője közel azonos, így

$$i_b = \frac{i_e}{1 + \beta} = \frac{i_c}{\beta}.$$

A fenti kifejezések felhasználásával

$$i_b = I_b \cos(\omega t) \quad \text{és} \quad I_b = \frac{U_g}{(1 + \beta)r_d}.$$

Tételezzük fel, hogy  $1 + \beta \simeq 100$ , ekkor

$$P_g = \frac{(U_g)^2}{2r_d(1 + \beta)} \simeq 0,2nW,$$

amiből a kapcsolás kisjelű teljesítményerősítésére a

$$G = \frac{P_f}{P_g} = 10^4,$$

feszültségerősítésére az

$$A_u = \frac{U_f}{U_g} = 100,$$

és áramerősítésére az

$$A_i = \frac{I_f}{I_g} = \beta \simeq 100$$

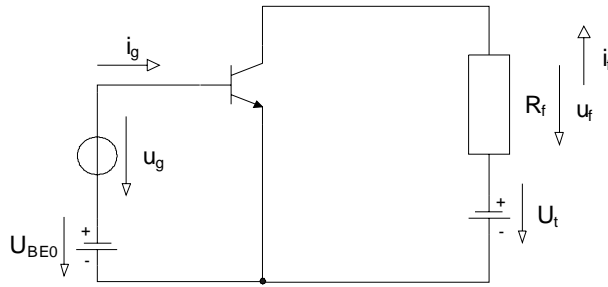
értéket kapjuk. Jól látható, hogy a kapcsolás kisjelű paramétere erősen függenek a generátor, a vezérelhető eszköz és a fogyasztó viszonyától. Az elrendezés alapján különböztetjük meg az alapkapcsolásokat.

### Az alapkapcsolások típusai

A tranzisztorok három kivezetéssel rendelkező vezérelhető eszközök. A tranzisztor bázisán kis áram folyik, ezért a bázisból hasznos teljesítmény nem nyerhető. Ezt az elektródát ezért csak vezérlésre lehet használni. A tranzisztor emittere nagyáramú kivezetés, ami képes jelentős teljesítmény leadására, tehát a fogyasztó elhelyezhető az emitterben. Ugyanakkor az emitteren keresztül az eszköz vezérelhető is, hiszen a tranzisztor áramát a bázis-emitter diódára adott feszültség határozza meg, tehát az emitter lehet a kapcsolás bemenete és kimenete is. A kollektor szintén nagyáramú kivezetés, tehát a fogyasztó elhelyezhető a kollektorban, ugyanakkor a tranzisztor árama (a normál aktív tartományban) nem függ a kollektor feszültségétől, azaz a kollektorból a tranzisztor nem vezérelhető, ezért a kollektor csak a kapcsolás kimeneti pontja lehet. Ennek alapján három alapkapcsolást különböztetünk meg.

A továbbiakban **az áramok és feszültségek mérőirányait megváltoztatjuk** a négypólusok szokásos mérőirányai szerint: a feszültségeket a négypólus bemenete és kimenete, valamint a földpont között mérjük, az áramok mérőiránya pedig a bemeneten és a kimeneten is a négypólus felé mutat.

**Földelt emitteres vagy közös emitteres alapkapcsolás (lásd az 1.11 ábrát)**



1.11 ábra. A földelt emitteres alapkapsolás.

A kapcsolásban a bemenet a bázis, a kimenet a kollektor, és a földelt (közös) elektróda az emitter. A kapcsolás jellegzetes paraméterei a mérőirányok figyelembevételével:

- Nagy negatív feszültségerősítés

$$A_u \simeq -\alpha \frac{R_f}{r_d}$$

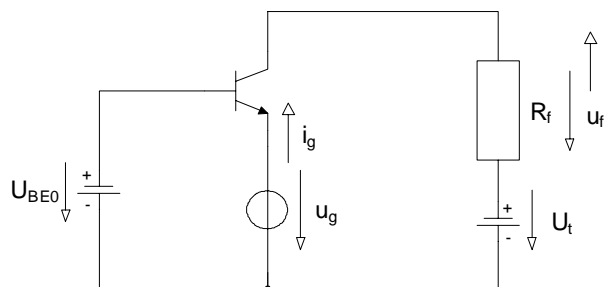
- Nagy pozitív áramerősítés

$$A_i \simeq \beta.$$

- Nagy teljesítményerősítés

$$G = |A_u A_i| \simeq \alpha \beta \frac{R_f}{r_d}$$

**Földelt bázisú vagy közös bázisú alapkapsolás (lásd az 1.12 ábrát)**



1.12 ábra. A földelt bázisú alapkapsolás.

A kapcsolásban a bemenet az emitter, a kimenet a kollektor, és a földelt (közös) elektróda a bázis. A kapcsolás jellegzetes paraméterei a mérőirányok figyelembevételével:

- Nagy pozitív feszültségerősítés

$$A_u \simeq \alpha \frac{R_f}{r_d}$$

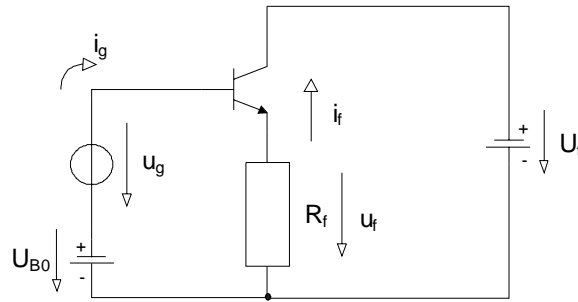
- Egyszeres negatív áramerősítés

$$A_i \simeq -\alpha \simeq -1.$$

- Közepes teljesítményerősítés

$$G = |A_u A_i| \simeq \alpha^2 \frac{R_f}{r_d}$$

**Földelt kollektoros vagy közös kollektoros alapkapsolás (lásd az 1.13 ábrát)**



1.13 ábra. A földelt kollektoros alapkapcsolás.

A kapcsolásban a bemenet a bázis, a kimenet az emitter, és a földelt (közös) elektróda a kollektor. A kapcsolás jellegzetes paraméterei a mérőirányok figyelembevételével:

- Közel egyszeres pozitív feszültség erősítés

$$A_u \approx \frac{R_f}{r_d + R_f}.$$

- Nagy negatív áramerősítés

$$A_i \approx -(1 + \beta).$$

- Közepes teljesítményerősítés

$$G = |A_u A_i| \approx (1 + \beta) \frac{R_f}{r_d + R_f}.$$

## Az elektronikus eszközök tulajdonságainak az összefoglalása

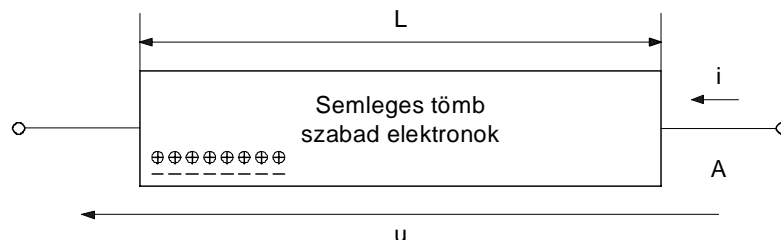
A fejezet célja az, hogy ismertesse a legfontosabb aktív eszközök működését, megadja az eszközök karakterisztikáit és azokat a helyettesítő képeket, amelyek a tantárgy későbbi fejezeteiben szerepet játszanak.

### A félvezető eszközök működésének fizikai alapjai

Ebben a fejezetben áttekintjük a félvezető eszközök működésének fizikai hátterét anélkül, hogy a működés részletes analizisével foglalkoznánk. Célunk az, hogy szemléletes képet adjunk az eszközök működéséről a legfontosabb fizikai jelenségek ismeretterjesztő szintű tárgyalásával. Nem említjük tehát azokat a szilárdtest fizikai és kvantummechanikai alapokat, amelyek a működés mélyebb megismeréséhez feltétlenül szükségesek, de megnevezzük, és jelenség szintjén tárgyaljuk is a működést leginkább befolyásoló fizikai hatásokat.

### Ohmos vezetés (elektronok mozgása vezetőképes szilárd testekben)

Egy elektromosan semleges vezető tömb ohmos vezetését a 2.1 ábrán illusztráljuk.



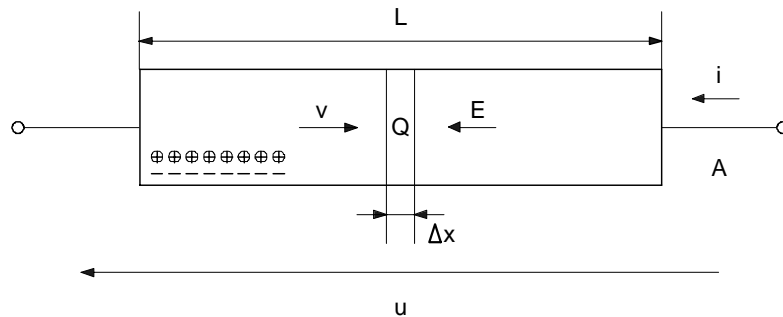
2.1 ábra. Egy elektromosan semleges vezető tömb ohmos vezetése.

Az ábrán egy  $L [m]$  hosszúságú és  $A [m^2]$  keresztmetszetű vezetőképes tömb látható, amely **elektromosan semleges**. Az elektromos semlegesség annyit jelent, hogy az anyagban az elektronok és protonok száma azonos, de amíg a protonok az anyagot alkotó atomok magjában



helyezkednek el, ezért mozgásra képtelenek, addig az elektronok egy része elektromos erőtér hatására szabadon képes mozogni (az ábrán ezt szimbolizálja az azonos számú körrel körülvelt pozitív és szabadon lévő negatív töltés jelképe). Ezek a **szabad elektronok** azok, amelyek nem vesznek részt a kémiai kötésekben, hanem magasabb energiájú állapotban vannak (az úgynevezett vezetési sávban tartózkodnak).

Az ohmos vezetés leírásához vizsgáljuk meg a 2.2 ábra elrendezését.



2.2 ábra. Az ohmos vezetés mechanizmusa.

Tételezzük fel, hogy az  $L$  hosszúságú és  $A$  keresztmetszetű vezetőképes tömb belsejében  $n$  [ $1/m^3$ ] a szabad elektronok sűrűsége, és  $v$  [ $m/s$ ] az elektronok sebessége az ábrán jelölt irányban. A szabad elektronok mozgási sebessége a

$$v = \mu_n E$$

kifejezés alapján arányos az  $E$  [ $V/m$ ] elektromos térerővel, ahol  $\mu_n$  [ $m^2/Vs$ ] az **elektronok mozgékonyasága**.

Vákuumban az elektronok állandó térerő (homogén elektromos erőtér) hatására nem állandó sebességgel, hanem egyenletes gyorsulással mozognának, ahogy Newton törvénye szerint állandó erő hatására egy adott tömegű test viselkedik. A vezető tömbön belül azonban az elektronok nem vákuumban mozognak, hanem folyamatosan ütköznek a szilárd test atomjaival. A jelenség ahhoz hasonlít, ahogy egy test állandó erő hatására közegellenállás esetén mozog. Tudjuk, hogy így viselkedik állandósult állapotban egy ejtőernyő is, melyre a gravitációs térben a rá akasztott tömeggel arányos állandó erő hat. Mivel mozgás közben az ejtőernyőre ható fékező (közegellenállási) erő arányos a mozgás sebességével, az ejtőernyő a gravitációs erővel arányos sebességgel mozog. Az elektronok mozgékonyasága éppen ezt az arányosságot fejezi ki.

Számoljuk ki ezután a  $V = A\Delta x$  [ $m^3$ ] térszében lévő szabad elektronok  $Q$  [ $As$ ] töltését, ami a

$$Q = -nqA\Delta x$$

kifejezéssel adható meg, ahol  $q = 1.63 \cdot 10^{-19}$  [ $As$ ] az elektron töltése, az előjel pedig azt mutatja, hogy az elektron töltése negatív.

Tételezzük fel ezután, hogy ez a töltésmennyiség  $\Delta t$  idő alatt éppen  $\Delta x$  utat tesz meg, ami azt jelenti, hogy a tömb egy adott keresztmetszetén  $\Delta t$  idő alatt éppen  $Q$  töltésmennyiség halad át.

Az ábrán megadott mérőirányokkal a tömbön folyó áram, azaz az adott felületen egységnyi idő alatt áthaladó töltésmennyiség az

$$i = -\frac{Q}{\Delta t} = nqA \frac{\Delta x}{\Delta t} = nqAv = nqA\mu_n E$$

kifejezéssel számolható. A negatív előjel itt arra utal, hogy, ha az elektronok balról jobbra mozognak, akkor az általuk létrehozott úgynevezett technikai áram (a pozitív töltések által szállított áram) a felvett mérőiránnyal mérve pozitív értékű. Ha a tömbre  $u$  feszültséget kapcsolunk, és a tömb homogén, akkor a tömb belsejében a térerő az

$$E = \frac{u}{L}$$

értékűre adódik, így az

$$i = nqA\mu_n \frac{u}{L}$$

kifejezés alapján a tömb  $G$  vezetése ( $R$  ellenállása) a

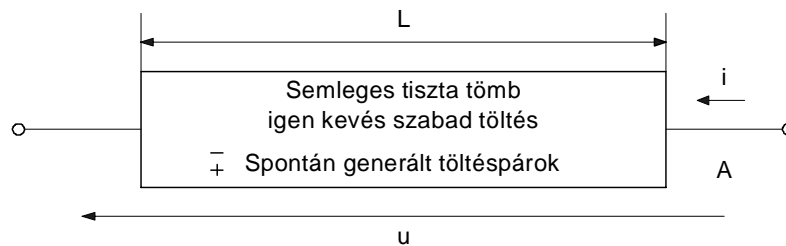
$$G = \frac{1}{R} = nq\mu_n \frac{A}{L} \left[ \frac{1}{m^3} A_s \frac{m^2}{V_s} \frac{m^2}{m} = \frac{A}{V} = \frac{1}{\Omega} \right]$$

kifejezéssel adható meg.

Ha  $n$ , a szabadon mozgó töltések sűrűsége nagy, akkor a tömb jó vezető, ha kicsi, akkor a tömb lényegében szigetelőként viselkedik.

### Ohmos vezetés tiszta félvezetők esetén

Egy elektromosan semleges tiszta félvezető tömb ohmos vezetését a 2.3 ábrán illusztráljuk.



2.3 ábra. Egy elektromosan semleges tiszta félvezető tömb.

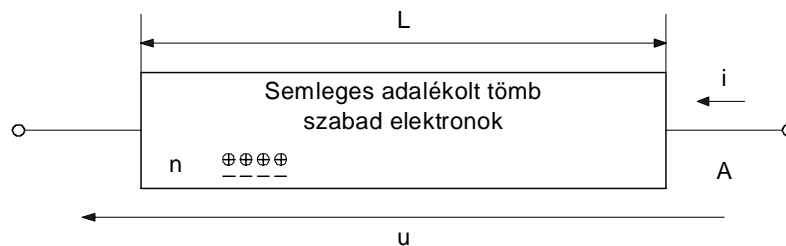
Az ábrán egy  $L$  [m] hosszúságú és  $A$  [m<sup>2</sup>] keresztmetszetű tiszta félvezető (például szilícium) egykristály tömb látható, amely **elektromosan semleges**. Az elektromos semlegesség itt is annyit jelent, hogy az anyagban az elektronok és protonok száma azonos. A protonok az anyagot alkotó atomok magjában helyezkednek el, ezért mozgásra képtelenek, és alaphelyzetben (elvileg 0 [K<sup>0</sup>] hőmérsékleten) az elektronok is mozgásra képtelenek, mivel mindannyian részt vesznek a félvezető kristályra jellemző kémiai kötésekben. Magasabb hőmérsékleten a hőmozgás hatására az elektronok közül igen kevés "kiszabadul" a kristályszerkezetből, és elektromos erőterben szabadon képes mozogni, ugyanakkor a kilépő elektron helyén elektronhiány (lyuk) keletkezik, és ez a lyuk úgy viselkedik, mint egy  $q$  töltésű pozitív részecske, ami szintén mozogni tud az elektromos erőter hatására (az ábrán ezt szimbolizálja az azonos számú szabadon lévő pozitív és negatív töltés jelképe). Ezek a **szabad elektronok és lyukak** azok, amelyek magasabb energiájú állapotban vannak (az úgynevezett vezetési sávban tartózkodnak). Az elektronok és lyukak mozgékonyasága egyébként különböző, tipikusan  $\mu_n = 0,13$  [m<sup>2</sup>/Vs],  $\mu_p = 0,045$  [m<sup>2</sup>/Vs].

Ha egy szabad elektron egy lyukkal találkozik, akkor az elektron belép a kristályszerkezetbe, és a szabad elektron-lyuk pár eltűnik. Ezt a jelenséget **rekombinációnak** nevezzük. Mindez azt jelenti, hogy egy tiszta félvezető egykristályban állandósult állapotban egységnyi idő alatt a hőmozgás hatására éppen annyi szabad elektron-lyuk pár keletkezik, mint amennyi ugyanannyi idő alatt rekombinálódik.

A tiszta félvezető tömbben a szabadon mozgó elektronok és lyukak száma mindig azonos, számuk csak az abszolút hőmérséklettől függ, és általában igen kicsi, így a tiszta félvezető tömb ellenállása igen nagy, gyakorlatilag közel esik a szigetelő anyagokéhoz.

### Ohmos vezetés n típusú adagolt (szennyezett) félvezetők esetén

Az n típusú adagolt (szennyezett) félvezető tömb ohmos vezetését a 2.4 ábrán illusztráljuk.



2.4 ábra. Az n típusú adagolt (szennyezett) félvezető tömb ohmos vezetése.

Az ábrán egy  $L$  [m] hosszúságú és  $A$  [m<sup>2</sup>] keresztmetszetű n típusú adagolt (szennyezett) félvezető egykristály tömb látható, amely **elektromosan semleges**. Az elektromos semlegesség

most is annyit jelent, hogy az anyagban az elektronok és protonok száma azonos, de amíg a protonok az anyagot alkotó atomok magjában helyezkednek el, ezért mozgásra képtelenek, addig az elektronok egy része elektromos erőtér hatására szabadon képes mozogni (az ábrán ezt szimbolizálja az azonos számú körrel körülvett pozitív és szabadon lévő negatív töltés jelképe). Ezek a **szabad elektronok** azok, amelyek nem vesznek részt a kémiai kötésekben, hanem magasabb energiájú állapotban vannak (az úgynevezett vezetési sávban tartózkodnak).

Az  $n$  típusú adagolt (szennyezett) félvezető tömbben a szabad elektronok úgy jönnek létre, hogy az eredetileg tiszta homogén félvezető (tipikusan szilícium) kristályba olyan atomokat viszünk be szabályozott sűrűségben, amelyeknek, szemben a szilícium ( $Si$ ) négy vegyérték elektronjával, öt vegyérték elektronja van (ilyen anyag például a foszfor ( $P$ )). Egy foszfor atom úgy épül be a szilícium kristályba, hogy négy vegyérték elektronja kötésbe kerül a szomszédos szilícium atomok vegyérték elektronjaival, egy elektron viszont nem vesz részt a kémiai kötésben, hanem "**szabaddá**" válik, azaz elektromos erőtér hatására mozogni tud a félvezető tömbben. Ily módon lehetőségünk van arra, hogy adagolással (szennyezéssel) a félvezető tömbben nagy pontossággal beállítsuk a szabad elektronok sűrűségét.

Fontos megjegyezni, hogy a kristályon belüli hőmozgás hatására az elektronok közül igen kevés "kiszabadul" a kristályszerkezetből, és elektromos erőtérben szabadon képes mozogni, ugyanakkor a kilépő elektron helyén elektronhiány (lyuk) keletkezik, és ez a lyuk úgy viselkedik, mint egy  $q$  töltésű pozitív részecske, ami szintén mozogni tud az elektromos erőtér hatására (az ábrán ezt külön nem tüntettük fel, mert ezeknek a szabaddá váló elektron-lyuk pároknak a száma általában elhanyagolható az adagolással létrehozott szabad elektronok számához képest). Mint korábban említettük, ha egy szabad elektron egy lyukkal találkozik, akkor az elektron belép a kristályszerkezetbe, és a szabad elektron-lyuk pár rekombinálódik. Mindez azt jelenti, hogy egy  $n$  típusú félvezető egykristályban a többségben lévő elektronok a szabad lyukakkal nagy valószínűséggel egyesülnek, így módon a szabad lyukak sűrűsége kisebb, mint a tiszta félvezető egykristályban.

$n$  típusú félvezetők esetén a szabad elektronokat **többségi**, míg a hozzájuk képest kisszámú lyukakat **kisebbségi töltéshordozóknak** nevezzük.

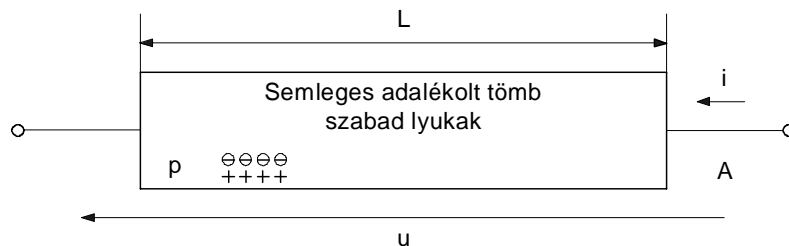
Az ábrán látható homogén félvezető tömb ellenállását most is a

$$G = \frac{1}{R} \approx nq\mu_n \frac{A}{L}$$

képlet segítségével számolhatjuk, ha a kisebbségi töltéshordozók hatását elhanyagoljuk.

### Ohmos vezetés $p$ típusú adagolt (szennyezett) félvezetők esetén

A  $p$  típusú adagolt (szennyezett) félvezető tömb ohmos vezetését a 2.5 ábrán illusztráljuk.



2.5 ábra. A  $p$  típusú adagolt (szennyezett) félvezető tömb ohmos vezetése.

Az ábrán egy  $L$  [m] hosszúságú és  $A$  [m<sup>2</sup>] keresztmetszetű  $p$  típusú adagolt (szennyezett) félvezető egykristály tömb látható, amely **elektromosan semleges**. A protonok az anyagot alkotó atomok magjában helyezkednek el, ezért mozgásra képtelenek, az elektronok hiányai az úgynevezett **lyukak** viszont elektromos erőtér hatására szabadon képesek mozogni. A lyukak mozgása annyit jelent, hogy az elektromos erőtér hatására egy kristályszerkezetben lévő elektronhiány helyére egy elektron lép, ami miatt egy szomszédos helyen egy újabb elektronhiány (lyuk) keletkezik, így a rendszer úgy viselkedik, mintha pozitív  $q$  töltésű részecskék (lyukak) áramlanának a félvezető kristály belsejében. Ha egy elektronhiány helyére belép egy elektron, akkor azon a helyen egy fix helyzetű negatív töltés (**tértöltés**) keletkezik, amivel egy "pozitív töltésű

elmozdítható lyuk" tart egyensúlyt (az ábrán ezt szimbolizálja az azonos számú körrel körülvett negatív és szabadon lévő pozitív töltés jelképe). Ezek a **szabad lyukak** nem vesznek részt a kémiai kötésekben, hanem magasabb energiájú állapotban vannak (az úgynevezett vezetési sávban tartózkodnak).

A p típusú adagolt (szennyezett) félvezető tömbben a szabad lyukak úgy jönnek létre, hogy az eredetileg tiszta homogén félvezető (tipikusan szilícium) kristályba olyan atomokat viszünk be szabályozott sűrűségben, amelyeknek, szemben a szilícium (Si) négy vegyérték elektronjával, három vegyérték elektronja van (ilyen anyag például a bór (B)). Egy bór atom úgy épül be a szilícium kristályba, hogy mind a három vegyérték elektronja kötésbe kerül a szomszédos szilícium atomok vegyérték elektronjaival, egy elektron viszont hiányzik a szabályos kristályszerkezetből, tehát itt elektronhiány (lyuk) keletkezik, amely "**szabaddá**" válik, azaz elektromos erőter hatására mozogni tud a félvezető tömbben. Így módon lehetőségünk van arra, hogy adagolással (szennyezéssel) a félvezető tömbben nagy pontossággal beállítsuk a szabad lyukak sűrűségét.

Fontos megjegyezni, hogy a kristályon belüli hőmozgás hatására az elektronok közül igen kevés "kiszabadul" a kristályszerkezetből, és elektromos erőterben szabadon képes mozogni, ugyanakkor a kilépő elektron helyén elektronhiány (lyuk) keletkezik, és ez a lyuk úgy viselkedik, mint egy  $q$  töltésű pozitív részecske, ami szintén mozogni tud az elektromos erőter hatására (az ábrán ezt külön nem tüntettük fel, mert ezeknek a szabaddá váló elektron-lyuk pároknak a száma általában elhanyagolható az adagolással létrehozott szabad lyukak számához képest). Mint korábban említettük, ha egy szabad elektron egy lyukkal találkozik, akkor az elektron belép a kristályszerkezetbe, és a szabad elektron-lyuk pár rekombinálódik. Mindez azt jelenti, hogy egy p típusú félvezető egykristályban a többségben lévő lyukak a szabad elektronokkal nagy valószínűséggel egyesülnek, így módon a szabad elektronok sűrűsége kisebb, mint a tiszta félvezető egykristályban.

p típusú félvezetők esetén a szabad lyukakat **többségi**, míg a hozzájuk képest kisszámú szabad elektronokat **kisebbségi töltéshordozóknak** nevezzük.

Az ábrán látható homogén félvezető tömb ellenállását most a

$$G = \frac{1}{R} \approx pq\mu_p \frac{A}{L}$$

képlet segítségével számolhatjuk, ha a kisebbségi töltéshordozók hatását elhanyagoljuk ( $p$  [ $1/m^3$ ] a szabad lyukak sűrűsége,  $\mu_p$  [ $m^2/Vs$ ] a lyukak mozgékonyasága).

Ha egy félvezető tömbben szabad elektronok és szabad lyukak egyaránt vannak, akkor a tömb áramát az

$$i = (n\mu_n + p\mu_p)q \frac{A}{L} u$$

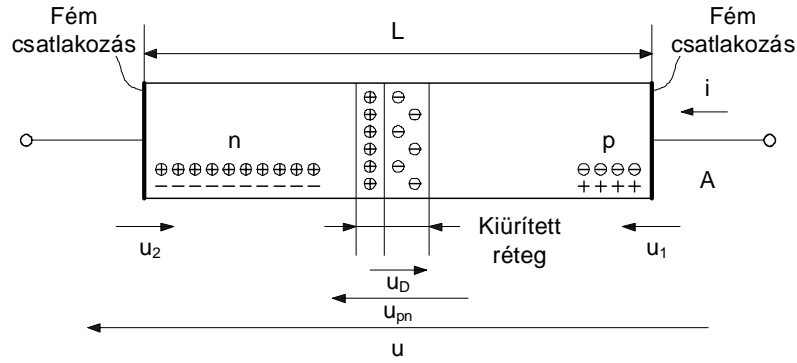
kifejezéssel határozhatjuk meg. Az elektronok és lyukak mozgása ellentétes irányú, de a töltéseik ellentétes előjelűek, így az általuk létrehozott áram összeadódik.

Ennek alapján egy szabad elektronokat és szabad lyukakat is tartalmazó félvezető tömb eredő vezetése (ellenállása):

$$G = \frac{1}{R} = (n\mu_n + p\mu_p)q \frac{A}{L}.$$

## A p-n átmenet tulajdonságai, a félvezető dióda működése

A p-n átmenet működését a 2.6 ábrán illusztráljuk.



2.6 ábra. A p-n átmenet működésének illusztrálása.

Az ábrán egy  $L$  [m] hosszúságú és  $A$  [m<sup>2</sup>] keresztmetszetű félvezető egykristály látható, amelynek egyik fele n, a másik fele p adagolású, azaz a tömb bal oldalán a szabad elektronok, jobb oldalán pedig a szabad lyukak vannak többségben. A tömb két végére azonos fémből készült érintkezők kapcsolódnak, amelyek a külső feszültség és áram hozzávezetését teszi lehetővé. A tömb most is **elektromosan semleges**, azaz az anyagban az elektronok és protonok száma azonos.

Ha a tömbre nem kapcsolunk külső feszültséget ( $u = 0$ ), akkor kétféle adagolású réteg határfelületén a következő fizikai hatások lépnek fel:

- A szabad mozgásra képes többségi töltéshordozók (n oldalon az elektronok, p oldalon a lyukak) diffúzió útján átlépnek az ellentétes oldalra, aminek hatására a határfelület baloldalán pozitív a jobboldalán negatív tértöltés alakul ki (tértöltés azért, mert a szabad töltéshordozók távozásával helyükön fix helyzetű töltések maradnak). Ezt illusztrálják a határfelület két oldalán lévő körbe foglalt pozitív és negatív töltések. A szabad töltéshordozókat nem tartalmazó réteget **kiürített réteg**nek nevezzük. A kiürített rétegben található tértöltés nem képes mozgásra, éppen emiatt nevezzük tértöltésnek. A két oldalon a pozitív és negatív tértöltés nagysága (a töltött részecskék száma) természetesen megegyezik egymással, és hatásukra a két felület között  $u_D$  feszültség (kontaktspotenciál vagy diffúziós feszültség) alakul ki. Ez a feszültség lényegében azonos egy kapacitás két lemeze között mérhető feszültséggel, ha a kapacitás lemezeire töltést viszünk fel. Éppen ezért az így kialakult kapacitást **tértöltés kapacitás**nak nevezzük. Az ábrán azt is érzékeltettük, hogy a kiürített réteg szélessége a két oldalon nem feltétlenül azonos, mivel az n és p oldalon a szabad töltések sűrűsége általában nem azonos. Az ábrán feltételeztük, hogy  $n > p$ , azaz az n oldalon a szabad elektronok sűrűsége nagyobb, mint a p oldalon a szabad lyukaké, így azonos számú töltött részecske az n oldalon kisebb térrészben található, mint a p oldalon.
- Az adagolt félvezető tömb és a fémes érintkezők között szintén kontaktspotenciál alakul ki, ami azért jön létre, mert a fémekben lévő elektronok (ott a szabad elektronok sűrűsége igen nagy, mivel a fém jó vezető) diffúzió útján átlépnek a félvezető tömbbe, és a fentiekhez hasonlóan elektromos polarizációval feszültséget generálnak a félvezető tömb és a fém elektróda határán. Ezeket a feszültségeket az ábrán  $u_1$ -gyel és  $u_2$ -vel jelöltük,
- Ha a p-n átmenetre kapcsolt külső feszültség zérus értékű, akkor érvényes az

$$u = 0 = u_1 - u_2 - u_D = u_1 - u_2 + u_{pn}$$

egyenlet, amiből a diffúziós feszültségre az

$$u_D = u_1 - u_2$$

kifejezést kapjuk, és ilyenkor  $u_{pn} = -u_D$ .

- A p-n átmenet határfelületén egyensúlyi helyzetben a következő játszódik le:
  - a felületen a diffúzió hatására az n oldalról elektronok, a p oldalról lyukak lépnek át a felület túlsó oldalára, azaz diffúziós áram alakul ki,
  - ugyanakkor a felületen létrejövő  $u_D$  diffúziós potenciál a töltéseket ellentétes irányban mozgatja, azaz a kialakult elektromos erőter hatására a töltött részecskék a kiürített

rétegben a diffúziós mozgással ellentétes irányban sodródnak, azaz kialakul egy úgynevezett sodródási áram,

Egyensúlyi állapotban (ha  $u = 0$ ) a kétféle áram azonos egymással, tehát a fémes érintkezőkön nem folyik áram ( $i = 0$ ).

Ha a tömbre pozitív külső feszültséget kapcsolunk ( $u > 0$ , a p-n átmenetet nyitóirányban feszítjük elő), akkor az alábbi fizikai hatások lépnek fel:

- Ha a félvezető tömbökön eső feszültséget elhanyagoljuk, akkor az ábrán jelölt feszültségekre érvényes az

$$u = u_{pn} + (u_1 - u_2) = u_{pn} + u_D; \quad u_{pn} = u - u_D$$

egyenlőség, ami azt jelenti, hogy az  $u$  feszültség növelésével nő az  $u_{pn}$  feszültség, így a p-n átmeneten csökken a diffúziós áramot sodródási árammal egyensúlyban tartó  $u_D$  feszültség hatása, azaz a sodródási árammal szemben a diffúziós áram megnő. Ezt a jelenséget **injekciónak** nevezzük, és az injektált töltések száma az  $u$  feszültségtől exponenciálisan függ, azaz a p-n átmenet árama az

$$i = I_{s0} \left( \exp\left(\frac{u}{U_T}\right) - 1 \right)$$

alakban adható meg, ahol  $I_{s0}$  a karakterisztika áramkonstansa, ami az  $A$  felülettől, az elektron  $q$  töltésétől és egyéb fizikai és geometriai paramétereiktől függ,

$$U_T = \frac{kT}{q}$$

az úgynevezett termikus potenciál, ahol  $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$  [Ws/K<sup>0</sup>] a Boltzmann-állandó,  $q$  [As] az elektron töltése,  $T$  [K<sup>0</sup>] az abszolút hőmérséklet.

- Az injekció útján a kiürített rétegen átlépő elektronok és lyukak a túlsó oldalon kisebbségi töltéshordozókként viselkednek, és diffúzió útján terjednek tovább a fémes kontaktusok felé. A terjedés közben azonban találkoznak az ott lévő többségi töltéshordozókkal, és az elektron-lyuk párok semlegesítik egymást (**rekombinálódnak**). Azt az átlagos hosszúságot, amit egy elektron a p oldalon a diffúzió hatására meg tud tenni rekombináció nélkül, az elektron  $L_n$  [m] szabad úthosszának nevezzük. Az elektronok által szállított diffúziós áram az

$$i = -qAD_n \frac{dn(x)}{dx}$$

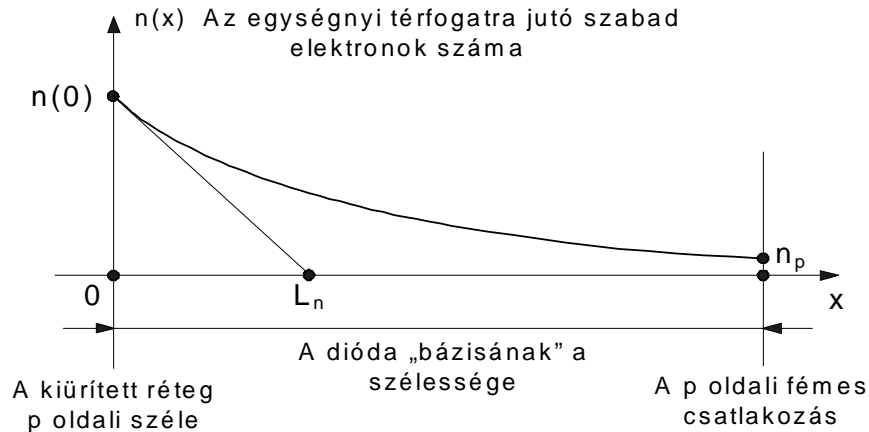
kifejezéssel határozható meg, ahol  $D_n$  [m<sup>2</sup>/s] az elektronok diffúziós állandója,  $A$  [m<sup>2</sup>] a tömb keresztmetszete,  $q$  [As] az elektron töltése,  $n(x)$  [1/m<sup>3</sup>] pedig az elektronok sűrűségének függése a helykoordinátától. Hasonlóan azt az átlagos hosszúságot, amit egy lyuk az n oldalon a diffúzió hatására meg tud tenni rekombináció nélkül, a lyuk  $L_p$  [m] szabad úthosszának nevezzük. A lyukak által szállított diffúziós áram az

$$i = qAD_p \frac{dp(x)}{dx}$$

kifejezéssel határozható meg, ahol  $D_p$  [m<sup>2</sup>/s] a lyukak diffúziós állandója,  $A$  [m<sup>2</sup>] a tömb keresztmetszete,  $q$  [As] az elektron töltése,  $p(x)$  [1/m<sup>3</sup>] pedig a lyukak sűrűségének függése a helykoordinátától.

Ha egy elektron és egy lyuk egyesül egymással, akkor az áramot az adott oldal többségi töltéshordozói ohmos vezetéssel szállítják tovább. Ezt a folyamatot illusztrálja a 2.7 és 2.8 ábra a p oldalra kerülő elektronok esetében.

Megjegyzendő, hogy a p oldalon diffúzióval terjedő elektronok sűrűsége a p oldali fémes kontaktusnál gyakorlatilag nullára csökken, mivel a fémes kontaktus az elektronokat "elnyeli".

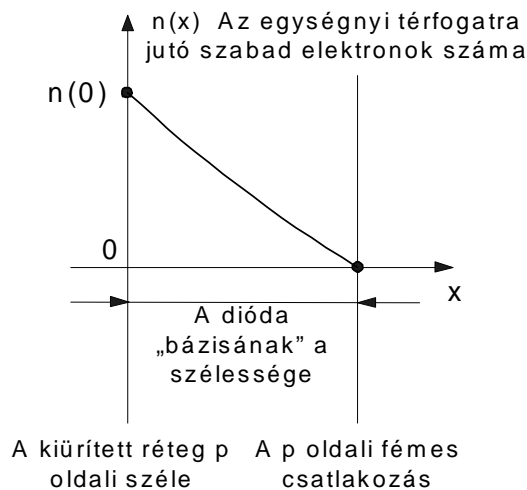


2.7. ábra. Az elektronok sűrűsége a p oldalon széles bázisú dióda esetén.

- A 2.7 ábrán az úgynevezett "széles" bázisú dióda esetét ábrázoltuk, ami annyit jelent, hogy a p oldalon a kiürített réteg széle és a fémes érintkező közötti távolság az elektronok szabad úthosszának többszöröse. Ilyenkor az  $x$  tengely mentén előrehaladva az elektronok folyamatosan rekombinálódnak, és sűrűségük a fémes érintkező előtt lecsökken egészen az  $n_p$  értékig, ami a p oldalon a szabad elektronok sűrűsége termikus egyensúly esetén. Az áramot a kiürített réteg közelében az elektronok diffúzióval szállítják, az  $x$  tengely mentén előrehaladva az áram szállítását ohmos vezetéssel a többségi töltéshordozó lyukak veszik át. Az elektronok által szállított áram tehát minden  $x$  helyen az

$$i = -qAD_n \frac{dn(x)}{dx}$$

egyenlet segítségével határozható meg, ami  $x$  növelésével folyamatosan csökken, de az áram értéke a teljes tömbben minden helyen azonos, csak az áram többi részét a p oldalon többségben lévő lyukak szállítják.



2.8. ábra. Az elektronok sűrűsége a p oldalon keskeny bázisú dióda esetén.

- A 2.8 ábrán az úgynevezett "keskeny" bázisú dióda esetét ábrázoltuk, ami annyit jelent, hogy a p oldalon a kiürített réteg széle és a fémes érintkező közötti távolság az elektronok szabad úthosszánál kisebb. Ilyenkor az  $x$  tengely mentén előrehaladva az elektronok alig rekombinálódnak, ezért az áram nagy részét a kiürített réteg széle és a fémes érintkező között az elektronok diffúzióval szállítják. Ilyenkor a többségi töltéshordozó lyukak ohmos áramvezetése elhanyagolható. Az elektronok által szállított áram tehát minden  $x$  helyen az

$$i = -qAD_n \frac{dn(x)}{dx}$$

egyenlet segítségével határozható meg, ami  $x$  függvényében lényegében állandó, azaz  $n(x)$   $x$  függvényében lineárisan csökken.

- Fontos megjegyezni, hogy a diffúziós áramhoz a fenti példában a p oldalon elektronokra van szükség, tehát a nyitófeszültség hatására a p-n átmenetben töltések halmozódnak fel. Ez annyit jelent, hogy az eszköz működéséhez a p oldalt fel kell tölteni elektronokkal, ami egy "kondenzátor" feltöltéséhez hasonlít, és az áram megszüntetéséhez (a p-n átmenet lezárásához) ezt a töltést el is kell távolítani a p rétegből, azaz a "kondenzátort" ki kell sütni. Így a p-n átmenet nyitóirányú működéséhez egy "kapacitív" hatás kapcsolódik, és az értelmezett kapacitást **diffúziós kapacitásnak** nevezzük.
- A p-n átmenet áramkontansa hosszú bázisú dióda esetén az

$$I_{S0} = qA \left( \frac{D_n}{L_n} n_p + \frac{D_p}{L_p} p_n \right)$$

kifejezéssel határozható meg, ahol  $p_n$  az n oldalon a szabad lyukak sűrűsége termikus egyensúly esetén.

Ha a tömbre negatív külső feszültséget kapcsolunk ( $u < 0$ , a p-n átmenetet záróirányban feszítjük elő), akkor az alábbi fizikai hatások lépnek fel:

- Az

$$u = u_{pn} + u_D; \quad u_{pn} = u - u_D$$

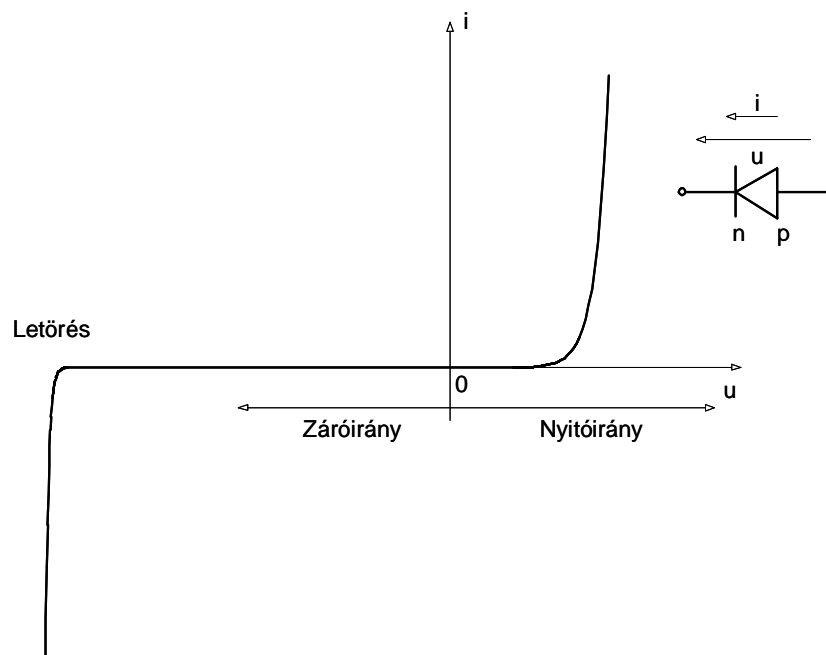
egyenlet alapján ilyenkor  $u$  csökkenésével az  $u_{pn}$  értéke is csökken, így a diffúziós árammal szemben a p-n átmenetre jutó feszültség hatására a sodródási áram kerül túlsúlyba. A p oldalra negatív, az n oldalra pozitív feszültséget kapcsolva a kialakult térerő az n oldalon a szabad lyukakra, a p oldalon a szabad elektronokra, tehát mindkét oldalon a kisebbségi töltéshordozókra fejt ki gyorsítóhatást. Mivel a kisebbségi töltéshordozók sűrűsége igen kicsi, záróirányban az áram közel nulla értékű, és a záróirányú feszültség hatására nem változik. Ez az oka a p-n átmenet úgynevezett egyenirányító tulajdonságának.

Megjegyzendő, hogy igen nagy záróirányú előfeszítés esetén a p-n átmeneten lavinaszerűen megnő az áram. Ezt a jelenséget **záróirányú letörésnek** nevezzük.

- A záróirányú feszültség növelésével a p-n átmenet kiürített rétegének a szélessége nő, azaz nő a tértöltés nagysága. Éppen ezért egy záróirányban előfeszített p-n átmenet olyan kapacitásként viselkedik, aminek a töltése a rá kapcsolt feszültségtől nemlineárisan függ (nemlineáris, vagy változtatható kapacitás).

A p-n átmenet (félvezető dióda) karakterisztikáját és jelképi jelölését a 2.9 ábrán adtuk meg.



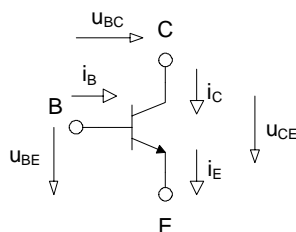


2.9 ábra. A p-n átmenet (félvezető dióda) karakterisztikája és jelképi jelölése.

## Bipoláris tranzisztor (n-p-n típusú)

### Karakterisztikák és leíró egyenletek

A bipoláris tranzisztor olyan eszköz, amelyben három szennyezett félvezető réteg található. Az n-p-n tranzisztorban a p szennyezésű réteg a bázis, az egyik n szennyezésű réteg az emitter, a másik n szennyezésű réteg a kollektor. Az n-p-n tranzisztor szimbóluma és az alkalmazott mérőirányok a 2.10 ábrán láthatók.



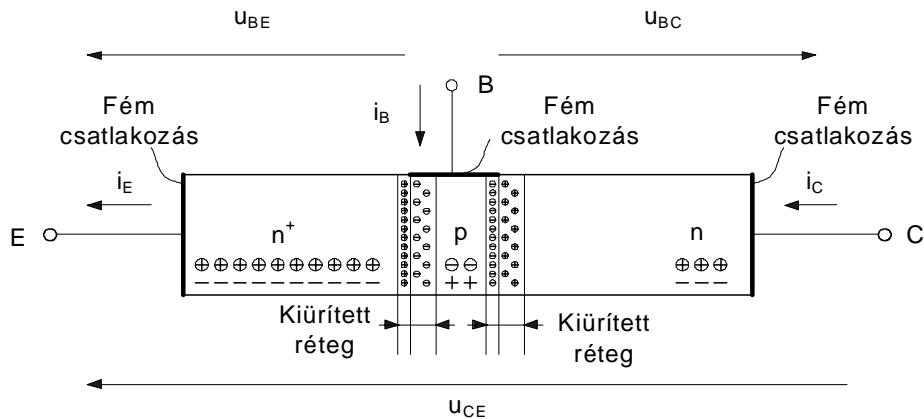
2.10 ábra. A bipoláris n-p-n tranzisztor jelképe és mérőirányai.

Az ábrán lévő mérőirányokat úgy választottuk meg, hogy a tranzisztor szokásos normál aktív működési tartományában az áramok előjele pozitív legyen. Az ábrán a feszültségek közötti kapcsolatot az

$$u_{BC} = u_{BE} - u_{CE}$$

egyenlet adja meg.

A bipoláris n-p-n tranzisztor szerkezetét a 2.11 ábrán illusztráljuk.



2.11 ábra. A bipoláris n-p-n tranzisztor szerkezete.

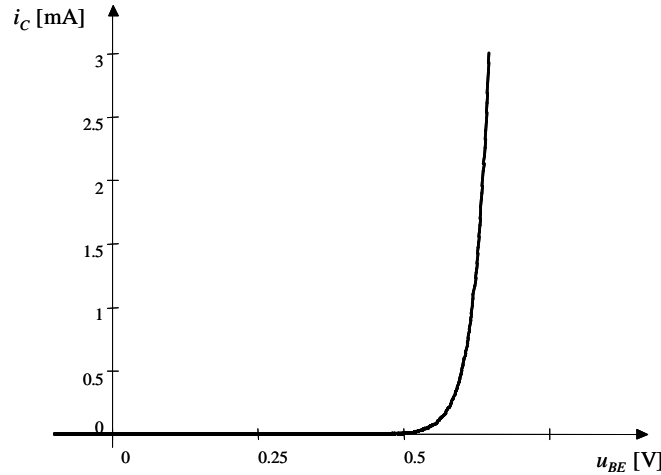
Az ábrán egy félvezető egykristály látható, amely három adagolt (szennyezett) rétegből áll, az emitterből (E), a bázisból (B) és a kollektorból (C). Az emitter oldal erősen  $n^+$ , a bázis gyengébben p, a kollektor pedig gyengén n szennyezésű. A tömb mindhárom rétegéhez fémből készült érintkezők kapcsolódnak, amelyek a külső feszültség és áram hozzavezetését teszik lehetővé.

A tranzisztor tipikusan úgy működik, hogy az egyik p-n átmenetet (bázis-emitter átmenet) nyitó, a másikat (bázis-kollektor átmenet) pedig záró irányban feszítjük elő. A nyitó irányban előfeszített p-n átmeneten a p típusú rétegre (bázis) pozitív feszültséget kapcsolva a nagyobb szennyezettségű  $n^+$  rétegből (emitter) elektronok lépnek át a kisebb szennyezettségű p típusú rétegbe, ahol diffúzió útján terjednek. Ha a p réteg elegendően keskeny, akkor ezeknek (a p rétegben kisebbségi) töltéshordozóknak a többsége diffúzió útján eljut a záró irányban előfeszített kollektor-bázis átmenetig, és ott, az elektromos tér hatására, belép a kollektor oldali n típusú félvezető tömbbe. A keskeny bázisban az elektronoknak csak igen kis hányada rekombinálódik (lásd a keskeny bázisú dióda esetét), és a rekombináció során a bázisban keletkező többlet lyukak a bázisban ohmos vezetéssel mozognak és a bázis elektródán távoznak. A kollektor oldalra eljutó elektronok szintén ohmos vezetéssel jutnak el a kollektor érintkezőig.

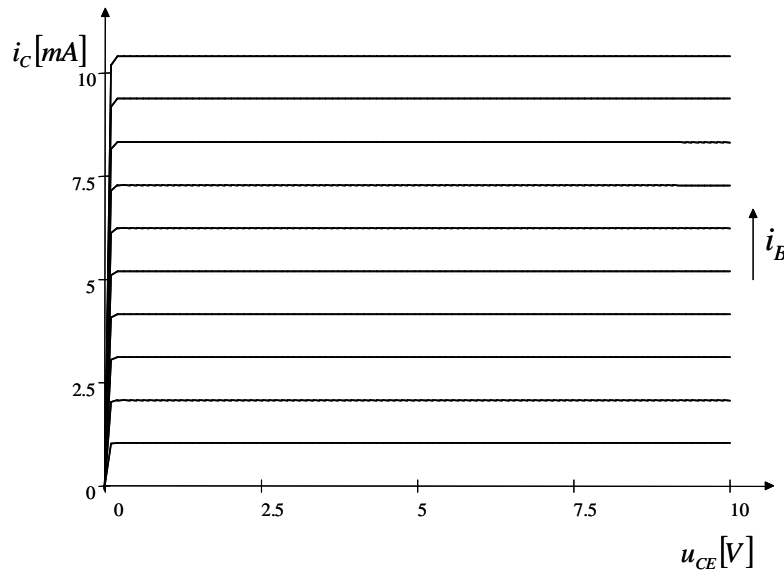
A p-n átmenettel kapcsolatos fizikai hatásoknak az a következménye, hogy

- A tranzisztor kollektoráramát a bázis-emitter diódára adott feszültséggel lehet vezérelni, mivel ez a feszültség határozza meg a bázis-emitter átmenet áramát.
- A kollektor-bázis p-n átmenet záró irányban van előfeszítve, így magán az átmeneten lényegében nem folyik "saját" áram. A tranzisztor kollektoráramát csak azok az elektronok határozzák meg, amelyek a bázis-emitter átmenetre adott nyitó irányú feszültség hatására beléptek a bázisrétegbe, és ott diffúzió útján eljutnak a kollektor rétegig. A kollektor-bázis feszültség hatására ezek az elektronok átlépnek a kollektor rétegbe és ott többségi töltéshordozóként ohmos vezetéssel elérik a kollektor oldali fémes érintkezőt. Éppen ezért kollektoráram nem függ a kollektor-bázis feszültségtől.
- A bázis rétegben rekombinálódó elektronok áramát a keletkező többlet lyukak a bázis kivezetésen vezetik el. Ez az úgynevezett tranzisztorhatás, mely lehetővé teszi, hogy a kollektorban folyó áramot a bázis-emitter diódára adott feszültséggel lehessen vezérelni, oly módon, hogy a vezérléshez kis bázisáramra van szükség.

A tranzisztor transzfer és kimeneti karakterisztikája a 2.12 és 2.13 ábrán látható.



2.12 ábra. A bipoláris n-p-n tranzisztor transzfer karakterisztikája.



2.13 ábra. A bipoláris n-p-n tranzisztor kimeneti karakterisztikája.

A tranzisztor normál aktív tartományában  $u_{BE} > 0$  és  $u_{BC} < 0$ , így  $u_{BC} = u_{BE} - u_{CE} < 0$ , azaz  $u_{CE} > u_{BE}$ , a működést az alábbi egyenletekkel lehet leírni:

$$i_E = i_C + i_B,$$

$$i_E = I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right),$$

$$i_C = A i_E + I_{CB0},$$

$$i_B = (1 - A) i_E - I_{CB0} = \frac{i_C}{B} - I_{CB0},$$

ahol  $A$  a tranzisztor nagyjelű földelt bázisú áramerősítési tényezője (azoknak az elektronoknak az aránya, amelyek az összes a bázisba belépő elektrontól eljutnak a kollektor rétegig),  $B$  a tranzisztor nagyjelű földelt emitteres áramerősítési tényezője,  $I_{S0}$  a bázis-emitter dióda nyitóirányú karakterisztikájának áramkonstansa,  $I_{CB0}$  a záróirányban előfeszített bázis-kollektor dióda (p-n átmenet) visszárama és  $U_T = kT/q$  az úgynevezett termikus potenciál, amelynek  $T = 300K^0$ -on kb.  $26mV$  az értéke.

Az  $I_{S0}$  tipikus értéke  $10^{-13} - 10^{-14} A$ , ezért  $1mA$  áramnál, ha  $I_{S0} = 10^{-14} A$ , a tranzisztor nyitófeszültsége

$$U_{BE0} = U_T \ln\left(\frac{I_{E0}}{I_{S0}}\right) = 26 \cdot 10^{-3} \ln\left(\frac{1 \cdot 10^{-3}}{10^{-14}}\right) = 26 \cdot 10^{-3} \ln(10^{11}) \approx 657,8mV.$$

Mint láttuk, a tranzisztoron folyó áramot csak a bázis-emitter diódára adott feszültség határozza meg, a tranzisztor a kollektor oldalról nem vezérelhető. Ezt a tényt támasztja alá az, hogy a tranzisztor kimeneti karakterisztikáján a kollektoráram nem függ a kollektor-emitter feszültségtől. A fentiek alapján kimondhatjuk, hogy bipoláris tranzisztorok nyitófeszültsége széles áramhatárok között közel állandó, és a korábban említett  $600 - 700\text{mV}$  tartományba esik.

### Pontosabb karakterisztikák (a tranzisztor Ebers-Moll modellje)

Ha a tranzisztor működését minden feszültségtartományban le akarjuk írni, akkor figyelembe kell venni azt a tartományt is, amikor a bázis-kollektor dióda nyitott állapotban van. Az áramok ilyenkor az úgynevezett Ebers-Moll egyenletek segítségével számolhatók:

$$i_C = AI_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right),$$

$$i_E = I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - A_i I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right), \quad \frac{I_{S0}}{I_{S0}} = \frac{A_i}{A};$$

$$i_E = i_C + i_B,$$

ahol  $A_i$  a tranzisztor inverz földelt bázisú áramerősítési tényezője,  $I_{S0}$  pedig a bázis-kollektor dióda nyitóirányú karakterisztikájának áramkonstansa. Ezek az egyenletek jó közelítéssel leírják a tranzisztor működését az inverz ( $u_{BE} < 0$  és  $u_{BC} > 0$ ) és a telítési ( $u_{BE} > 0$  és  $u_{BC} > 0$ ) tartományban is.

### Modell a visszáramokkal együtt

A tranzisztor működését pontosabban jellemzi a módosított Ebers-Moll modell, melyben még azt is figyelembe vesszük, hogy a diódákon egy másik áramkomponens is folyik, amit a bázisból az emitterbe, illetve a kollektorba belépő lyukak hordoznak. Ezekre a generációs-rekombinációs áramokra azonban nem érvényes a tranzisztorhatás, ezeket ugyanis a p típusú rétegben többségi töltéshordozók szállítják, és ezért ezek az áramösszetevők közvetlenül a bázis hozzávezetésén folynak, növelve a bázisáram értékét. A módosított Ebers-Moll modell az alábbi egyenletekkel írható le:

$$i_C = AI_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right) - I_{RC0} \left( \exp\left(\frac{u_{BC}}{mU_T}\right) - 1 \right),$$

$$i_E = I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - A_i I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right) + I_{RE0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{mU_T}\right) - 1 \right), \quad \frac{I_{S0}}{I_{S0}} = \frac{A_i}{A};$$

$$i_E = i_C + i_B,$$

ahol  $I_{RC0}$  és  $I_{RE0}$  a két új áramkomponensre jellemző állandó,  $m$  pedig egy 2 közeli állandó. Ez utóbbi paraméter arra utal, hogy a fent említett új áramösszetevők a dióda nyitásokor kisebb meredekséggel nőnek a nyitófeszültség függvényében (feles meredekségű áramok), ami miatt nagyobb nyitóáramok esetében elhanyagolható a hatásuk.

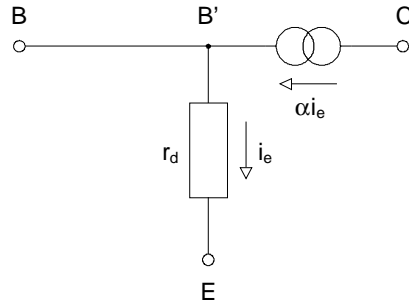
Megjegyzendő, hogy igen nagy áramértékeknél az átmenet „saját diódáját” leíró egyenlet exponenciális tagjának nevezőjében  $U_T$  helyett  $m'U_T$  szerepel, ahol az áram növelésével  $m'$  szintén 2-höz tart, ami annyit jelent, hogy igen nagy áramoknál a karakterisztika "feles" meredekségűvé válik.

### Kisjelű paraméterek (a normál aktív működési tartományban)

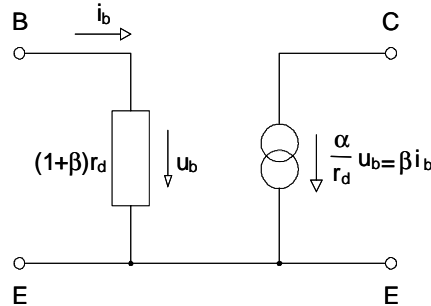
Amint azt a korábbi elemi példák esetében láttuk, az erősítő típusú működés leírásához szükség van arra, hogy ismerjük a tranzisztorok viselkedését a munkapont szűk környezetében. Ez annyit jelent, hogy a karakterisztikák Taylor-sorának lineáris tagját figyelembe véve, meg kell határozni a tranzisztor kisjelű árama és feszültsége közötti kapcsolatot. Erre a célra szolgálnak a kisjelű helyettesítő képek, amelyek definíciójuk szerint lineáris hálózatok. A bipoláris tranzisztorok esetében ezek az alábbiak.

### Elemi fizikai modell

A bipoláris tranzisztor legegyszerűbb kisjelű modellje az elemi fizikai modell, amelynek két ekvivalens változatát a 2.14 és 2.15 ábrán mutatjuk be.



2.14 ábra. A tranzisztor elemi fizikai T-modellje



2.15 ábra. A tranzisztor elemi fizikai Π-modellje

A modellben  $u_b$  a tranzisztor kisjelű bázis-emitter feszültsége (megtörve a szokásos jelölési konvenciót, mivel a továbbiakban az  $u_{be}$  feszültséggel a kisjelű bemeneti feszültséget fogjuk jelölni),  $i_b$  tranzisztor kisjelű bázisárama,  $r_d$  a bázis-emitter dióda differenciális ellenállása a munkapontban,  $\alpha$  és  $\beta$  pedig a tranzisztor kisjelű földelt bázisú és földelt emitteres áramerősítési tényezője. A modellekben szereplő új elemek a vezérelt áramgenerátorok. A T-modellben egy árammal vezérelt áramgenerátor, a  $\Pi$ -modellben pedig egy feszültséggel vezérelt áramgenerátor található. Fontos megjegyezni, hogy a modellekben szereplő vezérelt generátorok és az őket vezérlő paraméterek elválaszthatatlanok egymástól és a mérőirányok is fogaskerék-szerű kapcsolatban vannak egymással. Nem lehet tehát megtenni azt, hogy például a T-modellben az  $i_e$  kisjelű emitteráram mérőirányát megváltoztatjuk anélkül, hogy módosítanánk a vezérelt áramgenerátoron mérhető  $\alpha i_e$  áram mérőirányát is.

A két modell minden szempontból ekvivalens egymással. Ezt az alábbi számítások segítségével láthatjuk be:

A  $\Pi$ -modellben

$$u_b = (1 + \beta)r_d i_b, \quad \text{azaz} \quad i_b = \frac{1}{1 + \beta} \frac{u_b}{r_d},$$

a kollektoráram pedig

$$i_c = \frac{\alpha}{r_d} u_b,$$

míg a T-modellben

$$u_b = r_d i_e \quad \text{amiből} \quad i_e = \frac{u_b}{r_d},$$

és triviálisan

$$i_c = \alpha i_e = \frac{\alpha}{r_d} u_b, \quad \text{és} \quad i_b = (1 - \alpha) i_e = \frac{1}{1 + \beta} \frac{u_b}{r_d},$$

mivel

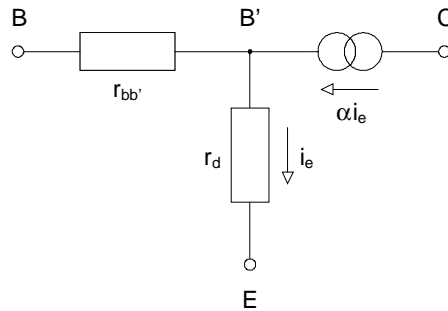
$$1 - \alpha = \frac{1}{1 + \beta},$$

tehát azonos vezérlő feszültség hatására a két modell minden árama azonos, és igaz, hogy

$$i_e = i_c + i_b.$$

### Bővített fizikai modell

A bővített fizikai modellben figyelembe vesszük, hogy a tranzisztor belső bázispontja és a tényleges báziskivezetés között egy ellenállás található, így a modell a T- vagy  $\Pi$ -modell egyszerű kibővítésével nyerhető (lásd a 2.16 ábrát).

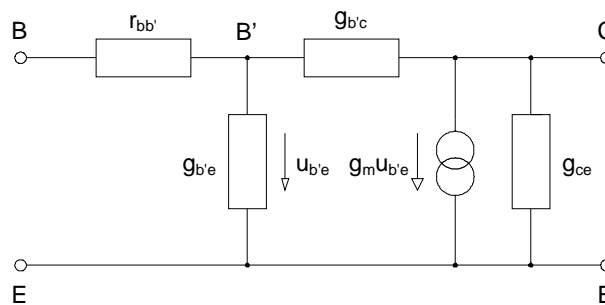


2.16 ábra. A tranzisztor bővített fizikai modellje.

Az  $r_{bb'}$  ellenállás értéke normál kisáramú tranzisztoroknál a  $10 - 300\Omega$  tartományba esik.

### Hibrid $\Pi$ -modell

A hibrid  $\Pi$ -modell az ideális tranzisztorhoz képest azokat a mellékhatásokat írja le, amiket a tranzisztorok véges kimeneti impedanciái okoznak. A valóságos tranzisztor esetén a kollektoráram ugyanis kis mértékben függ a kollektor-emitter, illetve a kollektor-bázis feszültségtől is. Ezt a hatást a kollektor-emitter, és a kollektor-bázis átmenet közé kapcsolt ellenállással, illetve vezetéssel lehet modellezni (lásd a 2.17 ábrát).



2.17 ábra. A tranzisztor hibrid  $\Pi$ -modellje.

A modellben  $g_m$  a tranzisztor meredeksége,  $g_{b'e}$  a bázis-emitter közötti,  $g_{b'c}$  a bázis-kollektor közötti,  $g_{ce}$  pedig a kollektor-emitter közötti vezetés. Ezeket a paramétereket az alábbi összefüggésekkel lehet meghatározni:

$$g_m = \frac{\alpha}{r_d}, \quad g_{b'e} = \frac{1}{(1 + \beta)r_d}, \quad g_{b'c} = \frac{\alpha}{\mu' r_d}, \quad g_{ce} = \frac{\alpha}{\mu' r_d},$$

ahol

$$\mu' = (1 + \beta)\mu$$

és  $\mu$  egy, az aktuális tranzisztorra jellemző állandó.

### Frekvenciafüggő hibrid $\Pi$ -modell

Ezzel a modellel a tranzisztor paramétereinek a frekvenciafüggését írjuk le koncentrált paraméterű kapacitások felhasználásával. A tranzisztor földelt bázisú rövidzárási áramerősítési tényezője az

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_a}}$$

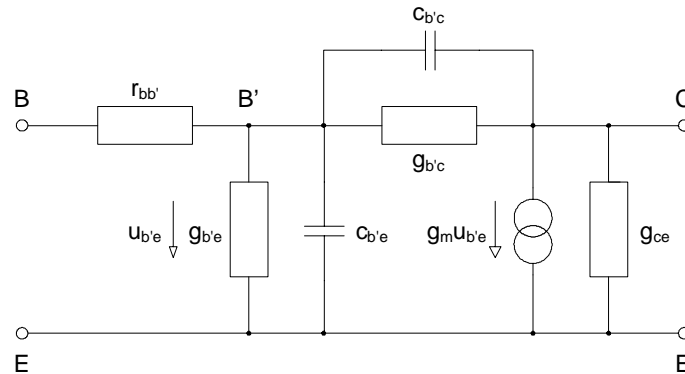
kifejezés szerint függ a frekvenciától, ami természetesen azt eredményezi, hogy a tranzisztor  $\beta$ -ja a

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{\frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_a}}}{1 - \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_a}}} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0 + j\frac{\omega}{\omega_a}} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{(1 - \alpha_0)\omega_a}} = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

egyenlet szerint függ a frekvenciától, ahol  $\alpha_0$  a kisfrekvenciás földelt bázisú rövidzárási áramerősítési tényező,  $\beta_0$  a kisfrekvenciás földelt emitteres rövidzárási áramerősítési tényező, és igaz, hogy  $\omega_\alpha = (1 + \beta_0)\omega_\beta$ . Ezt a hatást a tranzisztor kisjelű helyettesítő képében a  $C_{b'e}$  bázis-emitter kapacitás modellezi (lásd a 2.18 ábrát). A kapacitás a diffúzió során a bázisban felhalmozódó töltésekkel kapcsolatos, ezért **diffúziós kapacitásnak** nevezzük. A kapacitás értékét a

$$C_{b'e} \approx \frac{1}{\omega_\alpha r_d}$$

kifejezésből lehet közelítőleg meghatározni.

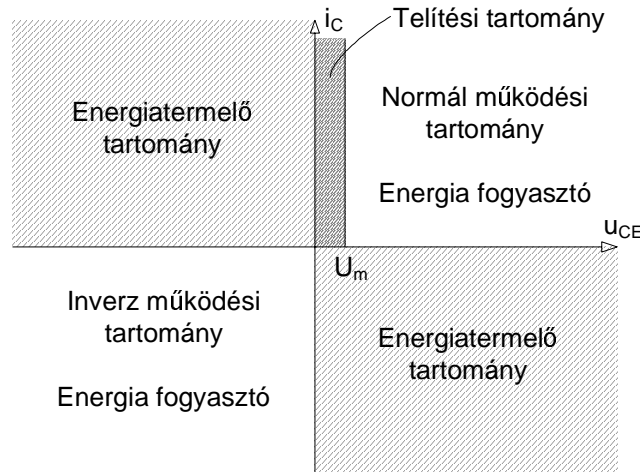


2.18 ábra. A tranzisztor frekvenciafüggő hibrid  $\Pi$ -modellje.

A modellben a kollektor és bázis közé kapcsolt  $C_{b'c}$  kapacitás a záró irányban előfeszített kollektor-bázis dióda kapacitását modellezi. Ez a kapacitás a záró irányban előfeszített dióda tértöltésével kapcsolatos, ezért értéke a kollektor-bázis munkaponti egyenfeszültség ( $U_{CB0}$ ) függvénye, és  $g_m = \alpha_0/r_d$ .

#### A tranzisztor működési tartományai

A tranzisztor működési tartományai alatt az  $i_C - u_{CE}$  síknak azokat a területeit értjük, ahol a tranzisztor munkapontja egyáltalán elhelyezkedhet. A 2.19 ábrán ezeket a területeket illusztráljuk.



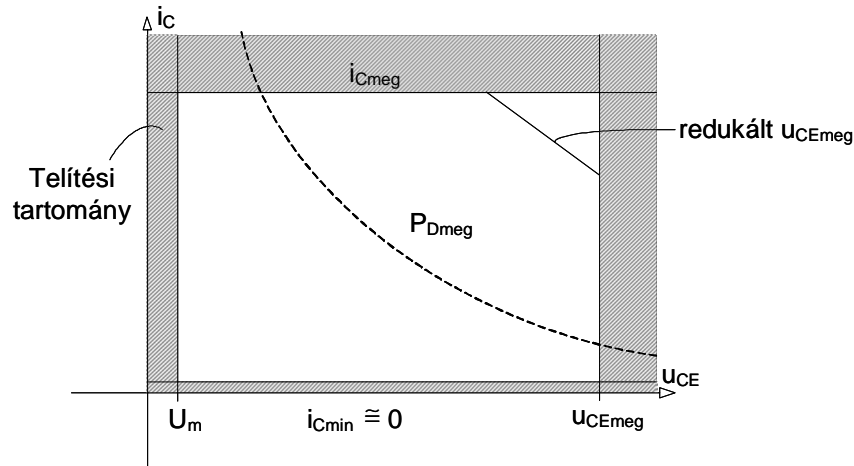
2.19 ábra. A tranzisztor működési tartományai.

A tranzisztor abból a szempontból passzív eszköz, hogy maga energiát nem tud termelni, csak energiát fogyasztani. Ebből világosan következik, hogy az  $i_C - u_{CE}$  sík második és negyedik síknegyedében a tranzisztor nem működhet, mivel ezeken a területeken az eszközön mérhető áram és feszültség ellentétes irányú, ami csak az energia leadására képes eszközök (generátorok) esetében lehetséges. A tranzisztor normál működési tartománya az első síknegyedben van. Itt egy bizonyos küszöbfeszültség fölött a tranzisztor árama lényegében független a kollektor-emitter feszültségtől. Ezt a tartományt nevezzük normál aktív tartománynak ( $u_{BE} > 0$  és  $u_{BC} < 0$ ). Ha a tranzisztor mindkét p-n átmenete kinyit, akkor telítési tartományról beszélünk ( $u_{BE} > 0$  és

$u_{BC} > 0$ ). Az inverz működési tartományban a tranzisztor bázis-kollektor diódája nyitó, az bázis-emitter diódája záró irányban van előfeszítve ( $u_{BE} < 0$  és  $u_{BC} > 0$ ). Ekkor a tranzisztor az  $i_C - u_{CE}$  sík harmadik síknegyedében működik. Ezt a tartományt a gyakorlati kapcsolástechnika csak ritkán alkalmazza.

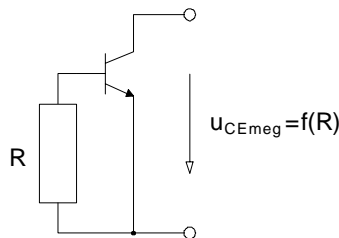
### Határadatok

A normál aktív működési tartományban a tranzisztor feszültsége, árama és disszipált teljesítménye alulról és felülről korlátozott. A felső korlátok felett a tranzisztorban visszafordíthatatlan változások jöhetnek létre, ami miatt az eszköz tönkremehet (túlmelegedés, átütés, stb.). A korlátokat a tranzisztor  $i_C - u_{CE}$  karakterisztikáján tüntetjük fel (lásd a 2.20 ábrát).



2.20 ábra. A tranzisztor határadatai.

- A telítési tartományban ( $u_{BE} > 0$  és  $u_{BC} > 0$ ) alulról korlátozott a tranzisztoron mérhető kollektor-emitter feszültség. Ezt az korlátot az  $U_m$  maradékfeszültséggel adjuk meg.
- A tranzisztor minimális kollektorárama közelítőleg nulla értékű, azaz a tranzisztor lényegében teljesen lezárható.
- A tranzisztor maximális árama felülről korlátozott. Ez a korlát  $I_{Cmeg}$  függ az igénybevétel típusáról is (rövididejű áram, statikus átlagáram, csúcsáram, periodikus áram, stb.).
- A tranzisztor maximális feszültsége felülről korlátozott, mivel letörési (lavina) jelenségek léphetnek fel az eszközben, ami a hőfejlődés miatt irreverzibilis változásokat okozhat. A maximális megengedett feszültség ( $U_{CEmeg}$ ) értéke függ az aktuális kollektoráramtól is, mivel egy időben nagy feszültség és nagy áram nem lehet az eszközön. A tranzisztor maximális feszültségét a bázis és emitter közé kapcsolt külső ellenállás függvényében szokás megadni a 2.21 ábra elrendezése szerint.



2.21 ábra. A tranzisztor határfeszültségének mérési elrendezése.

- A tranzisztoron disszipálódó  $P_D$  teljesítmény is felülről korlátozott, ezt jelzi az ábrán látható úgynevezett disszipációs hiperbola. A megengedett disszipációs  $P_{Dmeg}$  teljesítmény értéke függ a tranzisztor hűtésétől is.

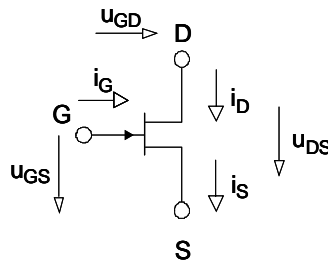
## A záróréteges térvezérlésű tranzisztor (JFET, n-csatornás)

### Karakterisztikák és leíró egyenletek

A JFET olyan eszköz, amelyben két szennyezett félvezető réteg található. Az n-csatornás



tranzisztorban a p szennyezésű réteg a gate, az n szennyezésű réteg egyik vége a source, a másik vége pedig a drain. Az n-csatornás JFET szimbóluma és az alkalmazott mérőirányok a 2.22 ábrán láthatók.



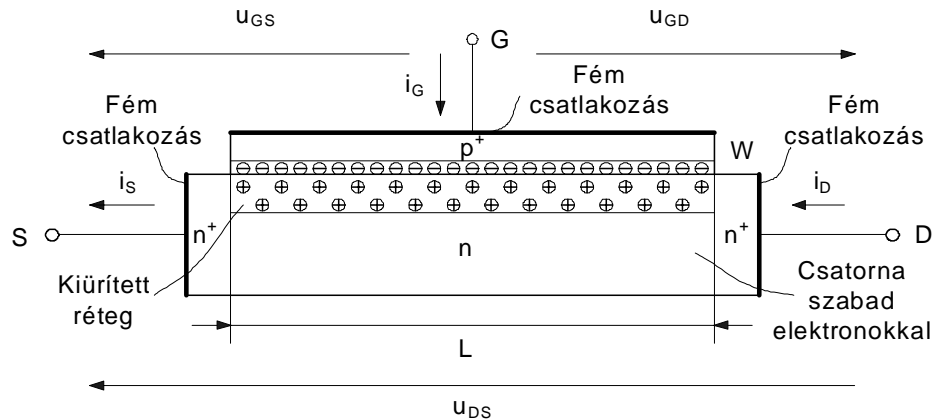
2.22 ábra. Az n-csatornás JFET szimbóluma és mérőirányai.

Az ábrán lévő mérőirányokat úgy választottuk meg, hogy a tranzisztor szokásos aktív működési tartományában az áramok előjele pozitív legyen. Az ábrán a jelölt mennyiségek közötti kapcsolatot az

$$u_{GD} = u_{GS} - u_{DS}, \quad i_S = i_D + i_G, \quad i_G \approx 0$$

egyenlet adja meg.

Az n-csatornás záróréteges FET szerkezetét a 2.23 ábrán illusztráljuk.



2.23 ábra. Az n-csatornás záróréteges FET szerkezete.

Az ábrán egy félvezető egykristály látható, amely két adagolt (szennyezett) rétegből áll, az n szennyezésű csatornából és a p<sup>+</sup> szennyezésű gate-ből (G). A csatorna két vége erősen n<sup>+</sup> szennyezett rétegen keresztül csatlakozik a fémes érintkezőkhöz. A csatorna egyik végét source-nak (S), a másik végét drain-nek (D) nevezzük. A gate-re szintén fémes érintkező kapcsolódik (G). A tömbhöz kapcsolódó fémből készült érintkezők a külső feszültség és áram hozzávezetését teszik lehetővé.

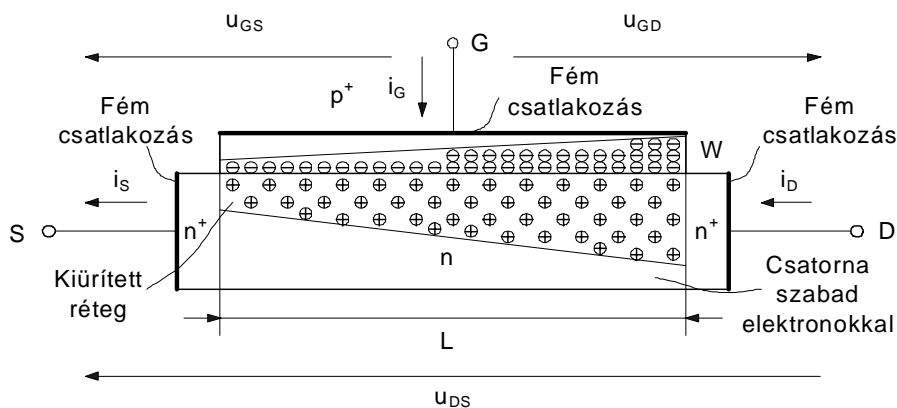
Az n-csatornás záróréteges FET tipikusan úgy működik, hogy a p-n átmenetet (gate-csatorna átmenet) záró irányban feszítjük elő ( $u_{GS} < 0$  és  $u_{GD} < 0$ ). A záró irányban előfeszített p-n átmeneten nem folyik egyenáram, azaz  $i_G = 0$ , és a p-n átmenet két oldalán kiürített réteg jön létre (lásd a p-n átmenet működését), amelynek a szélessége a gate-csatorna feszültségtől függ. Ez azt jelenti, hogy a vezetőképesség, szabad elektronokat tartalmazó csatorna szélessége a gate-re adott feszültséggel változtatható. A JFET tehát egyszerűen fogalmazva egy változtatható keresztmetszetű szennyezett félvezető tömbként viselkedik, amelynek a keresztmetszete a gate és a csatorna közötti feszültséggel vezérelhető. Ha a gate és a csatorna közé kapcsolt záró irányú feszültség eléri egy  $U_p < 0$  küszöbfeszültséget, akkor a vezetőképesség, szabad elektronokat tartalmazó csatorna keresztmetszete nullára csökken. Ezt az  $U_p < 0$  feszültséget **elzáródási feszültségnek** nevezzük.

A JFET működését az alábbi fizikai hatások határozzák meg:

- Ha a csatorna két végére kapcsolt  $u_{DS}$  feszültség kicsi, akkor a JFET lineáris ellenállásként

működik, melynek az ellenállását az  $u_{GS} \approx u_{GD}$  feszültséggel lehet vezérelni. Ez azt jelenti, hogy kis  $u_{DS}$  feszültségek esetén az  $i_D = i_S$  áram az  $u_{DS}$  feszültséggel arányosan változik. A vezérlés nem igényel statikus áramot, mivel a gate-en folyó egyenáram értéke nulla,

- Ha az  $u_{DS} > 0$  drain-source feszültséget növeljük, akkor a csatornán növekvő áram folyik. Ilyenkor a vezetőképes, szabad elektronokat tartalmazó csatorna szélességét a source oldalon az  $u_{GS}$ , a drain oldalon pedig az  $u_{GD}$  feszültség határozza meg, és a csatorna egy közbelső helyén a csatorna szélessége a gate és a csatorna közötti aktuális feszültség értékétől függ. A vezetőképes, szabad elektronokat tartalmazó csatorna szélessége a source oldalon a legnagyobb, a drain oldalon pedig a legkisebb, mivel  $u_{DS} > 0$  esetén  $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} < u_{GS}$ . Ez azt is jelenti, hogy az  $u_{DS}$  feszültség növelésével az  $i_D = i_S$  áram nemlineárisan változik, és minél nagyobb a feszültség, a változás meredeksége annál kisebb lesz. Ha a csökkenő  $u_{GD}$  feszültség pozitívabb, mint az  $U_P$  elzáródási feszültség, akkor a JFET az **elzáródás alatti tartományban** működik, és a tranzisztor  $i_D = i_S$  árama mind az  $u_{GS}$ , mind az  $u_{DS}$  feszültségtől függ. Ebben a tartományban a kiürített réteg állapotát mutatja be a 2.24 ábra.



2.24 ábra. A kiürített réteg állapota a JFET elzáródás alatti tartományában.

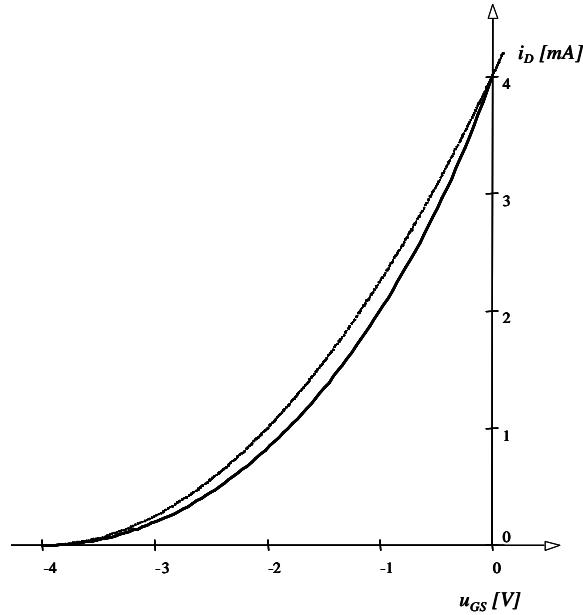
- Ha az  $u_{DS} > 0$  drain-source feszültség növelésekor a csökkenő  $u_{GD}$  feszültség eléri az  $U_P$  elzáródási feszültséget, azaz

$$u_{DS} = u_{GS} - u_{GD} = u_{GS} - U_P,$$

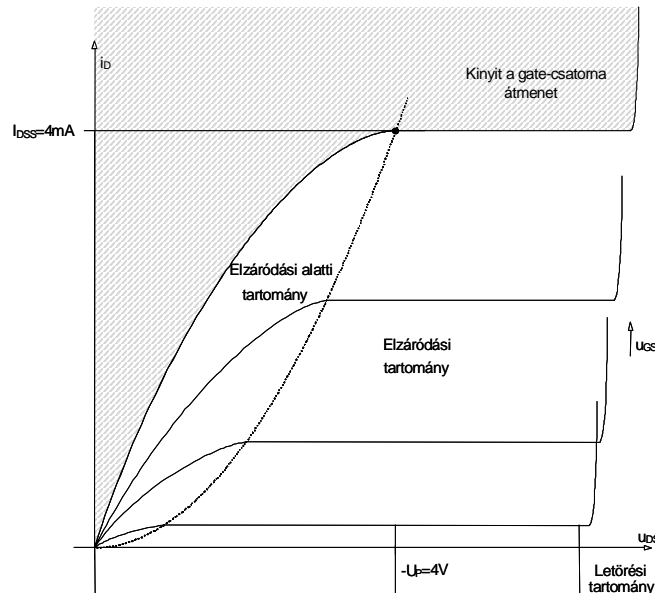
akkor a drain oldalon a csatorna elzáródik, és az  $u_{DS}$  feszültség további növelésével az  $i_D = i_S$  áram már nem változik. Ilyenkor a drain oldalon a csatorna egy szakasza nem tartalmaz vezetőképes, szabad elektronokat. Ezen a kiürített tartományon az áramot hordozó elektronok az elektromos térerő hatására sodródnak a drain felé. Ilyenkor a JFET az **elzáródási tartományban** működik,

- Az elektromos polarizáció miatt a gate-csatorna feszültség változtatásával a kiürített rétegben tárolt tértöltés értéke változik, ami azt jelenti, hogy a gate és a csatorna között egy nemlineáris kapacitás alakul ki, amit a gate-csatorna feszültség változtatásakor "át kell tölteni".

A JFET transzfer és kimeneti karakterisztikája a 2.25 és 2.26 ábrán látható ( $I_{DSS} = 4\text{mA}$ ,  $U_P = -4\text{V}$ ).



2.25 ábra. Az n-csatornás JFET transzfer karakterisztikája az elzáródási tartományban.



2.26 ábra. Az n-csatornás JFET kimeneti karakterisztikája.

### Működés az elzáródás alatti tartományban

A JFET általános egyenletét az elzáródás alatti tartományban az alábbi formában adhatjuk meg:

$$i_D = 3I_{DSS} \left\{ \frac{u_{DS}}{-U_P} - \frac{2}{3} \left[ \left( \frac{u_{DS} - u_{GS}}{-U_P} \right)^{\frac{3}{2}} - \left( \frac{-u_{GS}}{-U_P} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \right\},$$

ahol  $U_P < 0$  a JFET elzáródási feszültsége,  $I_{DSS}$  a karakterisztika áramkonstansa, elzáródásban a JFET maximális,  $u_{GS} = 0$  feszültséghez tartozó drain-árama, és az elzáródás alatt érvényesek az  $U_P < u_{GS} < 0$  és az  $U_P < u_{GD} < 0$  egyenlőtlenségek.

### Működés az elzáródási tartományban ( $i_D = f(u_{GS})$ )

Az elzáródás felett az áram már nem változik az  $u_{DS}$  feszültség növelésének hatására. Az elzáródás akkor következik be, amikor a gate-drain feszültség eléri az elzáródási feszültség értékét, azaz  $u_{GD} = U_P$ . Ekkor  $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} = U_P$ , vagy  $u_{DS} = u_{GS} - U_P$ .

Ezt behelyettesítve a fenti általános egyenletbe az

$$i_D = 3I_{DSS} \left\{ \frac{u_{GS} - U_P}{-U_P} - \frac{2}{3} \left[ 1 - \left( \frac{-u_{GS}}{-U_P} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \right\} = 3I_{DSS} \left\{ 1 - \frac{u_{GS}}{U_P} - \frac{2}{3} \left[ 1 - \left( \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \right\}.$$

összefüggéshez jutunk. Ez a kifejezés az

$$i_D \approx I_{DSS} \left( 1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^2$$

összefüggéssel közelíthető. A közelítő karakterisztikát a 2.13 ábrán vékony vonallal ábrázoltuk.

A karakterisztika munkaponti deriváltja a JFET meredeksége ( $S$ ), amely az

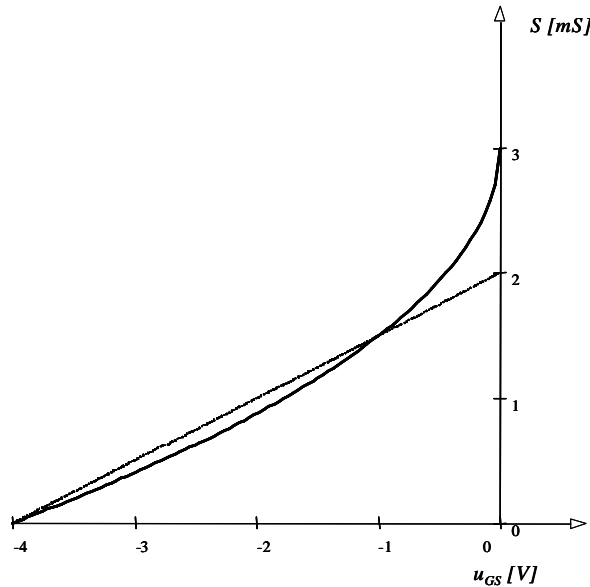
$$S = \frac{di_D}{du_{GS}} = \frac{3I_{DSS}}{-U_P} \left\{ 1 - \left( \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^{\frac{1}{2}} \right\}$$

egyenletből határozható meg. A közelítő karakterisztika deriváltját az

$$S = \frac{di_D}{du_{GS}} \approx 2 \frac{I_{DSS}}{-U_P} \left( 1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \right)$$

kifejezéssel határozhatjuk meg.

A meredekség feszültségfüggését a 2.27 ábrán adtuk meg. Vastag vonallal a pontos, vékony vonallal a közelítő kifejezést ábrázoltuk ( $I_{DSS} = 4\text{mA}$ ,  $U_P = -4\text{V}$ ).



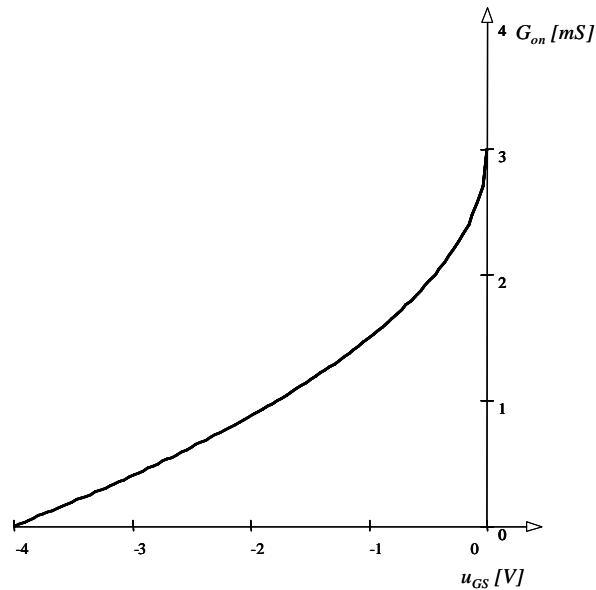
2.27 ábra. A JFET meredeksége az  $u_{GS}$  feszültség függvényében.

#### A JFET ellenállás tartománya ( $u_{DS} = 0$ környezetében)

Ha a JFET  $u_{DS}$  feszültsége kicsi az elzáródási feszültséghez képest, akkor a drain-áram drain-source feszültség szerinti parciális deriváltja a

$$G_{on} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} = 3I_{DSS} \left\{ -\frac{1}{U_P} + \frac{1}{U_P} \left( \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} = \frac{3I_{DSS}}{-U_P} \left\{ 1 - \left( \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} = \frac{1}{R_{on}},$$

ahol  $R_{on}$  a JFET drain-source ellenállása. Ennek alapján megállapítható, hogy a FET vezérelhető ellenállásként is használható, mivel az  $R_{on}$  a gate-source feszültség függvénye. A  $G_{on} = 1/R_{on}$  kimeneti vezetés feszültségfüggését a 2.28 ábrán adtuk meg ( $I_{DSS} = 4\text{mA}$ ,  $U_P = -4\text{V}$ ).



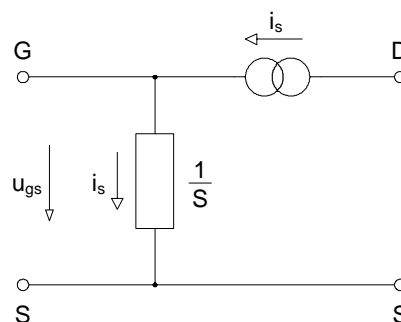
2.28 ábra. A  $G_{on} = 1/R_{on}$  kimeneti vezetés a vezérlés függvényében.

### Kisjelű paraméterek az elzáródási tartományban ( $u_{GD} < U_P$ )

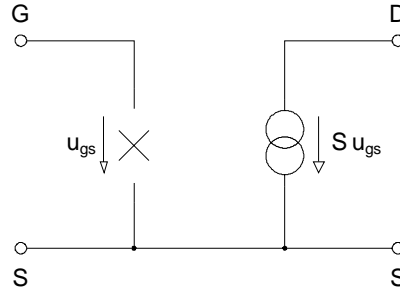
Amint azt a bipoláris tranzisztor esetében elmondtuk, az erősítő típusú működés leírásához szükség van arra, hogy ismerjük a JFET viselkedését a munkapont szűk környezetében. Ez annyit jelent, hogy a karakterisztikák Taylor-sorának lineáris tagját figyelembe véve, meg kell határozni a tranzisztor kisjelű árama és feszültsége közötti kapcsolatot. Erre a célra szolgálnak a kisjelű helyettesítő képek, amelyek definíciójuk szerint lineáris hálózatok. A JFET esetében ezek hasonlítanak a bipoláris tranzisztor kisjelű modelljeihez azzal a módosítással, hogy a JFET földelt gate-es "áramerősítési tényezője" egyenlő eggyel, és így a földelt source-os "áramerősítési tényezője" végtelen. A JFET tehát úgy viselkedik, mint egy végtelen  $\beta$ -jú bipoláris tranzisztor. A JFET transzfer karakterisztikájának munkaponti deriváltja pedig a JFET meredeksége, ami átveszi a bipoláris tranzisztor  $g_m$  meredekségének a szerepét. Ennek alapján a kisjelű modellek egyszerűen felrajzolhatók.

### Az elemi fizikai modell

Az elemi fizikai modell azt fejezi ki, hogy az elzáródás feletti tartományban a JFET árama csak a gate-source feszültségtől függ, és a gate-en nem folyik áram. A T- modell a 2.29, a  $\Pi$ -modell a 2.30 ábrán látható.



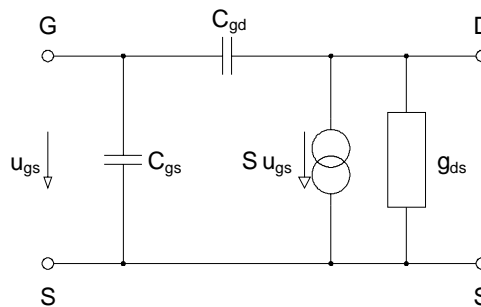
2.29 ábra. A JFET kisjelű elemi fizikai T-modellje az elzáródási tartományban.



2.30 ábra. A JFET kisjelű elemi fizikai  $\Pi$ -modellje az elzáródási tartományban.

### Bővített fizikai modell

A 2.31 ábrán látható bővített fizikai modellben a  $g_{ds}$  a drain-áram feszültségfüggését modellezi az elzáródás feletti tartományban, a  $C_{gs}$  és a  $C_{gd}$  kapacitások pedig az eszköz frekvenciafüggését jellemzik. A két kapacitás a záróirányban előfeszített gate-csatorna p-n átmenet kapacitásai, amik az átmenetekre adott záró irányú munkaponti feszültségektől függenek.

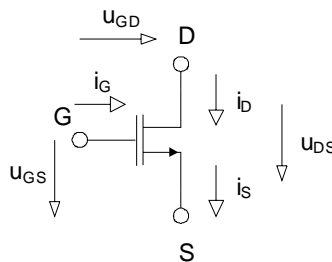


2.31 ábra. A JFET kisjelű bővített fizikai  $\Pi$ -modellje az elzáródási tartományban.

## MOS FET-ek (n-csatornás)

### Karakterisztikák és leíró egyenletek

A MOS FET olyan eszköz, amelyben egy szennyezett félvezető réteg (csatorna) található, amit egy fém vezérlőelektródától (gate) egy szilícium dioxid szigetelőréteg választ el. Az n-csatornás tranzisztorban a szennyezett félvezetőréteg két végén n típusú erősen szennyezett hozzávezetések vannak. Ezek a MOS tranzisztor kimeneti pontjai, a source és a drain. Az n-csatornás MOS FET szimbóluma és az alkalmazott mérőirányok a 2.32 ábrán láthatók.



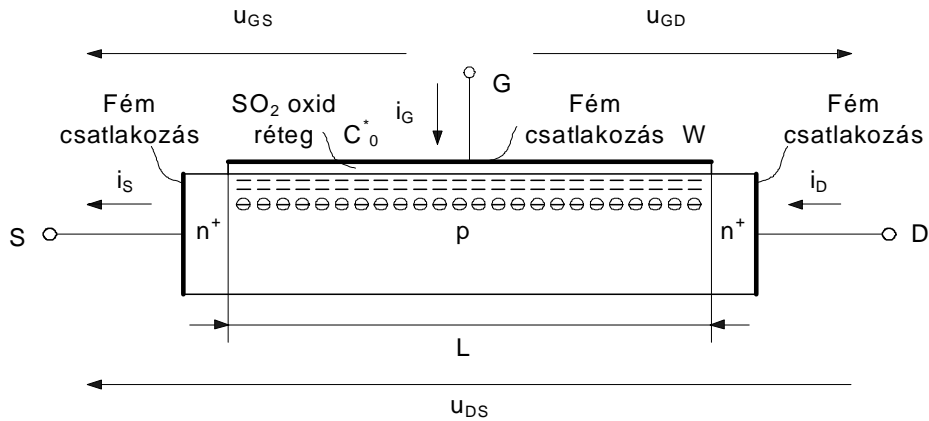
2.32 ábra. Az n-csatornás MOS FET szimbóluma és mérőirányai.

Az ábrán lévő mérőirányokat úgy választottuk meg, hogy a tranzisztor szokásos aktív működési tartományában az áramok előjele pozitív legyen. Az ábrán jelölt mennyiségek közötti kapcsolatot az

$$u_{GD} = u_{GS} - u_{DS}, \quad i_S = i_D + i_G, \quad i_G \approx 0$$

egyenlet adja meg.

Az n-csatornás növekményes MOS FET szerkezetét a 2.33 ábrán illusztráljuk.



2.33 ábra. Az n-csatornás növekményes MOS FET szerkezete.

Az ábrán egy fém-szigetelő-félvezető egykristály szerkezet látható, amely egy adagolt p szennyezésű rétegből, és egy fémrétegből, valamint a közöttük lévő szigetelőrétegből (szilícium dioxid,  $\text{SiO}_2$ ) áll. A p szennyezésű rétegben pozitív gate feszültség hatására kialakuló szabad elektronokat tartalmazó úgynevezett inverziós réteget csatornának, a fémréteget pedig gate-nek (G) nevezzük. A szigetelővel elválasztott gate elektródán nem folyik egyenáram, azaz  $i_G = 0$ . A csatorna két vége erősen  $n^+$  szennyezett rétegen keresztül csatlakozik a fémes érintkezőkhöz. A csatorna egyik vége a source (S), a másik vége pedig a drain (D). A gate fémrétegéhez szintén külső érintkező kapcsolódik (G). A tömbhöz kapcsolódó fémből készült érintkezők a külső feszültség és áram hozzávezetését teszik lehetővé.

Az ábrán bemutatott szerkezetben gate-re adott feszültség nélkül a drain és a source között nem folyhat áram, mivel bármilyen  $u_{DS}$  feszültség esetén az áram útjában lévő egyik  $p$ - $n^+$  átmenet biztosan záróirányban van előfeszítve. Az n-csatornás növekményes MOS FET tipikusan úgy működik, hogy a gate-csatorna átmenetre pozitív feszültséget kapcsolunk. Az így előfeszített gate-csatorna kapacitás két "lemezén" elektromos polarizáció miatt töltések halmozódnak fel. Ha a gate feszültsége pozitív, akkor a fémlemen pozitív, a csatorna oldalon pedig negatív töltések jelennek meg. A gate feszültség növelésekor a csatorna oldali negatív töltések először úgy jönnek létre, hogy a fémlemezről származó elektronok a gate-csatorna feszültséget biztosító külső feszültségforráson keresztül átjutnak a csatornába, és a p szennyezésű réteg lyukaival rekombinálnának, azaz a p rétegben negatív tértöltés keletkezik. Ha a gate feszültséget tovább növeljük, akkor egy  $U_P > 0$  küszöbfeszültség felett ( $u_{GS} > U_P$  és  $u_{GD} > U_P$ ) a p rétegben a tértöltés már nem tud tovább növekedni, és közvetlenül a szigetelő réteg alatt egy szabad elektronokat tartalmazó úgynevezett inverziós réteg keletkezik, amely szabad elektronokat tartalmazó vezetőképességű csatornát hoz létre a drain és a source között. Ez azt jelenti, hogy a vezetőképességű, szabad elektronokat tartalmazó csatornában lévő töltéshordozók száma a gate-re adott feszültséggel változtatható. Az n-csatornás növekményes MOS FET tehát egyszerűen fogalmazva egy változtatható vezetőképességű félvezető tömbként viselkedik, amelynek a vezetőképessége a gate és a csatorna közötti feszültséggel vezérelhető. Ha a gate és a csatorna közé kapcsolt feszültség kisebb mint az  $U_P$  küszöbfeszültség, akkor a csatorna vezetőképessége nullára csökken. Az  $U_P$  feszültséget **elzáródási feszültség**nek nevezzük.

Az n-csatornás növekményes MOS FET működését az alábbi fizikai hatások határozzák meg:

- Ha a csatorna két végére kapcsolt  $u_{DS}$  feszültség kicsi, akkor az n-csatornás növekményes MOS FET lineáris ellenállásként viselkedik, melynek az ellenállását az  $u_{GS} \approx u_{GD} > U_P > 0$  feszültséggel lehet vezérelni. Ez azt jelenti, hogy kis  $u_{DS}$  feszültségek esetén az  $i_D = i_S$  áram az  $u_{DS}$  feszültséggel arányosan változik. A csatornában a gate elektróda felületegységére jutó szabad töltések nagysága a

$$Q_i = C_0^*(u_{GS} - U_P) \left[ \frac{As}{m^2} \right]$$

kifejezéssel határozható meg, ahol  $C_0^*$  a gate elektróda egységnyi felületéhez tartozó

úgynevezett **négyzetes kapacitás**, mely a

$$C_0^* = \frac{\varepsilon_{ox}}{d_{ox}}$$

összefüggésből számítható, ahol  $\varepsilon_{ox}$  a szigetelő dielektromos állandója,  $d_{ox}$  a szigetelő vastagsága. Ha a gate elektróda szélessége  $W$  [m], akkor a csatorna egységnyi hosszúságára éppen

$$Q_i' = WC_0^*(u_{GS} - U_P) \left[ \frac{As}{m} \right]$$

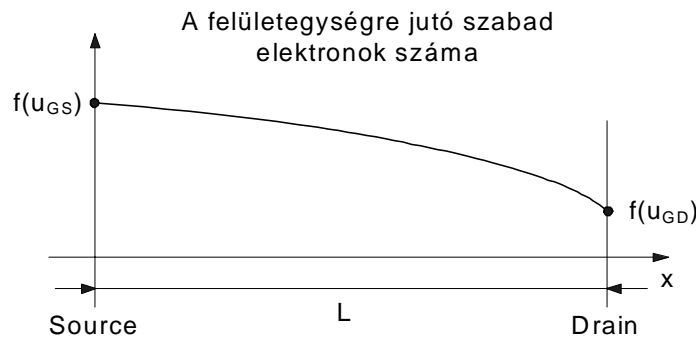
töltés jut. A korábbiakból tudjuk, hogy a csatornán folyó áram az

$$i_D = i_S = WC_0^*(u_{GS} - U_P)v = \mu_n WC_0^*(u_{GS} - U_P)E = \mu_n C_0^* \frac{W}{L}(u_{GS} - U_P)u_{DS}$$

kifejezéssel adható meg, ahol  $\mu_n$  az elektronok mozgékonyasága,  $v$  az elektronok sebessége,  $E$  az elektromos térerő a csatornában és  $L$  a csatorna hossza.

A vezérlés nem igényel statikus áramot, mivel a gate-en folyó egyenáram értéke nulla,

- Ha az  $u_{DS} > 0$  drain-source feszültséget növeljük, akkor a csatornán az áram nő. Ilyenkor a vezetőképés, szabad elektronokat tartalmazó csatorna vezetőképességét a source oldalon az  $u_{GS}$ , a drain oldalon pedig az  $u_{GD}$  feszültség határozza meg, és a csatorna egy közbelső helyén a csatorna vezetőképessége a gate és a csatorna közötti aktuális feszültség értékétől függ. A vezetőképés, szabad elektronokat tartalmazó csatorna "szélessége" a source oldalon a legnagyobb, a drain oldalon pedig a legkisebb, mivel  $u_{DS} > 0$  esetén  $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} < u_{GS}$ . Ez azt is jelenti, hogy az  $u_{DS}$  feszültség növelésével az  $i_D = i_S$  áram nem lineárisan változik, és minél nagyobb a feszültség, a változás meredeksége annál kisebb lesz. Ha a csökkenő  $u_{GD}$  feszültség még nagyobb, mint az  $U_P$  elzáródási feszültség, akkor az n-csatornás növekményes MOS FET az **elzáródás alatti tartományban** működik, és a tranzisztor  $i_D = i_S$  árama mind az  $u_{GS}$ , mind az  $u_{DS}$  feszültségtől függ. Az inverziós rétegben a szabad elektronok felületi sűrűségének helyfüggését illusztrálja a 2.34 ábra a MOS FET elzáródás alatti tartományában, ahol az  $f(u)$  függvény a felületegységre jutó szabad elektronok számának a függését írja le az aktuális gate-csatorna feszültségtől.



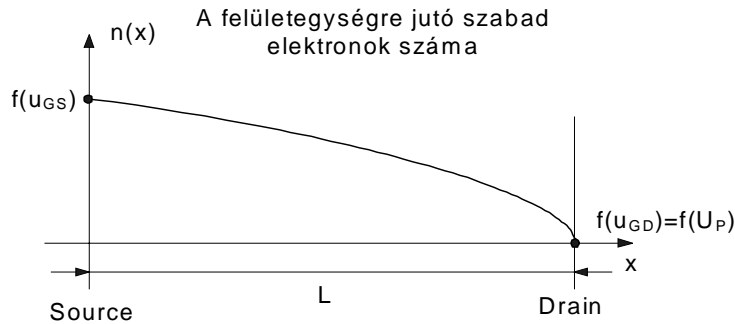
2.34 ábra. A szabad elektronok felületi sűrűsége (a felületegységre jutó szabad elektronok száma) az inverziós rétegben az elzáródás alatt.

- Ha az  $u_{DS} > 0$  drain-source feszültség növelésekor a csökkenő  $u_{GD}$  feszültség eléri az  $U_P$  elzáródási feszültséget, azaz

$$u_{DS} = u_{GS} - u_{GD} = u_{GS} - U_P,$$

akkor a drain oldalon a csatorna elzáródik, és a  $u_{DS}$  feszültség további növelésével az  $i_D = i_S$  áram már nem változik. Ilyenkor a drain oldalon a csatorna egy szakasza nem tartalmaz vezetőképés, szabad elektronokat. Ezen a kiürített tartományon az áramot hordozó elektronok az elektromos térerő hatására sodródnak a drain felé. Ilyenkor a JFET az **elzáródási tartományban** működik. Az inverziós rétegben a szabad elektronok felületi sűrűségének helyfüggését illusztrálja a 2.35 ábra a MOS FET elzáródási tartományában.





2.35 ábra. A szabad elektronok felületi sűrűsége (a felületegységre jutó szabad elektronok száma) az inverziós rétegben az elzáródási tartományban.

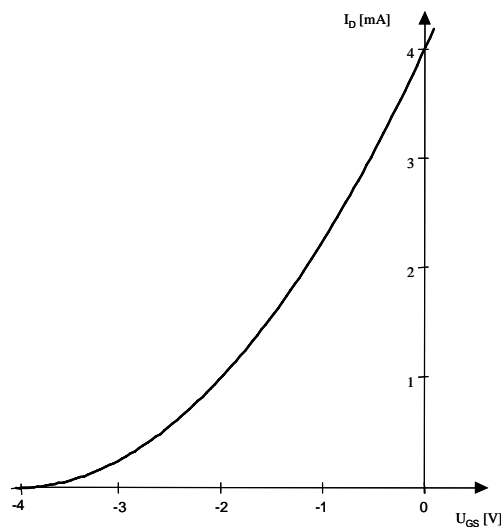
- Az elektromos polarizáció miatt a gate-csatorna feszültség változtatásával a kiürített és inverziós rétegben tárolt töltés értéke változik, ami azt jelenti, hogy a gate és a csatorna között egy nemlineáris kapacitás alakul ki, amit a gate-csatorna feszültség változtatásakor "át kell tölteni".

Kétféle n-csatornás MOS FET-et ismerünk.

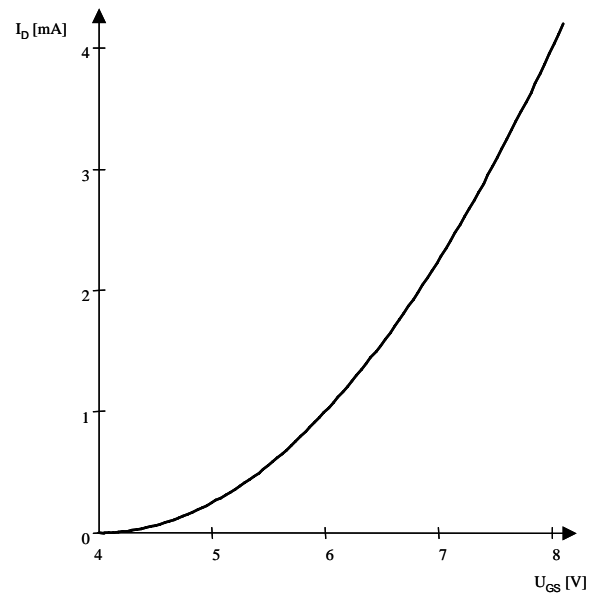
A kiürítéssel MOS tranzisztorban a csatorna n szennyezésű, ami azt jelenti, hogy gate-csatorna előfeszítése nélkül is vannak vezetésre alkalmas elektronok a csatornában, így a drain és source közé adott feszültség hatására nulla gate-csatorna feszültség mellett is folyik áram az eszközön. A tranzisztor tehát beépített csatornával rendelkezik. Ha a gate és a csatorna közé negatív feszültséget kapcsolunk, akkor az elektromos polarizáció miatt a csatornában lecsökken a vezetésre képes elektronok száma, azaz csökken a csatorna vezetőképessége. Ha ez a negatív feszültség eléri egy küszöböt, akkor a csatorna elzáródik. Ez az  $U_P < 0$  elzáródási feszültségnél következik be.

A növekményes MOS tranzisztorokban nincsen beépített csatorna, azaz a drain és a source elektródák között nincsen n szennyezésű réteg (a csatorna a 2.33 ábra szerint enyhén p szennyezésű). Ha a gate és a csatorna közé pozitív feszültséget kapcsolunk, akkor az elektromos polarizáció miatt egy küszöbfeszültség (elzáródási feszültség,  $U_P > 0$ ) felett a p szennyezésű csatornában úgynevezett inverziós réteg alakul ki, amiben vezetésre alkalmas elektronok találhatóak. Emiatt a drain és a source közé kapcsolt feszültség hatására a növekményes MOS FET-en áram folyik.

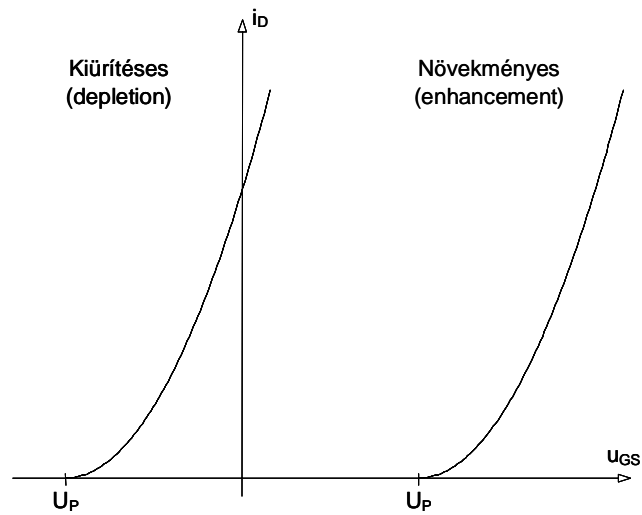
A kiürítéssel és a növekményes MOS FET transzfer karakterisztikája a 2.36, 2.37 ( $I_{D00} = 4\text{mA}$ ,  $U_P = -4\text{V}$ , illetve  $I_{D00} = 4\text{mA}$ ,  $U_P = 4\text{V}$ ), és együtt a 2.38 ábrán látható. A MOS FET-ek kimeneti karakterisztikáját a 2.39 ábrán adtuk meg.



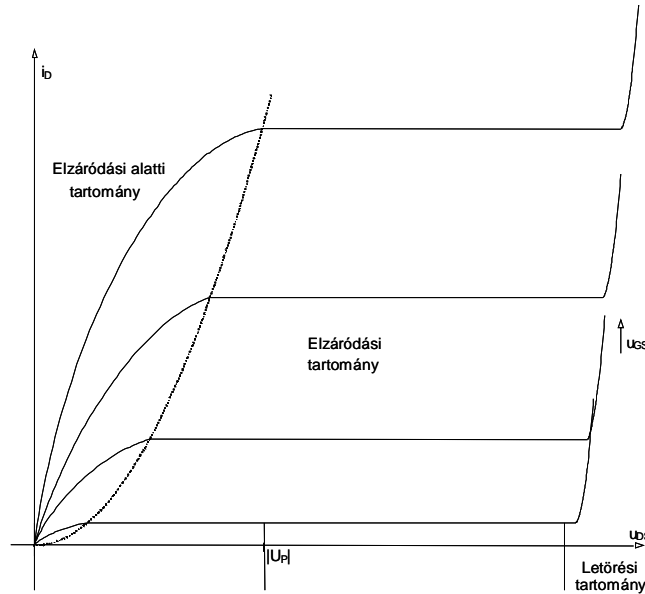
2.36 ábra. Az n-csatornás kiürítéssel MOS FET transzfer karakterisztikája az elzáródás feletti tartományban.



2.37 ábra. Az n-csatornás növekményes MOS FET transzfer karakterisztikája az elzáródás feletti tartományban.



2.38 ábra. A kiürítéses és a növekményes MOS FET transzfer karakterisztikája.



2.39 ábra. A növekményes és kiürítéssel n-csatornás MOS FET kimeneti karakterisztikája.

### Működés az elzáródás alatti tartományban

A MOS FET általános egyenletét az elzáródás alatti tartományban az alábbi formában adhatjuk meg:

$$i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W}{L} [2u_{DS}(u_{GS} - U_P) - u_{DS}^2] = 2I_{D00} \left[ \frac{u_{DS}(u_{GS} - U_P)}{U_P^2} - \frac{1}{2} \frac{u_{DS}^2}{U_P^2} \right], \quad U_P \neq 0,$$

$$I_{D00} = \frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W}{L} U_P^2$$

ahol  $U_P$  a MOS FET elzáródási feszültsége,  $I_{D00}$  a karakterisztika áramkonstansa, elzáródásban a kiürítéssel MOS FET  $u_{GS} = 0$  feszültséghez tartozó drain-árama, illetve növekményes MOS FET esetén az  $u_{GS} = 2U_P$  feszültséghez tartozó áram. Az elzáródás alatt érvényesek az  $U_P < u_{GS}$  és az  $U_P < u_{GD}$  egyenlőtlenségek.

### Működés az elzáródás feletti tartományban ( $i_D = f(u_{GS})$ )

Az elzáródás felett az áram már nem változik az  $u_{DS}$  feszültség növelésének hatására. Az elzáródás akkor következik be, amikor a gate-drain feszültség eléri az elzáródási feszültség értékét, azaz  $u_{GD} = U_P$ . Ekkor  $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} = U_P$ , vagy  $u_{DS} = u_{GS} - U_P$ .

Ezt behelyettesítve a fenti általános egyenletbe az

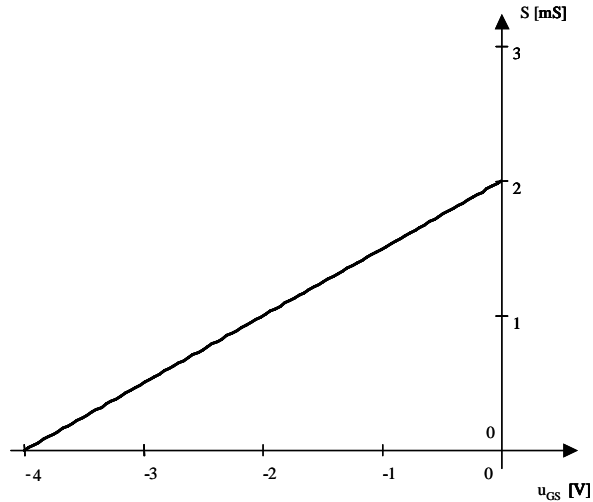
$$i_D = 2I_{D00} \left[ \frac{(u_{GS} - U_P)^2}{U_P^2} - \frac{1}{2} \frac{(u_{GS} - U_P)^2}{U_P^2} \right] = I_{D00} \left( \frac{u_{GS} - U_P}{U_P} \right)^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W}{L} (u_{GS} - U_P)^2$$

összefüggéshez jutunk. Ebből jól látható, hogy adott  $\mu_n$  és  $C_0^*$  esetén a MOS FET árama lényegében a gate elektróda szélességének és hosszúságának az arányától, a  $W/L$  hányadostól függ.

A karakterisztika munkaponti deriváltja a MOS FET meredeksége ( $S$ ), amely az

$$S = \frac{di_D}{du_{GS}} = \frac{2I_{D00}}{U_P} \left( \frac{u_{GS0} - U_P}{U_P} \right)$$

egyenletből határozható meg. A meredekség feszültségfüggését a 2.40 ábrán adtuk meg kiürítéssel MOS FET esetén. ( $I_{DSS} = 4\text{mA}$ ,  $U_P = -4\text{V}$ ).



2.40 ábra. A kiürítéses MOS FET meredeksége az  $u_{GS}$  feszültség függvényében. Az elzáródás határa a tranzisztor  $i_D - u_{DS}$  kimeneti karakterisztikáján a

$$i_D = 2I_{D00} \left[ \frac{(u_{DS})^2}{U_P^2} - \frac{1}{2} \frac{(u_{DS})^2}{U_P^2} \right] = I_{D00} \left( \frac{u_{DS}}{U_P} \right)^2$$

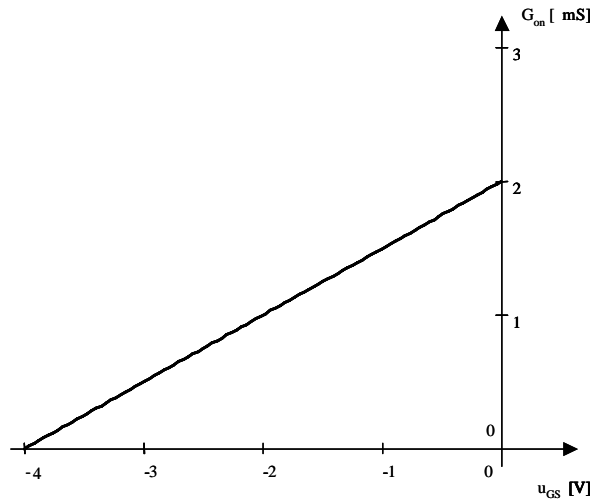
egyenlet segítségével határozható meg ( $u_{GS} = u_{DS} + U_P$ ).

**A MOS FET ellenállás-tartománya ( $u_{DS} = 0$  környezetében)**

Ha a MOS FET  $u_{DS}$  feszültsége kicsi például az elzáródási feszültséghez képest, akkor a drain-áram drain-source feszültség szerinti parciális deriváltja a

$$G_{on} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} = \frac{2I_{D00}}{U_P} \left\{ \frac{u_{GS} - U_P}{U_P} \right\} = \frac{1}{R_{on}}$$

ahol  $R_{on}$  a MOS FET drain-source ellenállása. Ennek alapján megállapítható, hogy a MOS FET vezérelhető ellenállásként is használható, mivel az  $R_{on}$  a gate-source feszültség függvénye. A  $G_{on} = 1/R_{on}$  kimeneti vezetés feszültségfüggését a 2.41 ábrán adtuk meg ( $I_{DSS} = 4mA$ ,  $U_P = -4V$ ).



2.41 ábra. A  $G_{on} = 1/R_{on}$  kimeneti vezetés feszültségfüggése.

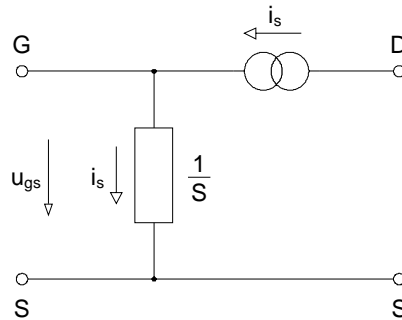
**Kisjelű paraméterek az elzáródási tartományban ( $u_{GD} < U_P$ )**

Amint azt a bipoláris tranzisztor esetében elmondtuk, az erősítő típusú működés leírásához szükség van arra, hogy ismerjük a MOS FET viselkedését a munkapont szűk környezetében. Ez annyit jelent, hogy a karakterisztikák Taylor-sorának lineáris tagját figyelembe véve, meg kell határozni a tranzisztor kisjelű paraméterei közötti kapcsolatot. Erre a célra szolgálnak a kisjelű helyettesítő képek, amelyek definíciójuk szerint lineáris hálózatok. A MOS FET esetében ezek

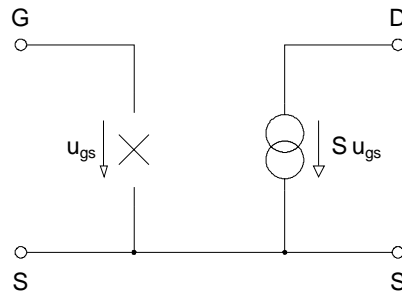
hasonlítanak a JFET kisjelű modelljeihez. A MOS FET tehát szintén úgy viselkedik, mint egy végtelen  $\beta$ -jú bipoláris tranzisztor. A MOS FET transzfer karakterisztikájának munkaponti deriváltja pedig a MOS FET meredeksége, ami átveszi a bipoláris tranzisztor  $g_m$  meredekségének a szerepét. Ennek alapján a kisjelű modellek egyszerűen felrajzolhatók.

### Az elemi fizikai modell

Az elemi fizikai modell azt fejezi ki, hogy az elzáródás feletti tartományban a MOS FET árama csak a gate-source feszültségtől függ, és a gate-en nem folyik áram. A T- modell a 2.42, a  $\Pi$ -modell a 2.43 ábrán látható.



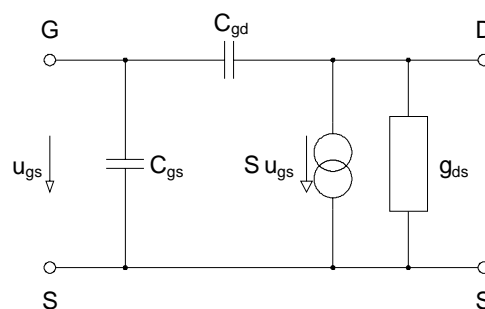
2.42 ábra. A MOS FET kisjelű elemi fizikai T-modellje az elzáródási tartományban.



2.43 ábra. A MOS FET kisjelű elemi fizikai  $\Pi$ -modellje az elzáródási tartományban.

### Bővített fizikai modell

- A 2.44 ábrán látható bővített fizikai modellben a  $g_{ds}$  a drain-áram feszültségfüggését modellezi az elzáródás feletti tartományban, a  $C_{gs}$  és a  $C_{gd}$  kapacitások pedig az eszköz frekvenciafüggését jellemzik. A két kapacitás a gate-csatorna kapacitásból származik.



2.44 ábra. A MOSFET kisjelű bővített fizikai  $\Pi$ -modellje az elzáródási tartományban.

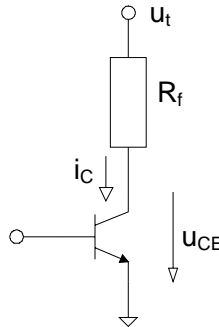
## A kivezérelhetőség vizsgálata

A kivezérelhetőség elemzésekor az a célunk, hogy meghatározzuk a fogyasztóra juttatható maximális feszültség értékét. Ez a vezérelhető eszköz működési határaitól, a telepfeszültségtől, a munkaponti áramtól és a fogyasztó csatolási módjától függ. A vezérlésről a továbbiakban azt feltételezzük, hogy tetszőleges lehet, azaz a vezérlés biztosítani tudja a kimeneti határértékek elérését. Feltételezzük azt is, hogy a tranzisztor munkaponti árama már ismert, azaz a munkapontot

beállítottuk.

## Bevezető példa

Vizsgáljuk meg a 3.1 ábrán feltüntetett áramkör működését, és határozzuk meg a fogyasztóra jutó feszültség maximális értékét. Megjegyezzük, hogy új jelöléssel a telepet nem rajzoljuk külön le, hanem kijelölünk egy referenciapontot, amit a továbbiakban földpontnak nevezünk, és a telep feszültségét, illetve általában a feszültségeket ehhez a referenciaponthoz mérjük.

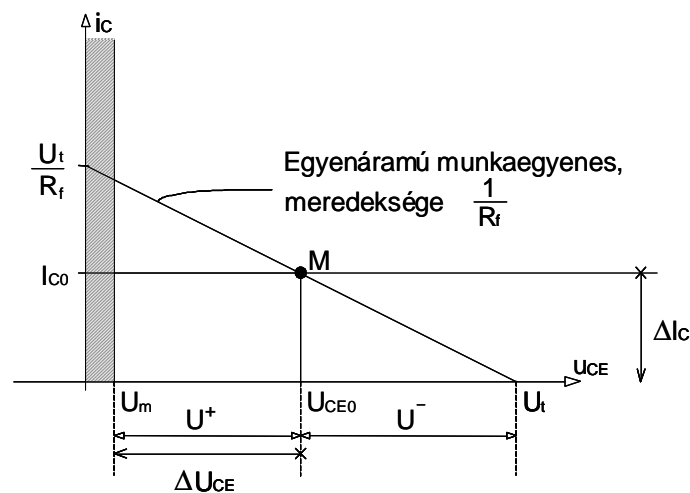


3.1 ábra. A bevezető példa áramköre.

A tranzisztor kimeneti karakterisztikájára érvényes az

$$U_t = u_{CE} + i_C R_f$$

egyenlet, ami meghatározza, hogy a telepfeszültség, a tranzisztor kollektorárama és a kollektor-emitter feszültség között milyen lehet a kapcsolat. Ez egy egyszerű lineáris egyenlet, amely megmutatja, hogy a tranzisztor kimeneti  $i_C - u_{CE}$  karakterisztikáján az eszköz egyenáramú munkapontja egyáltalában hol helyezkedhet el. Természetesen ugyanezen a karakterisztikán ábrázoljuk a tranzisztor kollektoráramát a kollektor-emitter feszültség függvényében, az  $u_{BE}$  bázis-emitter feszültséggel vagy az  $i_B$  bázisárammal paraméterezve, és az eszköz aktuális állapotát leíró pont a két görbe metszéspontjában van. Emiatt ez az egyenes az eszköz egyenáramú munkaegyenes, amit a 3.2 ábrán tüntettünk fel.



3.2 ábra. A tranzisztor egyenáramú munkaegyenes.

Az egyenáramú munkaegyenes tehát az eszköz  $i_C - u_{CE}$  karakterisztikáján azon pontok mértani helye, ahol az eszköz egyenáramú munkapontja elhelyezkedhet. A munkaegyeneset nem az eszköz, hanem a külső elemek határozzák meg. Az eszköz a munkapontok lehetséges értékét csak annyiban befolyásolja, hogy meghatározza azt a tartományt, ahol a tranzisztor működhet. Bipoláris tranzisztor esetén a normál aktív tartomány az  $i_C - u_{CE}$  sík első síknyelve. Tehát pozitív áramok mellett elvileg a tranzisztoron csak  $u_{CE} > 0$  feszültség lehet, illetve pozitív feszültségek esetén a tranzisztoron negatív áram nem folyhat (a tranzisztor  $i_C$  árama nem lehet negatív). A valóságos bipoláris tranzisztorok esetében az eszköz egy  $U_m$  küszöbfeszültség (ez az úgynevezett

maradékfeszültség) alatt telítésbe kerül, emiatt közelítőleg azt mondhatjuk, hogy a tranzisztoron ez a megengedett legkisebb feszültség, a normál aktív tartomány alsó határa.

A tranzisztor munkapontja az egyenáramú munkaegyenesen található, tehát fennáll az

$$U_t = U_{CE0} + I_{C0}R_f$$

összefüggés, és az a kérdés, hogy vezérlés hatására nyitó- és záróirányban a tranzisztor kollektor-emitter feszültsége mennyit változhat. Az ábrán a munkaponthoz képest a kollektor-emitter feszültség a tranzisztor nyitásakor  $U^+$ , a tranzisztor zárásakor  $U^-$  értékkel változhat, és ezek az értékek az

$$U^+ = U_{CE0} - U_m = U_t - I_{C0}R_f - U_m$$

$$U^- = I_{C0}R_f$$

egyenletekből számíthatók. A kapcsolási elrendezésből nyilvánvaló, hogy az  $R_f$  fogyasztóra jutó feszültségváltozás azonos a kollektor-emitter feszültség változásával is, azaz  $U^+ = U_f^+$  és  $U^- = U_f^-$ , ahol  $U_f^+$  és  $U_f^-$  a fogyasztón mért nyitó- és záróirányú feszültségváltozás.

A vizsgált eset fizikai tartalma az, hogy ha a tranzisztor kinyit, akkor a rajta lévő feszültség a munkaponti ( $U_{CE0}$ ) értékről legfeljebb az  $U_m$  értékig csökkenhet, mivel ekkor a tranzisztor telítésbe kerül. Ha a tranzisztor lezár, akkor pedig az árama az  $I_{C0}$  munkaponti értékről nullára csökkenhet. A tranzisztor tehát nyitóirányban feszültség-, záróirányban pedig áramkorlátozott eszköz.

Sok esetben kivezérelhetőség alatt a fenti két mennyiség közül a kisebbiket szokás érteni, hiszen szimmetrikus (például szinuszos) jelalakok esetén a kisebbik érték határozza meg a kimeneti jel amplitúdójának a maximális értékét. Ilyenkor a kimeneti kollektor-emitter feszültség maximális amplitúdóját az

$$U_{ce\max} = \min(U^+, U^-) = \min(I_{C0}R_f, U_t - I_{C0}R_f - U_m)$$

kifejezésből számíthatjuk.  $U_{ce\max}$  értékét az  $I_{C0}$  munkaponti áram megválasztásával maximalizálni lehet, mivel  $U^-$  a munkaponti áram növelésével nő, míg  $U^+$  csökken. A kimeneti kollektor-emitter feszültség lehetséges maximális amplitúdóját akkor érjük el, ha a negatív és pozitív irányú kivezérelhetőség azonos nagyságú ( $U^+ = U^-$ ), amiből az

$$U_t - U_m - I_{C0}R_f = I_{C0}R_f,$$

egyenlet megoldásával meghatározható az ehhez tartozó optimális munkaponti áram értéke:

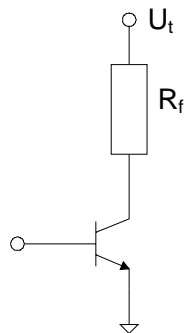
$$I_{C0opt} = \frac{U_t - U_m}{2R_f}.$$

## A fogyasztó csatolási módja

A csatolási módok bemutatásánál a csatolást végző reaktív elemeket, kapacitásokat és induktivitásokat végtelen értékűnek fogjuk tekinteni. Ez mindenképpen zavaró lehet, hiszen a valóságban ilyen elemeket nem lehet realizálni, illetve egy végtelen kapacitás vagy induktivitás feltöltéséhez végtelen energiára volna szükség. Itt ez a jelölés csak arra utal, hogy ezek az elemek olyan nagy értékűek, hogy az áramkör működési frekvenciáján a kapacitás elegendően kicsi, az induktivitás pedig elegendően nagy impedanciájú az áramkörben lévő egyéb (például ohmos) elemek impedanciájához viszonyítva.

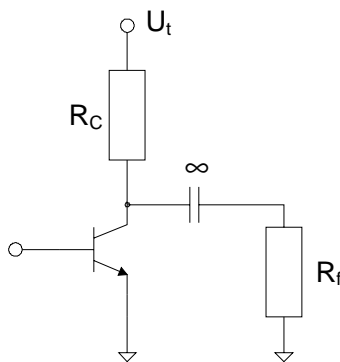
A fogyasztó és az aktív eszköz kapcsolatát csatolási módnak nevezzük. A csatolási mód típusai az alábbiak lehetnek:

- **Közvetlen csatolás**, amikor a fogyasztó és az aktív eszköz között közvetlen egyenáramú kapcsolat van. Erre mutat példát a 3.3 ábra, ami a bevezető példában tárgyalt áramkörrel azonos.

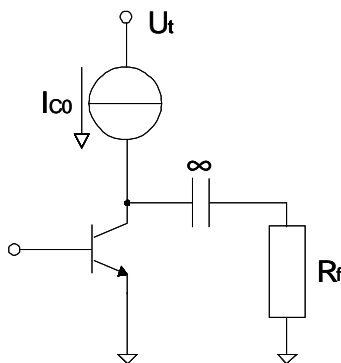


3.3 ábra. Példa a közvetlen csatolású fogyasztóra.

- **Kapacitív csatolás**, ahol az aktív eszköz és a fogyasztó között egy csatolókapacitás található. Ilyen kapcsolás látható a 3.4 és 3.5 ábrán. A 3.5 ábrán lévő kapcsolásnál feltételezzük, hogy a tranzisztor kollektorában elhelyezett áramgenerátor árama pontosan azonos a tranzisztor munkaponti áramával. Ezt csak speciális kapcsolási elrendezéssel (például a később megismert visszacsatolással) lehet megoldani.



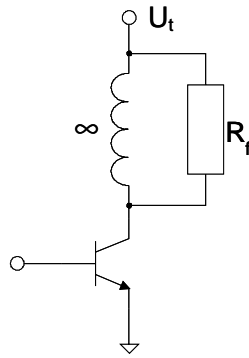
3.4 ábra. Első példa a kapacitív csatolású fogyasztóra.



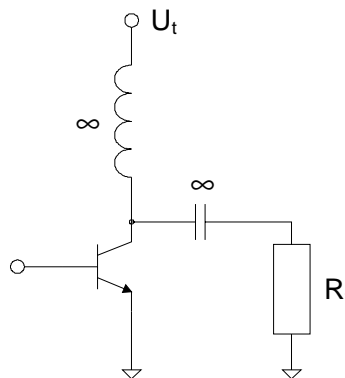
3.5 ábra. Második példa a kapacitív csatolású fogyasztóra.

- **Induktív és transzformátoros csatolás**, ahol az aktív elem és a fogyasztó mellett a kapcsolásban induktivitás vagy transzformátor található. Ilyen példákat mutat a 3.6, 3.7 és 3.8 ábra. A 3.7 kapcsolásban egy csatoló-kondenzátort is elhelyeztünk, ami azt biztosítja, hogy a fogyasztón ne folyjon egyenáram. A kapcsolás egyébként úgy viselkedik, mint az induktív csatolású elrendezések, éppen ezért soroltuk ebbe a kategóriába.

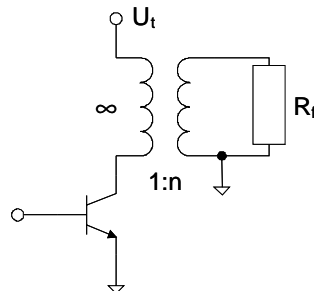




3.6 ábra. Első példa az induktív csatolású fogyasztóra.

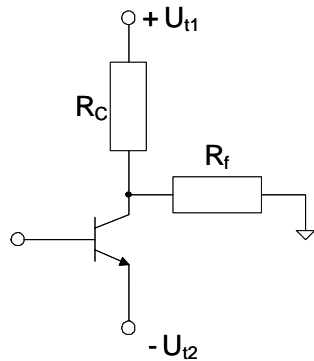


3.7 ábra. Második példa az induktív (és kapacitív) csatolású fogyasztóra.



3.8 ábra. Példa a transzformátoros csatolásra.

Érdeemes megjegyezni, hogy a fenti áramköröket többtelepes elrendezésben is ki lehet alakítani, de ezeknek az elrendezéseknek az analízisét mindig vissza lehet vezetni az egytelepes változatra. A kétteljes közvetlen csatolású fogyasztóra mutatunk példát a 3.9 ábrán.

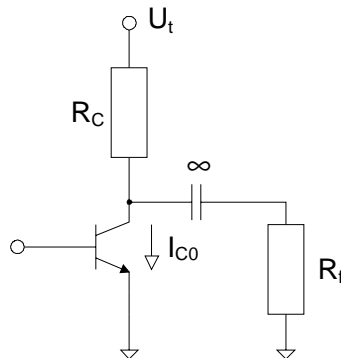


3.9 ábra. Példa a kétteljes közvetlen csatolásra.

## A kapacitív és induktív csatolású fogyasztók kivezérelhetősége

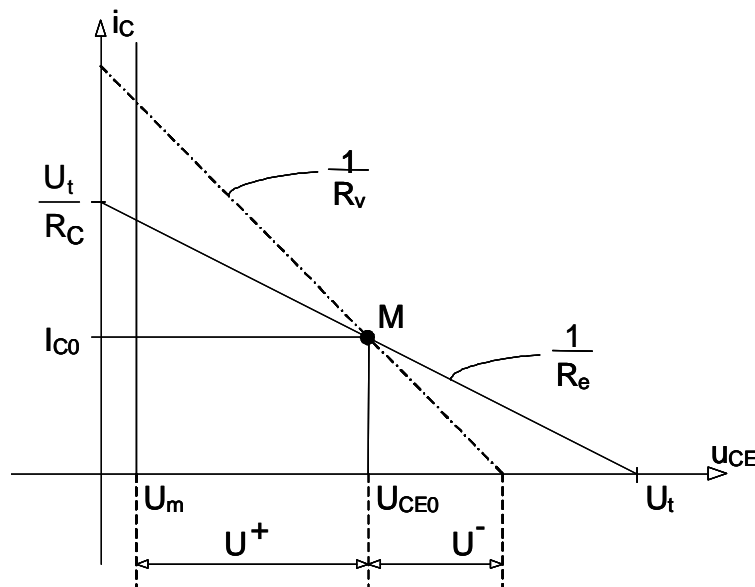
### Kapacitív csatolású fogyasztó

Vizsgáljuk meg a 3.10 ábrán látható kapacitív csatolású fogyasztót tartalmazó áramkör kivezélhetőségét.



3.10 ábra. A vizsgált kapacitív csatolású fogyasztó.

Az áramkör működésére jellemző munkaegyeneseket a tranzisztor  $i_C - U_{CE}$  kimeneti karakterisztikáján adhatjuk meg (lásd a 3.11 ábrát).



3.11 ábra. A vizsgált kapacitív csatolású elrendezés munkaegyenesei.

A 3.11 ábrán az egyenáramú munkaegyenes mellett új fogalom az úgynevezett váltóáramú munkaegyenes, amely azon pontok mértani helye, amelyen a tranzisztor pillanatnyi váltakozó áramú munkapontja helyezkedhet el. A fogalom megértéséhez szükséges megvilágítani, hogy mi történik akkor, ha a vezérlés hatására a tranzisztor kollektorárama  $\Delta i_C$  értékkel megváltozik. A munkapontban a nagy csatolókapacitáson  $U_{CE0} = U_t - I_{C0}R_C$  feszültség mérhető, és ez a feszültség a kollektoráram dinamikus változása során állandó marad (a végtelen nagy kondenzátor feszültségét véges idő alatt véges árammal nem lehet megváltoztatni). Éppen ezért a végtelen kapacitás a vezérlés során úgy viselkedik, mint egy egyenáramú feszültséggenerátor, amely a tranzisztor kollektora és a fogyasztó között helyezkedik el. Ha a kollektoráram megváltozik, akkor a kollektor-emitter feszültség is változni fog, és ugyanez a feszültségváltozás a fogyasztón is megjelenik. Ez annyit jelent, hogy a  $\Delta i_C$  áramváltozás az  $R_C$  és az  $R_f$  ellenállásokon ugyanazt a feszültségváltozást hozza létre, vagyis a két ellenállás a változások szempontjából párhuzamosan kapcsolódik egymással.

Ennek alapján a kapcsolás működésére az alábbi egyenletek érvényesek:

$$R_e = R_C,$$

$$R_v = R_C \times R_f.$$

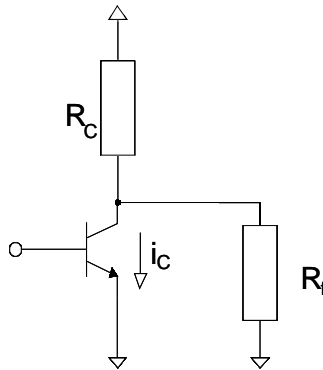
A váltakozó áramú munkaegyenest tehát az  $R_C$  és  $R_f$  párhuzamos eredője határozza meg.

Feltehető a kérdés, hogyan kell a váltakozó áramú viselkedést elképzelni. A kérdés kulcsa a kapcsolások váltóáramú helyettesítő képe, amely a kapcsolat működését a munkapont körüli dinamikus változások szempontjából írja le, azaz megadja a kollektoráram és a kollektor-emitter feszültség változása közötti kapcsolatot.

A váltóáramú helyettesítő kép az eredeti kapcsolásból az alábbi szabályok szerint állítható elő:

- Az egyenfeszültségű telepeket rövidzárral, az egyenáramú forrásokat szakadással helyettesítjük, mivel az egyenfeszültségű forrásokon a váltakozó feszültség nulla értékű (az egyenfeszültségű források belső ellenállása nulla), illetve az egyenáramú forrásokon a váltakozó áram nulla értékű (az egyenáramú források belső ellenállása végtelen).
- A végtelen értékű kapacitást váltakozó áramon rövidzárral, a végtelen értékű induktivitást váltakozó áramon szakadással helyettesítjük, mivel egy végtelen értékű kapacitás minden nem nulla frekvencián nulla, illetve egy végtelen értékű induktivitás minden nem nulla frekvencián végtelen impedanciájú. Természetesen az ideális kapacitás egyenáramon szakadással, az ideális induktivitás pedig rövidzárral helyettesíthető.

Ezek alapján előállítható a vizsgált kapcsolat váltóáramú helyettesítő képe (lásd a 3.12 ábrát).



3.12 ábra. A vizsgált kapacitív csatolású elrendezés váltóáramú helyettesítő képe.

Itt a tranzisztor már nem egy valódi eszköz, hanem csak a munkapont környezetében a jelek közötti kapcsolatot szimbolizálja. Az ábra alapján a  $R_C$  és  $R_f$  ellenállás valóban párhuzamosan kapcsolódik. A kapcsolat kivezélhetősége a 3.11 ábráról egyszerűen leolvasható:

$$U^+ = U_{CE0} - U_m = U_t - I_{C0}R_e - U_m,$$

$$U^- = I_{C0}R_v.$$

Érdekes megjegyezni, hogy a tranzisztoron a legnagyobb lehetséges egyenáramnál ( $U_t/R_C$ ) nagyobb áram is megjelenhet, ami a kapacitásban tárolt energia miatt lehetséges.

Szimmetrikus (például szinuszos) jelalakok esetén a kisebbik érték határozza meg a kimeneti jel amplitúdójának a maximális értékét. Ilyenkor a kimeneti kollektor-emitter feszültség maximális amplitúdóját az

$$U_{ce\max} = \min(U^+, U^-) = \min(I_{C0}R_v, U_t - I_{C0}R_e - U_m)$$

kifejezésből számíthatjuk.  $U_{ce\max}$  értékét az  $I_{C0}$  munkaponti áram megválasztásával maximalizálni lehet, mivel  $U^-$  a munkaponti áram növelésével nő, míg  $U^+$  csökken. A kimeneti kollektor-emitter feszültség lehetséges maximális amplitúdóját akkor érjük el, ha a negatív és pozitív irányú kivezélhetőség azonos nagyságú ( $U^+ = U^-$ ), amiből az

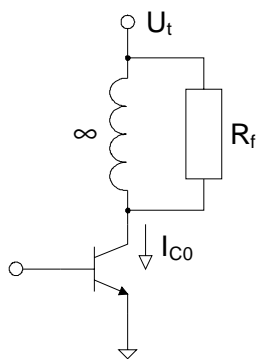
$$U_t - U_m - I_{C0}R_e = I_{C0}R_v,$$

egyenlet megoldásával meghatározható az ehhez tartozó optimális munkaponti áram értéke:

$$I_{C0} = \frac{U_t - U_m}{R_v + R_e}.$$

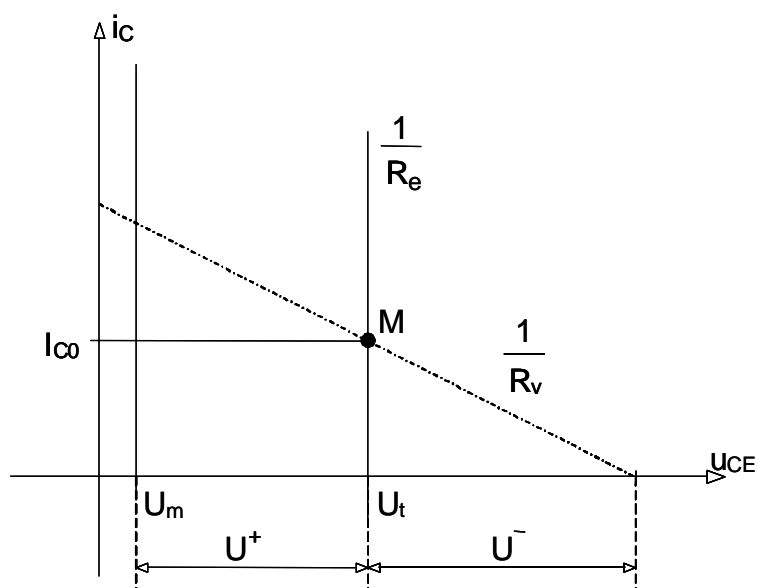
### Induktív csatolású fogyasztó

Vizsgáljuk meg a 3.13 ábrán látható induktív csatolást tartalmazó áramkör kivezérelhetőségét.



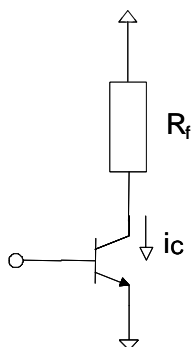
3.13 ábra. A vizsgált induktív csatolású fogyasztó.

Az áramkör működésére jellemző munkaegyeneseket a tranzisztor  $i_C - U_{CE}$  kimeneti karakterisztikáján adhatjuk meg (lásd a 3.14 ábrát).



3.14 ábra. A vizsgált induktív csatolású elrendezés munkaegyenesei.

- A 3.14 ábrán a váltóáramú munkaegyenes, ismét azon pontok mértani helye, amelyen a tranzisztor pillanatnyi munkapontja elhelyezkedhet. A kapcsolásból az előző példa alapján megrajzolható a váltóáramú helyettesítő kép (lásd a 3.15 ábrát)



3.15 ábra. A vizsgált induktív csatolású elrendezés váltóáramú helyettesítő képe.

A kapcsolás kivezérelhetőségére a 3.14 ábra alapján az alábbi egyenletek érvényesek:

$$R_e = 0,$$

$$R_v = R_f,$$

$$U^+ = U_t - I_{C0}R_e - U_m = U_t - U_m,$$

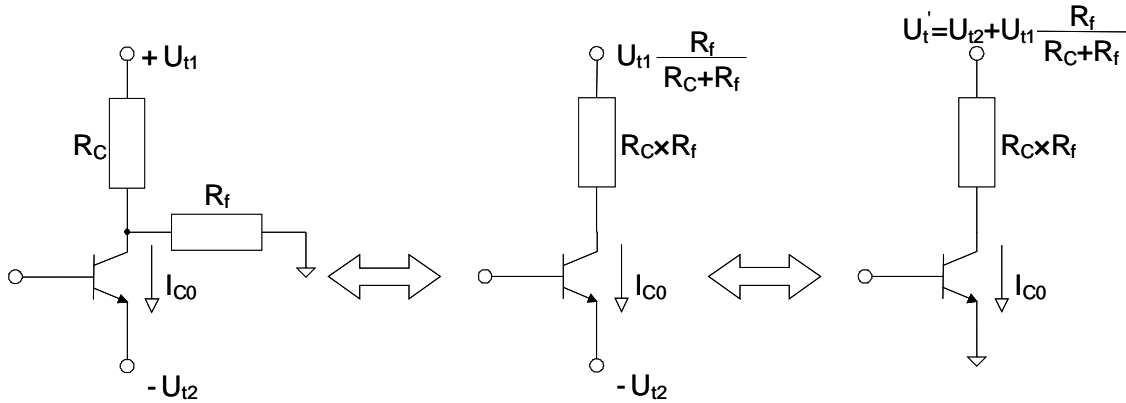
$$U^- = I_{C0}R_v.$$

Érdekes megjegyezni, hogy a tranzisztoron a telepfeszültségnél nagyobb feszültség is megjelenhet, ami az induktivitásban tárolt energia miatt lehetséges.

## A telep redukciója és a kimeneti leosztás

### A telep redukciója

A telep redukciójára akkor van szükség, ha a telep és a föld között van egy direkt ohmos leosztás, azaz van egy direkt egyenáramú jelút. A módszer a 3.16 ábrán feltüntetett kapcsolás vizsgálata során szemléltethető.



3.16 ábra. Példa a telep redukciójára.

Az eredeti kapcsolásban jól látható, hogy az  $U_{t1}$  telep és a föld között az  $R_C$  és az  $R_f$  ellenállásokon át egy direkt egyenáramú leosztás jött létre. Ha a telepet a Thevenin-ekvivalensével helyettesítjük, akkor az effektív telepfeszültséget az

$$U_{t1} \frac{R_f}{R_f + R_C},$$

az egyenáramú és váltóáramú munkaegyenes meredekségének a reciprokát az

$$R_e = R_v = R_C \times R_f$$

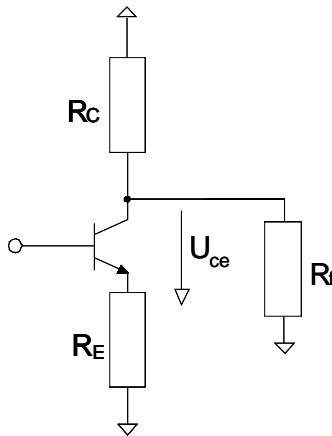
kifejezés határozza meg. Ha ezután a  $-U_{t2}$  telepfeszültséget választjuk az áramkör referenciapontjának, azaz ez lesz a "földpotenciálú" pont, akkor ez annyit jelent, hogy a kapcsolás minden pontját pozitív irányban eltoljuk  $U_{t2}$  feszültséggel. Ezzel előállíthatjuk a kapcsolás ekvivalens egytelepes helyettesítő modelljét, melyben a kivezérelhetőségi paraméterek azonosak az eredeti kapcsolásával, és az alábbi egyenletekből számíthatók:

$$U^+ = U_{CE0} - U_m = U_t' - I_{C0}R_e - U_m,$$

$$U^- = I_{C0}R_v.$$

### Kimeneti leosztás

Kimeneti leosztással akkor kell számolnunk, ha a tranzisztor kollektor-emitter feszültségének megváltozása nem azonos a fogyasztóra jutó feszültséggel, azaz létezik egy váltakozó áramú leosztás a kimeneten az említett két feszültség között. Ez akkor következik be, ha a váltóáramú munkaegyenes meredekségét meghatározó  $R_v$  ellenállás két soros tagból áll, ahol az egyik tag nem függ a fogyasztó ellenállásától, a másik pedig olyan eredő ellenállás, amelyben a fogyasztó ellenállás párhuzamos tagként szerepel. Ekkor ugyanis a fogyasztóra jutó maximális kimeneti jel a tranzisztor  $u_{CE}$  feszültségének megváltozásából úgy számolható, hogy figyelembe vesszük a fent említett két soros ellenállás közötti leosztást is. A kimeneti leosztás hatását a 3.17 ábra kapcsolásának elemzésével illusztráljuk.



3.17 ábra. A kimeneti leosztás illusztrációja.

A kapcsolás adatai a következők:

$$R_e = R_C + R_E,$$

$$R_v = R_f \times R_C + R_E,$$

és most is igaz, hogy

$$U^+ = U_t - I_{C0}R_e - U_m,$$

$$U^- = I_{C0}R_v.$$

Most azonban jól látszik, hogy a váltakozó áramú munkaegyenest meghatározó ellenállás két soros tagból áll, az  $R_E$ -ből és az  $R_f \times R_C$ -ből, amely egy ellenállás és a fogyasztó ellenállás párhuzamos eredője. Mivel e két ellenállás soros eredőjén jelenik meg az  $U^+$  és  $U^-$  feszültség, a tranzisztor kollektor-emitter feszültségének teljes megváltozása, ezért a fogyasztón az

$$U_f^+ = U^+ \frac{R_f \times R_C}{R_f \times R_C + R_E},$$

és

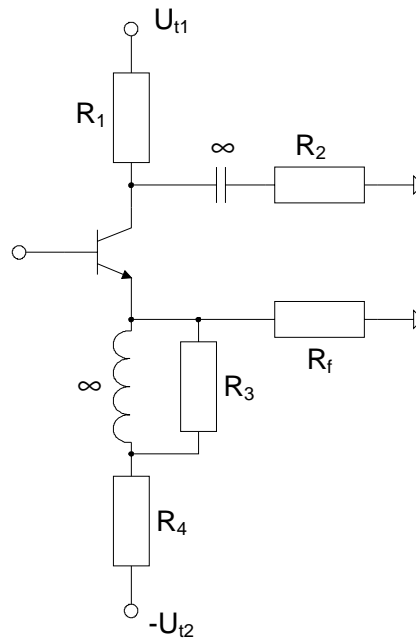
$$U_f^- = U^- \frac{R_f \times R_C}{R_f \times R_C + R_E}$$

jelek jelennek meg.

## Példák

Vizsgáljunk meg ezután két összetett áramköri példát, és határozzuk meg a kapcsolások kivezérelhetőségét.

**Első kapcsolási példa (lásd a 3.18 ábrát)**



3.18 ábra. Az első kapcsolási példa.

A kapcsolás adatai a következők:

$$U_{t1} = 12V, \quad -U_{t2} = -6V, \quad U_m = 0,1V, \quad I_{C0} = 1mA, \quad R_1 = 6k\Omega,$$

$$R_2 = 6k\Omega, \quad R_3 = 2k\Omega, \quad R_4 = 2k\Omega, \quad R_f = 4k\Omega.$$

Az egyenáramú és váltóáramú munkaegyenest meghatározó ellenállások értéke a

$$R_e = R_1 + (R_f \times R_4) = 7,33k\Omega,$$

$$R_v = (R_1 \times R_2) + R_f \times (R_3 + R_4) = 5k\Omega,$$

és a telep redukciója az

$$U_t' = U_{t1} + U_{t2} \frac{R_f}{R_f + R_4} = 16V$$

egyenletből határozható meg. A kimeneti leosztás értéke

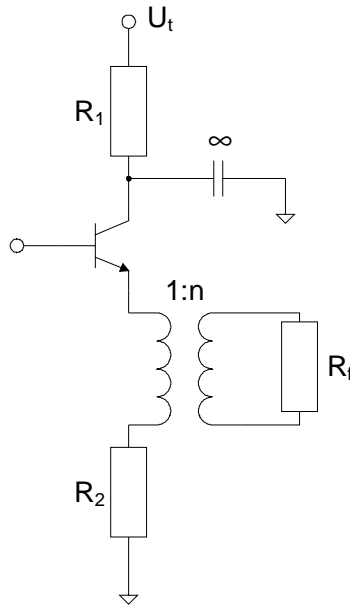
$$\text{Leosztás} = \frac{R_f \times (R_3 + R_4)}{R_f \times (R_3 + R_4) + (R_1 \times R_2)} = 0,4,$$

így a kivezérelhetőségi adatok az alábbiak:

$$U_{CE0} = 8,66V, \quad U^+ = 8,56V, \quad U^- = 5V, \quad U_{ce\max} = 5V, \quad U_{f\max} = 2V.$$

ahol  $U_{ce\max} = \min[U^+, U^-]$  és  $U_{f\max} = \min[U_f^+, U_f^-]$ .

**Második kapcsolási példa (lásd a 3.19 ábrát)**



3.19 ábra. A második kapcsolási példa.

A kapcsolás adatai a következők:

$$U_t = 15V, n = 3, U_m = 0,1V, I_{C0} = 0,5mA, R_1 = 10k\Omega,$$

$$R_2 = 1k\Omega, R_f = 27k\Omega.$$

Az egyenáramú és váltóáramú munkaegyenest meghatározó ellenállások értéke a

$$R_e = R_1 + R_2 = 11k\Omega,$$

$$R_v = R_2 + \frac{R_f}{n^2} = 4k\Omega,$$

és az ekvivalens telepfeszültség az

$$U_t' = U_t = 15V$$

egyenletből határozható meg, azaz most nem kell a telepet redukálni. A kimeneti leosztás értéke

$$\text{Leosztás (és a transzformátor áttétele)} = \frac{\frac{R_f}{n^2}}{\frac{R_f}{n^2} + R_2} n = \frac{9}{4},$$

(most a kimeneti "leosztás" a transzformátor jelenléte miatt egynél nagyobb értéket vesz fel) így a kivezérelhetőségi adatok az alábbiak:

$$U_{CE0} = 9,5V, U^+ = 9,4V, U^- = 2V, U_{ce\max} = 2V, U_{f\max} = 4,5V.$$

ahol  $U_{ce\max} = \min[U^+, U^-]$  és  $U_{f\max} = \min[U_f^+, U_f^-]$ .

## Teljesítmény és hatások, teljesítményfokozatok

Ebben a fejezetben azokkal a kapcsolási elrendezésekkel foglalkozunk, amelyek arra szolgálnak, hogy lehetőleg jó hatásfokkal nagy teljesítményt juttassanak el a fogyasztóra. Azért, hogy a különböző kapcsolásokat össze tudjuk hasonlítani, azt feltételezzük, hogy a fogyasztón szinuszos jel jelenik meg. A tranzisztor vezérlésével külön nem foglalkozunk, mindössze úgy képzeljük, hogy a vezérlés hatására szinuszos jel jelenik meg a kimeneten.

A teljesítmények számításakor az alábbi elvek szerint járunk el:

- Az áramkör alkatrészein az áramok és feszültségek időben változó jelek, emiatt minden alkatrészen a feszültség és áram szorzataként előálló "pillanatnyi"  $P(t)$  teljesítmény időben



változik.

- A pillanatnyi teljesítmény időbeli változása általában érdektelen, mivel a fizikai jelenségeket (az alkatrészek melegedését, a hangszóróból szóló hang intenzitását, az áramkört tápláló telep üzemidejét) a teljesítmény időbeli átlaga határozza meg. Ebben a fejezetben a teljesítmény alatt a teljesítmény időbeli átlagát fogjuk érteni ( $P = \overline{P(t)}$ , ahol a felülvonás az időbeli átlagra utal).
- A vizsgálat során feltételezzük, hogy az alkatrészek feszültségei és áramai periódikusak, így a  $P(t)$  pillanatnyi teljesítmény is periódikus, ami miatt az időbeli átlagok az egy periódusra eső átlagokkal azonosak, azaz

$$P = \overline{P(t)} = \int_0^T P(t) dt,$$

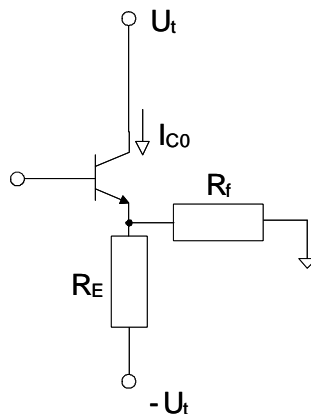
ahol  $T$  a jel periódusideje.

- A vizsgálatnál az áramkör frekvenciafüggésétől eltekintünk, ezért a teljesítmények is függetlenek a frekvenciától.

A problémák felvetésére és a teljesítményfokokozatokkal kapcsolatos alapfogalmak bevezetésére vizsgáljunk meg egy elvi jelentőségű elemi példát.

## A probléma felvetése

Az elemi példaáramkör kapcsolása a 4.1 ábrán látható, ahol a fogyasztót közvetlenül csatoltuk az aktív eszközhöz. A továbbiakban feltételezzük, hogy a tranzisztor földelt bázisú áramerősítési tényezője egységnyi ( $\alpha = A = 1$ ,  $i_C = i_E$ ).

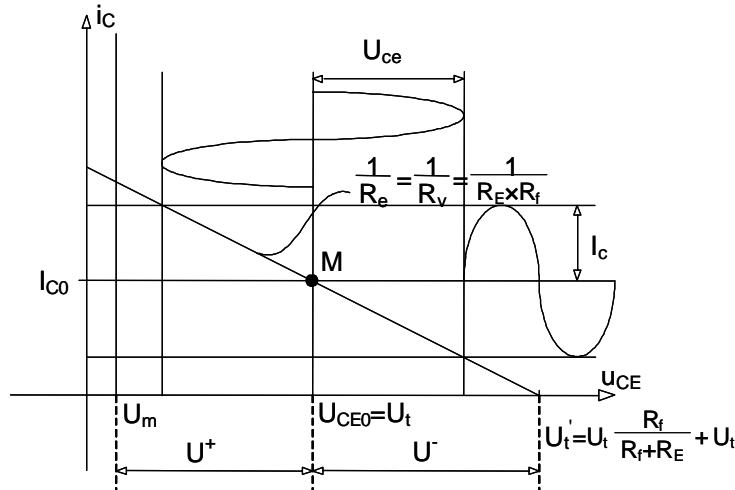


4.1 ábra. Egy példaáramkör a teljesítményviszonyok vizsgálatára.

A kételepes kapcsolásnál a munkaponti áramot úgy állítjuk be, hogy a fogyasztón ne folyjon egyenáram, azaz a munkapontban a tranzisztor emitterén nulla egyenfeszültség legyen. Ilyenkor a tranzisztor munkaponti árama az

$$I_{C0} = \frac{U_t}{R_E}$$

egyenletből adódik. A kapcsolás munkaegyenese a tranzisztor kimeneti karakterisztikáján a 4.2 ábrán látható.



4.2 ábra. A tranzisztor munkaegyenese.

A korábbi megfontolások alapján a kivezérelhetőség az

$$U_{CE0} = U_t, \quad U^+ = U_t - U_m, \quad U^- = I_{C0}(R_E \times R_f) = U_t \frac{R_f}{R_E + R_f} < U^+$$

egyenletekből határozható meg, mivel a tranzisztor nyitásakor a fogyasztón lévő feszültség  $U_m$  mértékig megközelítheti a telepfeszültséget, a tranzisztor lezárása esetén viszont a negatív telepfeszültség az  $R_f/R_E + R_f$  feszültségosztón keresztül leosztódik a kimenetre. Számítsuk ki ezután a kapcsolás egyes elemein a teljesítmények értékét.

- **Telepteljesítmény (a telep által leadott átlagos teljesítmény értéke)**

Ha egy telepen  $i_t(t)$  periodikus áram folyik, akkor a telep által leadott átlagos teljesítmény az

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_t i_t(t) dt = U_t \frac{1}{T} \int_0^T i_t(t) dt = U_t \overline{i_t(t)}$$

egyenletből határozható meg, ami úgy is interpretálható, hogy az egyenfeszültségű forrás csak az átlagos egyenáramon ad le teljesítményt. Éppen ezért a telepteljesítmény meghatározásakor elegendő a telepeken folyó átlagos áramot meghatározni. Ha a kimeneten szinuszos jel van, akkor a tranzisztoron a munkaponti áram mellett szinuszos áram is folyik. Ennek ellenére a telepeken folyó átlagos áram azonos a munkaponti árammal, és ez vezérléstől függetlenül állandó. Ezért a telepteljesítmény értéke:

$$P_T = P_{T\max} = 2U_t I_{C0} = 2 \frac{U_t^2}{R_E}$$

- **A fogyasztóra jutó teljesítmény (a fogyasztó átlagos szinuszos teljesítménye)**

A fogyasztóra jutó átlagos teljesítmény értéke a fogyasztón mérhető szinuszos feszültség amplitúdójától függ. Ha ezt az amplitúdót  $U_{ce}$ -vel jelöljük, akkor a fogyasztón mérhető egy periódusra eső átlagos teljesítményt a

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_{ce}^2 \cos^2(\omega t)}{R_f} dt = \frac{U_{ce}^2}{R_f} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} dt = \frac{U_{ce}^2}{2R_f}$$

kifejezéssel számolhatjuk, mivel a  $\cos(2\omega t)$  függvény  $T$  időre vett integrálja nulla. Tehát a kettes faktor a szinuszos jel miatt jelenik meg az összefüggésben. A fogyasztóra jutó maximális teljesítményt a fogyasztón mérhető szinuszos jel amplitúdójának a maximuma határozza meg. Ez esetünkben

$$U_{ce\max} = \min[U^+, U^-] = U_t \frac{R_f}{R_E + R_f},$$

ezért a fogyasztóra jutó maximális teljesítmény

$$P_{f\max} = U_t^2 \left( \frac{R_f}{R_E + R_f} \right)^2 \frac{1}{2R_f},$$

és ezt a teljesítményt a maximális kivezérélnél mérhetjük.

- **A disszipációs teljesítmény (a tranzisztorra jutó maximális disszipációs teljesítmény)**

Az energiamegmaradás tétele alapján a tranzisztoron disszipálódó teljesítmény a telepek által leadott teljesítmény és a két ellenállás által disszipált teljesítmény különbsége. A tranzisztoron akkor lép fel a maximális disszipáció, amikor nincs vezérlés, mivel ilyenkor az ellenállásokon nem disszipálódik szinuszos teljesítmény, vagyis a telepek által leadott egyenáramú teljesítmény a tranzisztoron és az  $R_E$  ellenálláson oszlik meg. A munkapontban a tranzisztoron  $U_t$  feszültség és  $I_{C0}$  áram mérhető, így a maximális disszipációs teljesítmény:

$$P_{D\max} = U_t I_{C0} = \frac{U_t^2}{R_E}.$$

A kapcsolatban az  $R_E$  ellenálláson is ekkora egyenfeszültségű teljesítmény disszipálódik, de itt vezérléskor még szinuszos teljesítmény is megjelenik, azaz

$$P_E = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{(U_t + U_{ce} \cos(\omega t))^2}{R_E} dt = \frac{U_t^2}{R_E} + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_{ce}^2 \cos^2(\omega t)}{R_E} dt = U_t I_{C0} + \frac{U_{ce}^2}{2R_E},$$

ugyanis

$$\int_0^T \frac{2U_t U_{ce} \cos(\omega t)}{R_E} dt = 0,$$

így vezérléskor, amikor a fogyasztón mérhető szinuszos feszültség amplitúdója  $U_{ce}$ , a tranzisztoron disszipálódó teljesítmény:

$$P_D = 2U_t I_{C0} - U_t I_{C0} - \frac{U_{ce}^2}{2R_E} - \frac{U_{ce}^2}{2R_f} = U_t I_{C0} - \frac{U_{ce}^2}{2R_E} - \frac{U_{ce}^2}{2R_f}.$$

amiből nyilvánvaló, hogy a disszipációs teljesítmény vezérlés nélkül éri el a maximális értéket.

- **Hatásfokok (az egyes teljesítmények viszonya)**

- **Telephatásfok**

Telephatásfok alatt azt a mérőszámot értjük, ami megadja a fogyasztóra jutó maximális teljesítmény és a maximális telepteljesítmény viszonyát, ami maximális kivezérélnél megegyezik a fizikai hatásfokkal. Esetünkben ez

$$\eta_T = \frac{P_{f\max}}{P_{T\max}} = \left( \frac{R_f}{R_E + R_f} \right)^2 \frac{R_E}{4R_f} = \frac{1}{4} \frac{R_f R_E}{(R_E + R_f)^2}.$$

Ha maximális hatásfokot szeretnénk elérni, akkor ezt a kifejezést az  $R_E$  megválasztásával optimalizálhatjuk. A kifejezés  $R_E$  szerinti deriváltja:

$$\frac{d\eta_T}{dR_E} = \frac{1}{4} \frac{R_f(R_E + R_f)^2 - 2R_f R_E(R_E + R_f)}{(R_E + R_f)^4} = 0$$

amiből az optimális érték

$$R_{Eopt} = R_f.$$

Ezt behelyettesítve a hatásfok képletébe az

$$\eta_{Topt} = \frac{1}{4} \frac{R_f^2}{(2R_f)^2} = \frac{1}{16}$$

értéket kapjuk.

- **Disszipációs hatásfok**

Disszipációs hatásfok alatt azt a mérőszámot értjük, ami megadja a fogyasztóra jutó maximális teljesítmény és az egy tranzisztoron maximálisan disszipálódó teljesítmény

viszonyát. Ez a mérőszám nem valóságos hatásfok, mivel a hatásfok mindig a hasznos teljesítmény és a teljes teljesítmény hányadosa, így értéke 1-nél kisebb. Itt ez a mérőszám csak arról ad felvilágosítást, hogy egy adott maximális hasznos teljesítményt előállító kapcsolásban, legrosszabb esetben mekkora maximális teljesítményt kell egy tranzisztornak disszipálni. Esetünkben ez

$$\eta_D = \frac{P_{f\max}}{P_{D\max(1tr)}} = \left( \frac{R_f}{R_E + R_f} \right)^2 \frac{R_E}{2R_f} = \frac{1}{2} \frac{R_f R_E}{(R_E + R_f)^2},$$

ami legjobb esetben az

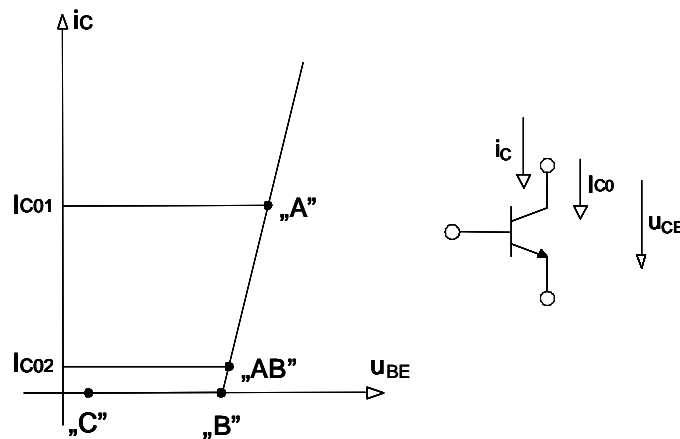
$$\eta_{Dopt} = \frac{1}{2} \frac{R_f^2}{(2R_f)^2} = \frac{1}{8}$$

értéket veszi fel.

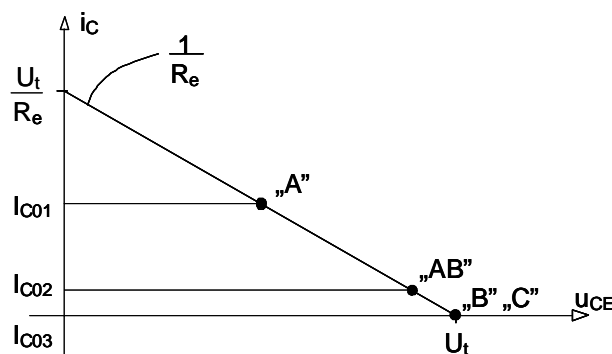
A példa alapján megállapíthatjuk, hogy a vizsgált elrendezés hatásfoka meglehetősen rossz, mivel 1W hasznos szinuszos teljesítményhez 16W telepteljesítményre van szükség, és legrosszabb esetben a tranzisztoron 8W teljesítmény disszipálódik. Célunk ezek után az, hogy jobb kapcsolástechnika alkalmazásával javítsuk a teljesítményfokozatok hatásfokát.

## A teljesítményfokozatok osztályozása (üzemmód szerint)

A teljesítményfokozatokat a vezérlés nélküli egyenáramú munkapont helyzete alapján osztályozzuk. A különböző teljesítményfokozatok munkapontjának a helyzetét a tranzisztor transzfer és kimeneti karakterisztikáján a 4.3 és 4.4 ábrán illusztráljuk.

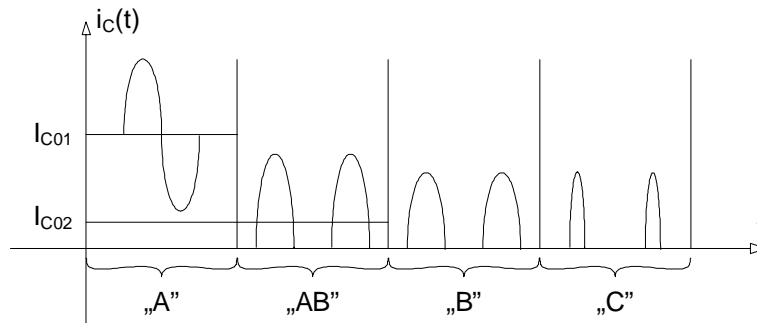


4.3 ábra. A különböző teljesítményfokozatok munkapontja a tranzisztor transzfer karakterisztikáján.



4.4 ábra. A különböző teljesítményfokozatok munkapontja a tranzisztor kimeneti karakterisztikáján.

A tranzisztoron folyó áram időfüggvénye pedig a 4.5 ábrán látható (szinuszos vagy vágott szinuszos kimeneti áramot feltételezve).



4.5 ábra. A különböző teljesítményfokozatok esetén a tranzisztoron folyó áram időfüggvénye.

Az ábrák alapján "A", "B", "AB" és "C" osztályú teljesítményfokozatokról beszélhetünk.

Megjegyezzük, hogy az elektronika más osztályokat is ismer és alkalmaz, mi azonban csak ezekre az osztályokra koncentrálunk a tantárgynak ebben a fázisában.

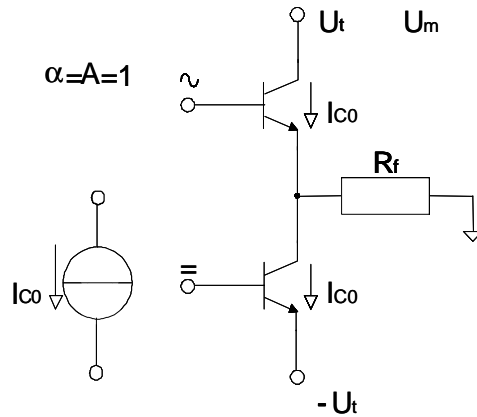
- "A" osztályú fokozatról beszélünk, ha a vezérlés teljes periódusa alatt mindig folyik áram az aktív eszközön.
- "B" osztályú erősítő esetén a kapcsolás általában két tranzisztort tartalmaz, és az egyik tranzisztoron csak a vezérlés fél periódusában folyik áram, a másik fél periódusban a tranzisztor lezárt állapotban van, és a másik tranzisztor vezeti az áramot. A "B" osztályú teljesítményfokozatban a tranzisztor munkaponti árama nulla értékű, és a transzfer karakterisztikán a munkapont a nyitás határán helyezkedik el.
- "AB" osztályú erősítő esetén a tranzisztoron a vezérlés fél periódusánál nagyobb tartományban folyik áram, egyébként a tranzisztor lezárt állapotban van, és akkor egy másik tranzisztor vezeti az áramot. Az "AB" osztályú teljesítményfokozatban a tranzisztor munkaponti árama a kivezérléshez képest kicsi értékű, és a transzfer karakterisztikán a munkapont a nyitás határa felett helyezkedik el.
- "C" osztályú erősítő esetén a tranzisztoron csak a vezérlés fél periódusánál kisebb tartományban folyik áram, egyébként a tranzisztor lezárt állapotban van. A vezérlés másik periódusában sokszor egy másik tranzisztor vezeti az áramot, szintén a fél periódusnál rövidebb szakaszon. A "C" osztályú teljesítményfokozatban a tranzisztor munkaponti árama nulla értékű, és a transzfer karakterisztikán a munkapont a nyitás határa alatt helyezkedik el.

Az "AB" és "B" fokozat felépítéséhez legalább két tranzisztorra van szükség, és velük kis torzítású alakhú átvitel valósítható meg. A "C" osztályú fokozattal alakhú átvitelt nem lehet megvalósítani, de például olyan jeleket, ahol csak a jel fázisa hordozza az információt (például FM modulált jeleket) lehet vele erősíteni. A "C" osztályú fokozat egy tranzisztorral is megvalósítható, és az aktív eszköz tipikusan hangolt kört hajt meg.

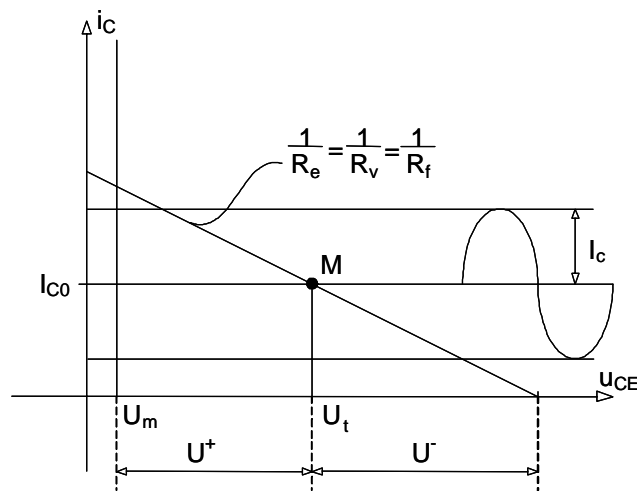
## "A" osztályú teljesítményerősítők

### Áramgenerátoros "A" osztályú teljesítményfokozat

Az "A" osztályú teljesítményfokozat működésének a vizsgálatát kezdjük el a 4.6 ábrán megadott kapcsolás tulajdonságainak az elemzésével. Ez a kapcsolás a 4.1 ábra áramkörének a módosítása oly módon, hogy az  $R_E$  ellenállás helyére egy állandó áramú áramgenerátort tettünk, és az áramgenerátort egy állandó áramú munkapontba állított tranzisztorral valósítottuk meg.



4.6 ábra. Az áramgenerátoros "A" osztályú fokozat felépítése. A fokozat működését a 4.7 ábrán illusztráljuk.



4.7 ábra. Az áramgenerátoros "A" osztályú fokozat működésének illusztrációja a felső tranzisztor kimeneti karakterisztikáján.

A fokozatban a két tranzisztor munkaponti árama azonosan  $I_{C0}$ , így a fogyasztón most sem folyik egyenáram. A felső tranzisztoron a vezérlés hatására a munkaponti egyenáram mellett  $I_c$  amplitúdójú szinuszos áram folyik, ahogy ez az ábrán is látható. Mivel az alsó tranzisztor árama állandó, a fogyasztón csak az  $I_c$  amplitúdójú szinuszos áram folyik. Ezt ismerve a fogyasztóra jutó teljesítmény a

$$P_f = \frac{I_c^2}{2} R_f$$

kifejezéssel határozható meg. A fogyasztóra jutó maximális teljesítmény meghatározásához szükséges a kivezérelhetőségi korlátok elemzése. A 4.7 ábrából látható, hogy  $U^+ = U_t - U_m$ , és  $U^- = I_{C0} R_f$ , de visszatérve a kapcsoláshoz, nyilvánvaló, hogy az  $U^-$  nem haladhatja meg az  $U_t - U_m$  értéket, mivel az alsó tranzisztor legfeljebb telítésbe kerülhet, ami azt jelenti, hogy rajta a legkisebb kollektor-emitter feszültség  $U_m$ -nél kisebb nem lehet. A fokozat kivezérelhetősége tehát az alábbi egyenletekkel adható meg:

$$U^+ = U_t - U_m,$$

$$U^- = \min[I_{C0} R_f, U_t - U_m]$$

ezért a fogyasztón folyó szinuszos áram maximális amplitúdója az

$$I_{c\max} = \min \left[ I_{C0}, \frac{U_t - U_m}{R_f} \right]$$

kifejezéssel számolható.

A fokozatban a felső tranzisztor disszipációja

$$P_{D1} = \frac{1}{T} \int_0^T (U_t - R_f I_c \cos(\omega t)) (I_{C0} + I_c \cos(\omega t)) dt = U_t I_{C0} - \frac{I_c^2}{2} R_f,$$

az alsó tranzisztoré pedig

$$P_{D2} = \frac{1}{T} \int_0^T (U_t + R_f I_c \cos(\omega t)) I_{C0} dt = U_t I_{C0}.$$

A fokozat a telepből a vezérléstől függetlenül

$$P_T = P_{T\max} = 2U_t I_{C0}$$

átlagos teljesítményt vesz fel.

A fokozat telephatásfoka a fenti eredmények alapján az

$$\eta_T = \frac{P_{f\max}}{P_{T\max}} = \frac{I_{c\max}^2 R_f}{4U_t I_{C0}} = \frac{R_f}{4U_t I_{C0}} \left( \min \left[ I_{C0}, \frac{U_t - U_m}{R_f} \right] \right)^2$$

egyenlettel számolható. Látható, hogy a telephatásfok az  $I_{C0} < (U_t - U_m)/R_f$  tartományban az  $I_{C0}$ -al arányosan nő, míg ezen határ felett (ha  $I_{C0} > (U_t - U_m)/R_f$ ) az  $I_{C0}$ -al fordítottan arányos.

Az  $I_{C0} = (U_t - U_m)/R_f$  választással a fogyasztóra maximális teljesítmény is felveszi a lehetséges maximális értékét, mivel a fogyasztón folyó szinuszos áram amplitúdója az

$$I_{c\max} = \min \left[ I_{C0}, \frac{U_t - U_m}{R_f} \right]$$

kifejezés alapján  $I_{C0}$  növelésével nő, de nem haladhatja meg az  $(U_t - U_m)/R_f$  értéket, és tudjuk, hogy  $I_{c\max}$  növelésével a fogyasztóra jutó teljesítmény nő.

A fentiek alapján nyilvánvaló, hogy a maximális telephatásfokhoz tartozó optimális munkaponti áramot az

$$I_{C0opt} = \frac{U_t - U_m}{R_f}$$

egyenlőség adja meg. Ebben a munkapontban a fogyasztóra jutó maximális teljesítmény

$$P_{f\max} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f},$$

a telepből felvett maximális teljesítmény

$$P_{T\max} = 2U_t I_{C0opt} = 2U_t \frac{U_t - U_m}{R_f},$$

és az egy tranzisztoron disszipálódó maximális teljesítmény (kivezérés nélküli állapotban)

$$P_{D\max(1tr)} = U_t I_{C0opt} = U_t \frac{U_t - U_m}{R_f}.$$

A fokozat optimális telephatásfoka:

$$\eta_{Topt} = \frac{P_{f\max}}{P_{T\max}} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f} \frac{1}{2U_t} \frac{R_f}{U_t - U_m} = \frac{1}{4} \left( 1 - \frac{U_m}{U_t} \right) < 25\%,$$

és disszipációs hatásfoka:

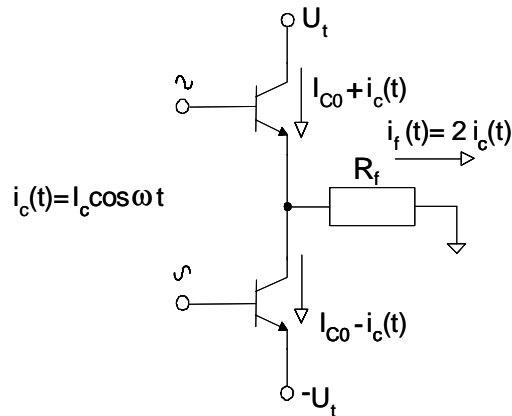
$$\eta_{Dopt} = \frac{P_{f\max}}{P_{D\max(1tr)}} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f} \frac{1}{U_t} \frac{R_f}{U_t - U_m} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{U_m}{U_t} \right) < 50\%.$$

Az áramgenerátoros "A" osztályú teljesítményfokozat tehát szinuszos kimeneti jelek esetén maximálisan 25%-os telephatásfokkal és 50%-os disszipációs hatásfokkal képes működni.

### Ellenütemű "A" osztályú teljesítményfokozat

Az áramgenerátoros fokozat esetén az alsó tranzisztor csupán állandó egyenáramot állított elő, maga nem vett részt a fogyasztó hasznos jellel való ellátásában. Az ellenütemű "A" osztályú teljesítményfokozatban az alsó tranzisztor is vezéreljük úgy, hogy a 4.8 ábra kapcsolásának

megfelelően a két tranzisztor árama egymáshoz viszonyítva ellentétes előjellel változik. Ezt a két tranzisztor ellenütemű vezérlésével lehet megvalósítani.



4.8 ábra. Az ellenütemű "A" osztályú teljesítményfokozat.

A fokozatban a két tranzisztor munkaponti árama azonosan  $I_{C0}$ , így a fogyasztón most sem folyik egyenáram. A felső tranzisztoron a vezérlés hatására a munkaponti egyenáram mellett  $I_c$  amplitúdójú  $i_c(t)$  szinuszos áram folyik, míg az alsó tranzisztoron a munkaponti egyenáram mellett  $I_c$  amplitúdójú  $-i_c(t)$  szinuszos áram folyik, ahogy ez az ábrán is látható. Mivel az alsó tranzisztor váltakozó árama a felső tranzisztor áramával azonos, de ellentétes előjelű, a fogyasztón csak a  $2I_c$  amplitúdójú szinuszos áram folyik. Ezt ismerve a fogyasztóra jutó teljesítmény a

$$P_f = \frac{(2I_c)^2}{2} R_f$$

kifejezéssel határozható meg. A fogyasztóra jutó maximális teljesítmény meghatározásához szükséges a kivezérlelhetőségi korlátok elemzése. Az áramkör szimmetriája miatt  $U^+ = U^- = 2I_{C0}R_f$ , de nyilvánvaló, hogy az  $U^+ = U^-$  nem haladhatja meg az  $U_t - U_m$  értéket, mivel a tranzisztorok legfeljebb telítésbe kerülhetnek, ami azt jelenti, hogy rajtuk a legkisebb kollektor-emitter feszültség  $U_m$ -nél kisebb nem lehet. A fokozat kivezérlelhetősége tehát az alábbi egyenlettel adható meg:

$$U^- = U^+ = \min[2I_{C0}R_f, U_t - U_m]$$

ezért a fogyasztón folyó szinuszos áram maximális amplitúdója az

$$2I_{c\max} = \min\left[2I_{C0}, \frac{U_t - U_m}{R_f}\right]$$

kifejezéssel számolható.

A fokozat a telepből a vezérléstől függetlenül

$$P_T = P_{T\max} = 2U_t I_{C0}$$

átlagos teljesítményt vesz fel.

A fokozatban az egy tranzisztoron disszipálódó teljesítmény tetszőleges kivezérlelésnél:

$$P_{D1} = P_{D2} = \frac{P_T - P_f}{2} = U_t I_{C0} - \frac{(2I_c)^2}{2} R_f.$$

A telephatásfok a fenti eredmények alapján az

$$\eta_T = \frac{P_{f\max}}{P_{T\max}} = \frac{(2I_{c\max})^2 R_f}{4U_t I_{C0}} = \frac{4R_f}{4U_t I_{C0}} \left( \min\left[ I_{C0}, \frac{U_t - U_m}{2R_f} \right] \right)^2$$

egyenlettel számolható, és az a feladatunk, hogy keressük meg ennek a függvénynek az optimumát az  $I_{C0}$  függvényében. A függvény mindaddig egyenesen arányos  $I_{C0}$ -lal, amíg  $I_{C0} < (U_t - U_m)/2R_f$ -nél, e felett a küszöb felett pedig a függvény fordítottan arányos  $I_{C0}$ -lal.

Az  $I_{C0} = (U_t - U_m)/2R_f$  választással a fogyasztóra maximális teljesítmény is felveszi a lehetséges maximális értékét, mivel a fogyasztón folyó szinuszos áram amplitúdója az



$$I_{c\max} = \min \left[ I_{C0}, \frac{U_t - U_m}{2R_f} \right]$$

kifejezés alapján  $I_{C0}$  növelésével nő, de nem haladhatja meg az  $(U_t - U_m)/2R_f$  értéket, és tudjuk, hogy  $I_{c\max}$  növelésével a fogyasztóra jutó teljesítmény nő.

Ezért nyilvánvaló, hogy az optimális munkapontot az

$$I_{C0opt} = \frac{U_t - U_m}{2R_f}$$

egyenlőség adja meg, ami egyben a maximális kivezérléshez tartozik. Ebben a munkapontban a fogyasztóra jutó maximális teljesítmény

$$P_{f\max} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f},$$

a telepből felvett maximális teljesítmény

$$P_{T\max} = 2U_t I_{C0opt} = 2U_t \frac{U_t - U_m}{2R_f},$$

és az egy tranzisztoron disszipálódó maximális teljesítmény (kivezérlés nélküli állapotban)

$$P_{D\max(1tr)} = U_t I_{C0opt} = U_t \frac{U_t - U_m}{2R_f}.$$

A fokozat optimális telephatásfoka

$$\eta_{Topt} = \frac{P_{f\max}}{P_{T\max}} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f} \frac{1}{2U_t} \frac{2R_f}{U_t - U_m} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{U_m}{U_t} \right) < 50\%,$$

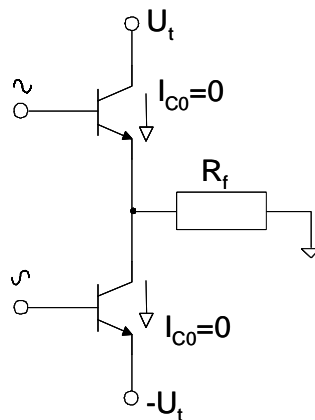
és a disszipációs hatásfok

$$\eta_{Dopt} = \frac{P_{f\max}}{P_{D\max(1tr)}} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f} \frac{1}{U_t} \frac{2R_f}{U_t - U_m} = \left( 1 - \frac{U_m}{U_t} \right) < 100\%.$$

Az ellenütemű "A" osztályú teljesítményfokozat tehát szinuszos kimeneti jelek esetén maximálisan 50%-os telephatásfokkal és 100%-os disszipációs hatásfokkal képes működni. Mindez annyit jelent, hogy egységnyi hasznos teljesítményhez kétszer akkora telepteljesítményre van szükség, és az is igaz, hogy a fokozat vezérlés nélkül is felveszi a maximális telepteljesítményt. "A" osztályú teljesítményfokozatokban a tranzisztorokon akkor disszipálódik maximális teljesítmény, ha a fokozatot nem vezérljük, azaz a fogyasztón nincs hasznos teljesítmény.

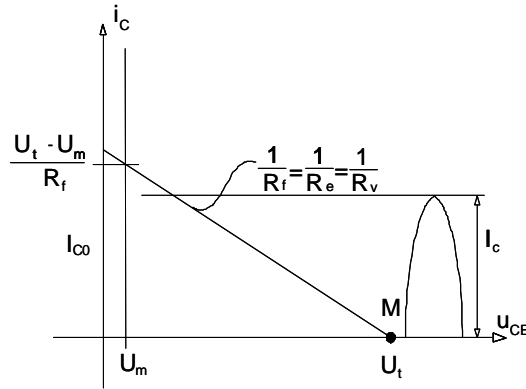
### "B" osztályú teljesítményerősítők

A "B" osztályú teljesítményerősítő kapcsolási elrendezése a 4.9 ábrán látható. A munkaponti áram értéke nulla.



4.9 ábra. A "B" osztályú teljesítményerősítő felépítése.

Ebben a kapcsolásban az egyik tranzisztoron csak a szinuszos jel félperiódusa alatt folyik áram, amit a 4.10 ábrán mutatunk be.



4.10 ábra. A "B" osztályú teljesítményfokozat egyik tranzistorának az árama.

Tételezzük fel, hogy az egyik és másik tranzisztoron is  $I_c$  amplitúdójú félszínusz alakú áram folyik, így a fogyasztó árama pontosan szinusz alakú

$$i_f(t) = I_c \cos(\omega t),$$

mivel az egyik félperiódusban a felső, a másik félperiódusban az alsó tranzisztor juttat áramot a fogyasztóra. Emiatt a fogyasztóra jutó teljesítmény értéke a

$$P_f = \frac{I_c^2}{2} R_f$$

egyenlet segítségével határozható meg. A telepből felvett teljesítmény a

$$P_T = 2U_t \overline{i_c(t)} = 2U_t \frac{I_c}{\pi}$$

képlet alapján számítható, mivel igaz, hogy az egyik tranzisztoron

$$\overline{i_c(t)} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{\frac{T}{4}} I_c \cos(\omega t) dt = \frac{I_c}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos(x) d(x) = \frac{I_c}{2\pi} [\sin(x)]_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} = \frac{I_c}{\pi}, \quad \text{ahol } x = \frac{2\pi}{T} t.$$

A telepből a fokozat akkor veszi fel a legnagyobb teljesítményt, ha  $\overline{i_c(t)}$  maximális, vagyis az  $I_{c \max} = (U_t - U_m)/R_f$ . Ennek alapján a telepből felvett maximális teljesítmény a

$$P_{T \max} = 2U_t \overline{i_c(t)}_{\max} = 2U_t \frac{I_{c \max}}{\pi} = \frac{2}{\pi} U_t \frac{U_t - U_m}{R_f}$$

egyenlet segítségével határozható meg.

Érdekes kérdés, hogy a "B" osztályú teljesítményfokozatokban mikor a legnagyobb az egy tranzisztorra jutó disszipációs teljesítmény. Ehhez meg kell határozni egy általános  $I_c$  amplitúdójú kivezérlési szint mellett az egy tranzisztorra jutó disszipáció értékét:

$$P_{D(1tr)} = \frac{1}{2} (P_T - P_f) = U_t \frac{I_c}{\pi} - \frac{I_c^2}{4} R_f,$$

és ezután meg kell választani azt az  $I_{cM}$  értéket, aminél a tranzisztorok disszipációja maximális lesz. Ez az érték a  $P_{D(1tr)}$  kifejezés  $I_c$  szerinti deriváltjának nulla helyén található, azaz

$$\frac{dP_{D(1tr)}}{dI_c} = U_t \frac{1}{\pi} - \frac{I_c}{2} R_f = 0,$$

amiből az  $I_{cM}$  értéke

$$I_{cM} = \frac{2}{\pi} \frac{U_t}{R_f}.$$

Ezen a helyen az egy tranzisztorra jutó maximális disszipációra a

$$P_{D \max(1tr)} = \frac{2}{\pi^2} \frac{U_t^2}{R_f} - \frac{1}{\pi^2} \frac{U_t^2}{R_f} = \frac{1}{\pi^2} \frac{U_t^2}{R_f}$$

összefüggés adódik.

Az eredeti kapcsolásra visszatérve, a kivezérelhetőség az

$$U^+ = U^- = U_t - U_m$$

kifejezés alapján határozható meg, így a fogyasztóra jutó maximális teljesítmény:

$$P_{f\max} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f}.$$

A fenti számítások eredményképpen a hatásfokok értékét az

$$\eta_T = \frac{P_{f\max}}{P_{T\max}} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f} \frac{\pi}{2} \frac{R_f}{U_t(U_t - U_m)} = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{U_m}{U_t}\right) \lesssim 78\%,$$

és a

$$\eta_D = \frac{P_{f\max}}{P_{D\max(1tr)}} = \frac{(U_t - U_m)^2}{2R_f} \frac{\pi^2 R_f}{U_t^2} = \frac{\pi^2}{2} \left(1 - \frac{U_m}{U_t}\right)^2 \lesssim 500\%$$

egyenletekből lehet meghatározni. Ebből látszik, hogy a "B" osztályú teljesítményfokozat kb. 78% telephatásfokkal, és kb. 500% disszipációs hatásfokkal képes működni. Mint korábban említettük, a fokozat a telepből akkor vesz fel maximális teljesítményt, ha a kivezérlés a legnagyobb, tehát a fogyasztóra jutó teljesítmény is maximális.

Az egy tranzisztorra jutó disszipáció viszont egy közepes kivezérlés mellett veszi fel a maximális értéket. Ez a kivezérlési szint az  $I_{cM}$  érték, ahol a fogyasztóra jutó teljesítmény

$$P_{fM} = \frac{I_{cM}^2}{2} R_f = \frac{2}{\pi^2} \frac{U_t^2}{R_f},$$

a telepből felvett teljesítmény

$$P_{TM} = 2U_t \frac{I_{cM}}{\pi} = \frac{4}{\pi^2} \frac{U_t^2}{R_f},$$

és az egy tranzisztorra jutó disszipációs teljesítmény

$$P_{DM(1tr)} = \frac{1}{\pi^2} \frac{U_t^2}{R_f}.$$

Ebben az állapotban tehát

$$\eta_{TM} = \frac{P_{fM}}{P_{TM}} = \frac{1}{2},$$

és

$$\eta_{DM} = \frac{P_{fM}}{P_{DM(1tr)}} = 2,$$

ahol  $\eta_{TM}$  a maximális disszipációhoz tartozó telephatásfok, és  $\eta_{DM}$  a maximális disszipációhoz tartozó disszipációs hatásfok.

## A tranzisztorok határadatainak a hatása

A fokozatokból kivehető maximális teljesítményt a tranzisztorok határadatai is befolyásolják, mivel ezeket a tranzisztor meghibásodása nélkül nem lehet túllépni. A tranzisztorokra három határadatot szoktak megadni: a maximális megengedett kollektor-emitter feszültséget ( $U_{CEmeg}$ ), a maximálisan megengedett kollektoráramot ( $I_{Cmeg}$ ), és a maximálisan megengedett disszipációt ( $P_{Dmeg}$ ). A kapacitív és induktív csatolású fogyasztóval terhelt fokozatokra az alábbi általános egyenletek érvényesek (lásd a 3.11 és 3.14 ábrát):

$$u_{CE\max} = U_{CE0} + U^- < U_{CEmeg},$$

$$i_{C\max} = I_{C0} + \frac{U^+}{R_v} < I_{Cmeg},$$

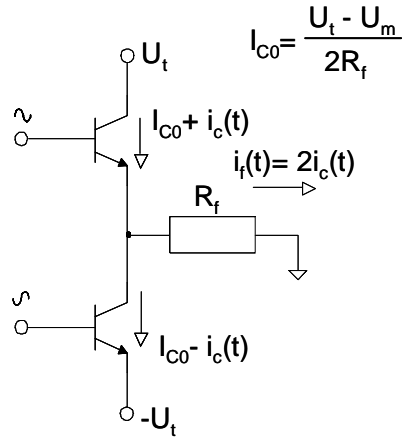
ahol  $u_{CE\max}$  a tranzisztor maximális kollektor-emitter feszültsége,  $i_{C\max}$  pedig a tranzisztoron folyó maximális kollektoráram.

Természetesen a határadatok leginkább a teljesítményfokozatoknál jelentenek korlátokat, hiszen, ha nagy teljesítményeket szeretnének a fogyasztóra juttatni, akkor a tranzisztorok

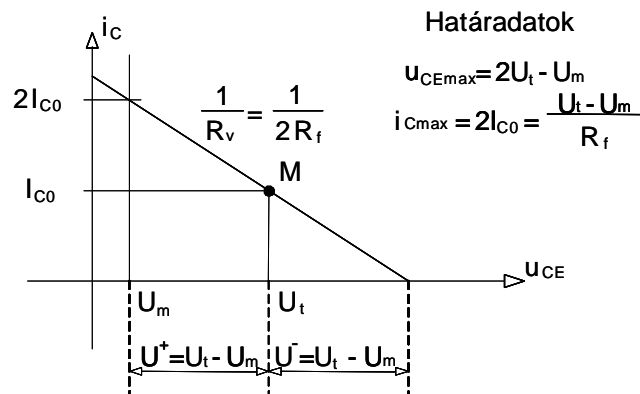
határadatait könnyen el lehet érni. Éppen ezért az alábbiakban megvizsgálunk néhány teljesítményfokozatot a határadatok szempontjából.

#### Az "A" osztályú ellenütemű teljesítményfokozat határadatai

Az "A" osztályú ellenütemű végfokozat a felépítése a 4.11, munkaegyenese a 4.12 ábrán látható (az áramkört az optimális munkaponti áram mellett vizsgáljuk).



4.11 ábra. Az "A" osztályú végfokozat kapcsolása.



4.12 ábra. Az "A" osztályú végfokozat munkaegyenese szimmetrikus kivezérelhetőség esetén.

A fokozat munkaponti árama optimális esetben az

$$I_{C0} = \frac{U_t - U_m}{2R_f}$$

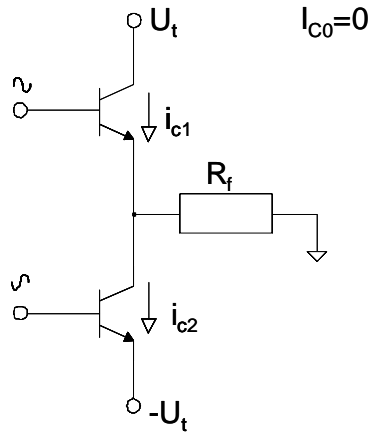
egyenlethől határozható meg, a tranzisztorra jutó maximális kollektor-emitter feszültség és a tranzisztoron folyó maximális kollektoráram nem lépheti túl a tranzisztorra érvényes korlátokat, azaz

$$u_{CEmax} = 2U_t - U_m < U_{CEmeg},$$

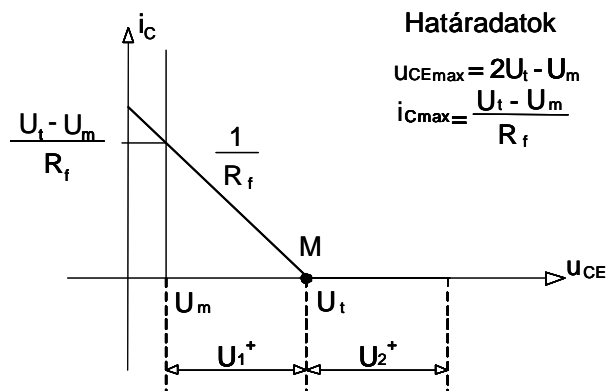
$$i_{Cmax} = 2I_{C0} = \frac{U_t - U_m}{R_f} < I_{Cmeg}.$$

#### A "B" osztályú ellenütemű teljesítményfokozat határadatai

A "B" osztályú ellenütemű végfokozat a felépítése a 4.13, töréspontos munkaegyenese pedig a 4.14 ábrán látható.



4.13. ábra. A "B" osztályú végfokozat kapcsolása.



4.14 ábra. A "B" osztályú végfokozat töréspontos munkaegyenese.

A fokozat munkaponti árama az

$$I_{C0} = 0$$

nulla, a tranzisztorra jutó maximális kollektor-emitter feszültség és a tranzisztoron folyó maximális kollektoráram nem lépheti túl a tranzisztorra érvényes korlátokat, azaz

$$u_{CEmax} = 2U_t - U_m < U_{CEmeg},$$

$$i_{Cmax} = \frac{U_t - U_m}{R_f} < I_{Cmeg}.$$

### A tranzisztoron disszipálódó teljesítmény hatása

A tranzisztoron disszipálódó teljesítmény hatására a tranzisztor félvezető átmenete felmelegszik, de a félvezető átmenet hőmérséklete nem léphet túl egy abszolút korlátot. A tranzisztoron disszipált átlagos teljesítmény és a tranzisztor belső hőmérséklete közötti kapcsolatot a termikus és elektromos mennyiségek analógiája alapján lehet meghatározni. A termikus mennyiségek (hőteljesítmény, hőmérséklet) és az elektromos mennyiségek (áram, feszültség) közötti analógia alapja az, hogy a statikus és kvázi-statisz termikus és elektromos mennyiségek leírására szolgáló egyenletek megfeleltethetők egymásnak (megjegyzendő, hogy a termikus "világban" a mágneses térnek nincsen megfelelője, így természetesen nincsenek hulláme egyenletek sem). Az analógiát az alábbi megfeleltetések alapján fogalmazhatjuk meg:

$$U [V] \Rightarrow T [K^0(C^0)]$$

$$I [A] \Rightarrow P [W]$$

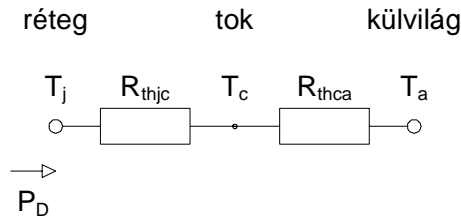
$$R [\Omega] \Rightarrow R_{th} [K^0(C^0)/W]$$

$$C [F] \Rightarrow C_{th} [Ws/K^0]$$

azaz az elektromos feszültségnek a hőmérséklet különbség, az elektromos áramnak a hőteljesítmény felel meg, így definiálható a hőellenállás ( $R_{th} [K^0/W]$ ) és a hőkapacitás is ( $C_{th} [Ws/K^0]$ ). Ezekre a mennyiségekre érvényesek az Ohm-törvény és a Kirchoff-egyenletek, tehát a tranzisztor p-n átmenete ( $T_j$ ) statikus réteghőmérsékletének és a ( $T_a$ ) külső hőmérsékletnek a különbségét a

$$P_D = \frac{T_j - T_a}{R_{the}}$$

egyenlet segítségével lehet meghatározni, ahol  $P_D$  a tranzisztoron disszipált átlagos teljesítmény és  $R_{the}$  a tranzisztor p-n átmenete és a külvilág közötti eredő hőellenállás. Az eredő hőellenállás két sorosan kapcsolt hőellenállás összege (lásd a 4.15 ábrát).



4.15 ábra. A tranzisztor eredő hőellenállása a p-n átmenet és a külvilág között.

Az ábrán  $R_{thjc}$  a p-n átmenet és a tranzisztor tokozása,  $R_{thca}$  pedig a tranzisztor tokozása és a külvilág közötti hőellenállás értéke, és az eredő hőellenállás az

$$R_{the} = R_{thjc} + R_{thca}$$

egyenlet alapján számolható. Érdemes megjegyezni, hogy az  $R_{thjc}$  értékét a félvezető gyártása során a lapka kialakítása és a tokozás egyértelműen meghatározza, míg az  $R_{thca}$  értéke a tranzisztor elhelyezésétől és hűtésétől függ. A hűtés konvekciós (hőelvezetéses) és sugárzásos (radiációs) lehet. Nagy teljesítmény esetén a hűtést ventilátorral, sőt esetleg intenzív vízű hűtéssel lehet megoldani (például nagy teljesítményű rádiófrekvenciás erősítők vagy tirisztoros teljesítményfokozatok esetén). A hőkapacitás segítségével a rendszer hőmérsékletváltozásának a dinamikus jelenségeit lehet leírni. A hőkapacitás az elektromos analógia szerint a hőmérséklet és a hőmennyiség között teremt kapcsolatot a

$$\frac{dQ_{th}}{dt} = C_{th} \frac{dT_{C_{th}}}{dt} = P_{C_{th}}$$

ahol  $Q_{th}$  a hőkapacitásban tárolt hőmennyiség,  $T_{C_{th}}$  a hőkapacitáson mérhető hőmérséklet és  $P_{C_{th}}$  a hőkapacitáson "folyó" (a kapacitást "töltő") teljesítmény.

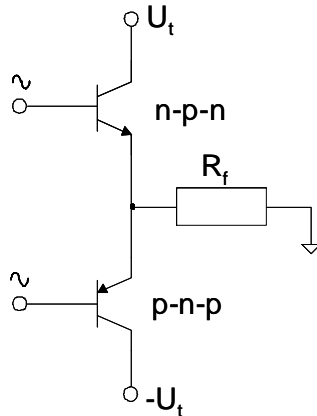
## A teljesítményfokozatok kapcsolási változatai

### Ellenütemű komplementer végfokozat (lásd a 4.16 ábrát)

Az ellenütemű végfokozatot a 4.16 ábra szerint egy n-p-n és p-n-p tranzisztor párral is meg lehet valósítani. A komplementer tranzisztor pár olyan n-p-n és p-n-p tranzisztorokat jelent, amelyek minden elektromos paramétere szimmetrikus, azaz azonos abszolút értékű vezérlő jelre az áramok abszolút értékei azonosak, de az áramok és feszültségek előjele ellentétes egymással.

Ennek az elrendezésnek két előnye van:

- A tranzisztorok ellenütemű vezérléséhez a két tranzisztor bázisára azonos fázisú vezérlőjelet kell kapcsolni, mivel az n-p-n tranzisztor pozitív, a p-n-p tranzisztor negatív bázisfeszültség esetén nyit.
- A munkapontbeállításnál a két bázis közötti egyenfeszültség  $2U_{BE0} \approx 1,2V$ .

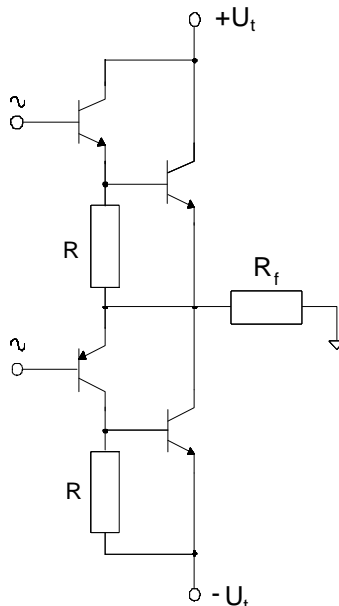


4.16 ábra. Az ellenütemű komplementer végfokozat felépítése.

#### Ellenütemű kvázi komplementer végfokozat (lásd a 4.17 ábrát)

Az ellenütemű kvázi komplementer végfokozatot a 4.17 ábra szerint három n-p-n és egy p-n-p tranzisztorral lehet megvalósítani. Ennek az elrendezésnek négy előnye van:

- A tranzisztorok ellenütemű vezérléséhez a bemeneten található n-p-n és p-n-p tranzisztor bázisára azonos fázisú vezérlőjelet kell kapcsolni, mivel az n-p-n tranzisztor pozitív, a p-n-p tranzisztor negatív bázisfeszültség esetén nyit.
- A munkapontbeállításnál a két bemeneti n-p-n és p-n-p tranzisztor bázisa közötti egyenfeszültség  $3U_{BE0} \approx 1,8V$ .
- A kimeneten lévő két nagyáramú tranzisztor azonos típusú (n-p-n), így ezeket egyformára készíteni integrált áramkörökben és diszkrét elemek esetén is egyszerű.
- A kimeneten folyó áram és a vezérléshez szükséges áram közötti arány igen nagy lehet, azaz a fokozatnak igen nagy az áramerősítése, mivel a bemeneten lévő tranzisztoroknak csak a kimeneti tranzisztorok bázisáramát kell biztosítani. A két  $R$  ellenállás szerepe másodlagos: a kapcsolás linearizálása és a szimmetria biztosítása.



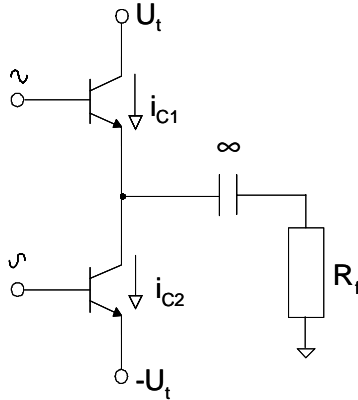
4.17 ábra. Az ellenütemű kvázi komplementer végfokozat felépítése.

#### Kapacitív csatolású egytelepes változat (lásd a 4.18 ábrát)

Ha a teljesítményfokozat egyetlen telepről működik, és a fogyasztó ellenállás egyik végét földpotenciálra kell kapcsolni, akkor a fogyasztó kapacitáson vagy transzformátoron keresztül csatolható a fokozathoz (feltételezzük, hogy a fogyasztón nem folyhat egyenáram). A kapacitív

csatolású elrendezést a 4.18 ábrán tüntettük fel. A kapcsolás tulajdonságai a következők:

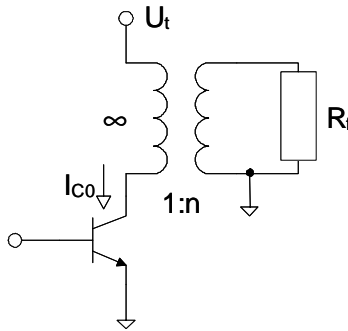
- A két n-p-n tranzisztor ellenütemű vezérléséhez ellenfázisú jelekre van szükség (megjegyzendő, hogy az elrendezés komplementer tranzisztor párral is kialakítható, akkor a vezérlőjelek azonos fázisúak lehetnek).
- A munkapontbeállításnál "A" osztályú fokozat esetén a felső tranzisztor bázisára  $U_i/2 + U_{BE0}$ , az alsó tranzisztor bázisára  $U_{BE0}$  feszültséget kell adni, "B" osztályú fokozat esetén a felső tranzisztor bázisára  $U_i/2$ , az alsó tranzisztor bázisára  $0V$  feszültséget kell kapcsolni.
- A csatolókapacitás biztosítja azt, hogy a fogyasztón ne folyjon egyenáram.



4.18 ábra. A kapacitív csatolású egytelepes elrendezés.

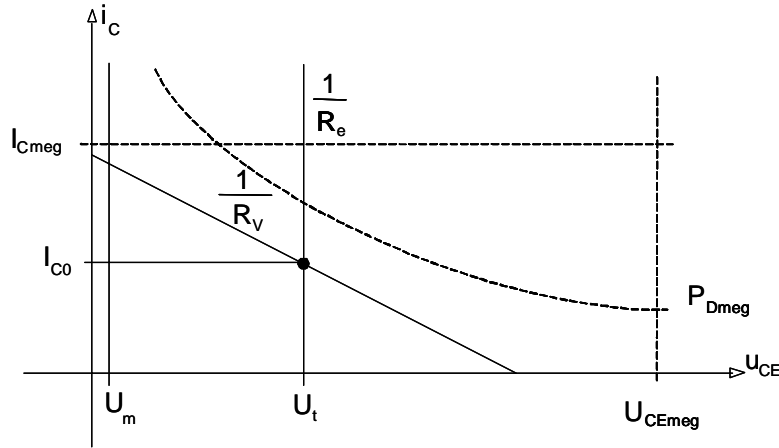
#### Transzformátoros csatolású "A" osztályú egytelepes fokozat (lásd a 4.19 ábrát)

Ha az egytranzisztoros teljesítményfokozat egyetlen telepről működik, és a fogyasztó ellenállást transzformátorral csatoljuk a fokozat kimenetéhez, akkor a fogyasztón nem folyik egyenáram. Ebben az esetben a transzformátor áttétele egy olyan szabad paraméter, amit úgy lehet méretezni, hogy a tranzisztor határadatait figyelembe véve, a fokozatból a lehetséges maximális teljesítményt vegyük ki. A kapcsolási elrendezést a 4.19, a kapcsolás munkaegyeneseit a 4.20 ábrán tüntettük fel. A fokozatban a tranzisztoron  $I_{C0}$  munkaponti áram folyik, és a csatolótranszformátor biztosítja azt, hogy a fogyasztón nem folyik egyenáram.



4.19 ábra. A transzformátoros csatolású "A" osztályú egytelepes fokozat elrendezése.





4.20 ábra. A transzformátoros csatolású "A" osztályú egytelepes fokozat munkaegyenesei.

A 4.20 ábrán megadtuk a tranzisztor jellemző  $U_{CEmeg}$ ,  $I_{Cmeg}$ ,  $P_{Dmeg}$  határadatait is. A fokozat kivezélhetőségét az

$$R_e = 0,$$

$$R_v = \frac{R_f}{n^2},$$

$$U^+ = U_t - U_m, \quad U^- = I_{C0}R_v$$

egyenletek alapján tudjuk meghatározni. A továbbiakban feltételezzük, hogy a kivezélhetőség szimmetrikus, azaz  $U^+ = U^-$ .

Ha az a feladat, hogy a tranzisztorból a határadatok figyelembevételével a lehető legnagyobb teljesítményt vegyük ki, akkor három feltételt lehet vizsgálni.

- A tranzisztor maximális megengedett kollektorárama ( $I_{Cmeg}$ ) korlátoz

Ebben az esetben tudjuk, hogy

$$i_{Cmax} = 2I_{C0}$$

és az  $I_{C0}$  munkaponti áram és az  $I_{Copt}$  maximális kimeneti szinuszos áramamplitúdó optimális értéke az

$$I_{C0opt} = \frac{I_{Cmeg}}{2}, \quad I_{Copt} = \frac{I_{Cmeg}}{2}$$

egyenlet alapján számítható. A 4.20 ábra alapján az  $R_v$  váltóáramú terhelés optimális értéke az

$$R_{vopt} = 2 \frac{U_t - U_m}{I_{Cmeg}} = \frac{R_f}{n_{opt}^2},$$

egyenletből számítható, amiből a transzformátor optimális áttételére a

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{R_f I_{Cmeg}}{2(U_t - U_m)}}$$

kifejezés adódik.

- A tranzisztor maximális megengedett disszipációja ( $P_{Dmeg}$ ) korlátoz

Ebben az esetben tudjuk, hogy az "A" osztályú végfokozatban a tranzisztor maximális disszipációja a munkapontban számolható, tehát

$$P_{Dmax} = U_t I_{C0},$$

amiből az  $I_{C0}$  optimális értékére az

$$I_{C0opt} = \frac{P_{Dmeg}}{U_t}$$

értéket kapjuk. Ebből a 4.18 ábra alapján az  $R_v$  váltóáramú terhelés optimális értéke az

$$R_{vopt} = \frac{U_t - U_m}{I_{COopt}} = \frac{U_t(U_t - U_m)}{P_{Dmeg}} = \frac{R_f}{n_{opt}^2},$$

és a transzformátor áttételének optimális értéke az

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{R_f P_{Dmeg}}{U_t(U_t - U_m)}}$$

kifejezés segítségével határozható meg.

- A tranzisztor maximális megengedett kollektor-emitter feszültsége ( $U_{CEmeg}$ ) korlátoz
- Ebben az esetben a 4.20 ábra alapján tudjuk, hogy

$$u_{CEmax} = 2U_t - U_m,$$

amiből az  $U_t$  optimális értékére az

$$U_{topt} = \frac{U_{CEmeg} + U_m}{2}$$

adódik. Ennek ismeretében az áramkör egyéb adatai meghatározhatók, mivel a másik két feltétel (ha a tranzisztor maximális megengedett kollektorárama ( $I_{Cmeg}$ ) korlátoz, illetve a tranzisztor maximális megengedett disszipációja ( $P_{Dmeg}$ ) korlátoz) vizsgálatánál feltételeztük, hogy a telepfeszültség adott.

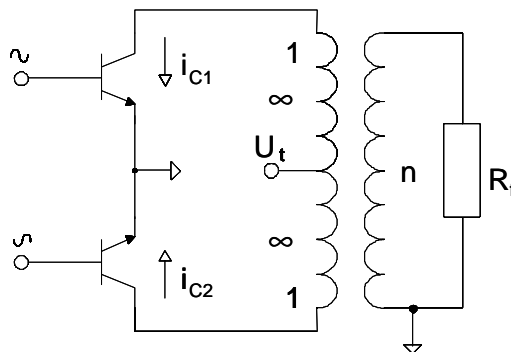
Megjegyzendő, hogy a fokozat méretezésénél a fenti korlátok közül mindig a szigorúbb feltételt kell figyelembe venni.

#### **Transzformátoros csatolású ellenütemű fokozat (lásd a 4.21 ábrát)**

A transzformátoros csatolású ellenütemű fokozat kapcsolási elrendezése a 4.21 ábrán látható. Ez a teljesítményfokozat egyetlen telepről működik, és a fogyasztó ellenállást transzformátorral csatoljuk a fokozat kimenetéhez. A fogyasztón nem folyik egyenáram. A transzformátor áttétele most is szabad paraméter, tehát úgy is lehet méretezni, hogy a tranzisztor határadatait figyelembe véve, a fokozatból a lehetséges maximális teljesítményt vegyük ki. A kapcsolat tulajdonságai a következők:

- A két n-p-n tranzisztor ellenütemű vezérléséhez ellenfázisú jelekre van szükség.
- A munkapontbeállításnál a két tranzisztor bázisára  $U_{BE0}$  feszültséget kell adni.
- A csatolótranszformátor biztosítja azt, hogy a fogyasztón nem folyik egyenáram.
- A középleágazású transzformátor két primer tekercse azonos menetirányú, így a transzformátor a tranzisztorokon folyó váltakozó áramok különbségével arányos jelet állít elő a fogyasztó ellenálláson. A transzformátorban ugyanis a két primer tekercsen folyó áram által létrehozott eredő fluxus a két áram különbségével arányos, mivel az áramok iránya ellentétes, így az általuk létrehozott fluxusok kivonódnak egymásból. A kimeneten megjelenő jel ennek az eredő fluxusnak a deriváltjától függ. A kapcsolat tehát a 4.8 és 4.9 ábrán szereplő ellenütemű fokozatokhoz hasonlóan viselkedik, és mind "A", mind pedig "B" osztályú változatban működhet.

4.21 ábra. A transzformátoros csatolású ellenütemű fokozat felépítése.



A fokozat egyenáramú és váltóáramú terhelő ellenállását "A" osztályú beállításban az

$$R_e = 0, \quad R_v = 2 \frac{R_f}{n^2},$$

"B" osztályú elrendezés esetén pedig az

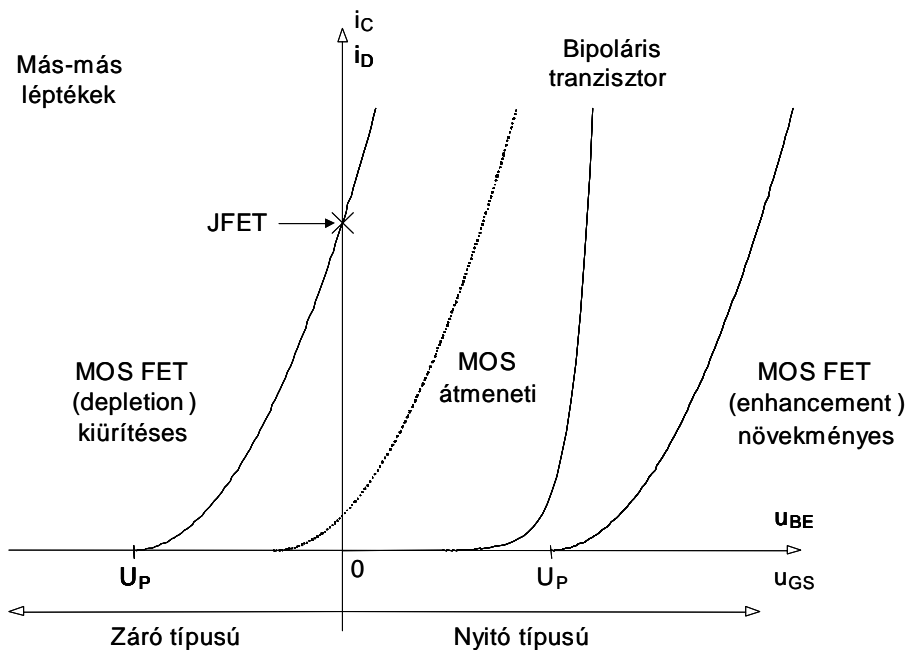
$$R_v = \frac{R_f}{n^2}$$

egyenletek segítségével határozhatjuk meg.

A kapcsolat előnye, hogy "A" osztályú beállításban a transzformátor statikus fluxusa nulla értékű, illetve, hogy egyetlen telepről "B" osztályú elrendezésben, tehát jó hatásfokkal működtethető.

## Munkapontbeállítás

A munkapontbeállítás feladata az aktív eszköz működését biztosító egyenfeszültségek és egyenáramok beállítása. A tranzisztorok áramát a transzfer karakterisztikára (bázis-emitter átmenetre, gate-source átmenetre) adott feszültséggel lehet meghatározni. A különböző eszközök (bipoláris n-p-n tranzisztor, n csatornás JFET, n csatornás MOS FET) transzfer karakterisztikáit az 5.1 ábrán illusztráljuk (az ábrán a vízszintes tengely léptéke a különböző eszközök esetén nem azonos).



5.1 ábra. A különböző n-p-n és n csatornás eszközök vezérlési karakterisztikája.

Az 5.1 ábra alapján a vezérlési karakterisztikákat két kategóriába lehet sorolni: nyitó és zárt típusúba. A nyitó típusú karakterisztikák esetén a vezérlő elektródára (bázis, gate) pozitív feszültséget kell kapcsolni a másik bemeneti elektródához (emitter, source) viszonyítva, míg zárt típusú karakterisztikák esetén ez a feszültség negatív.

A munkapontbeállítás feladata tehát a transzfer karakterisztikára adott vezérlő feszültséggel a tranzisztor áramának adott értékre állítása. A munkapont beállítása mellett fontos cél az is, hogy a munkaponti áram értéke a hőmérséklet, az idő, vagy az egyedi eszközök paramétereinek a változása esetén is lehetőleg állandó maradjon, azaz a munkapont stabil legyen.

## Az eszközök áramának hőmérsékletfüggése

A munkapont stabilitását elsősorban az eszközök hőmérsékletfüggése befolyásolja. Ebben a fejezetben összefoglaljuk azokat a fizikai alapokat, amelyek a különböző eszközök hőmérsékletfüggését meghatározzák.

## A bipoláris tranzisztorok hőmérsékletfüggése

A bipoláris tranzisztorok emitteráramát az

$$i_E = I_{S0} \left[ \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right]$$

egyenlet segítségével tudjuk leírni, ahol  $I_{S0}$  a tranzisztor nyitóirányban előfeszített bázis-emitter diódájának az áramkonstansa,  $U_T = kT/q$  a termikus potenciál és  $u_{BE}$  a bázis-emitter diódára adott feszültség. A bipoláris tranzisztor fizikai működéséből ismert, hogy

$$I_{S0} \sim T^3 \exp\left(-\frac{U_{Is}}{U_T}\right),$$

azaz  $I_{S0}$  arányos az abszolút hőmérséklet köbével és az

$$\exp\left(-\frac{U_{Is}}{U_T}\right)$$

értékével, ahol  $U_{Is}$  a tiltott sáv szélességét leíró feszültség. Szilícium eszközök esetén  $U_{Is} \approx 1,15V$ . Ennek alapján a munkaponti emitteráram

$$I_{E0} \sim T^3 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right),$$

és a kifejezésből meg lehet határozni azt, hogy állandó emitteráram esetén a tranzisztor nyitófeszültsége a hőmérséklet függvényében hogyan változik.

A továbbiakban azt vizsgáljuk, hogy a tranzisztor áramának hőmérsékletfüggését mekkora  $U_{BE0}$  bázis-emitter feszültség változással lehet kompenzálni, azaz állandó  $I_{E0}$  munkaponti áram mellett mekkora a

$$\frac{dU_{BE0}}{dT} \Big|_{I_{E0}=\text{konst.}}$$

értéke. Ezért feltételezzük, hogy  $I_{E0}$  állandó, és  $U_{BE0}$  feszültség a hőmérséklet függvénye.

A vizsgálathoz az áram teljes hőmérséklet szerinti deriváltját

$$\frac{dI_{E0}}{dT} = \frac{\partial I_{E0}}{\partial T} + \frac{\partial I_{E0}}{\partial U_T} \frac{dU_T}{dT} + \frac{\partial I_{E0}}{\partial U_{BE0}} \frac{dU_{BE0}}{dT} = 0$$

kell nullává tenni, ami a

$$3T^2 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right) + T^3 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right) \frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T^2} (-1) \frac{dU_T}{dT} + \\ + T^3 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right) \frac{1}{U_T} \frac{dU_{BE0}}{dT} = 0$$

egyenlet segítségével oldható meg, mivel

$$\frac{\partial I_{E0}}{\partial T} \sim 3T^2 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right), \\ \frac{\partial I_{E0}}{\partial U_T} \sim T^3 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right) \frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T^2} (-1)$$

és

$$\frac{\partial I_{E0}}{\partial U_{BE0}} \sim T^3 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right) \frac{1}{U_T}.$$

Ebből az egyenletből a termikus potenciál hőmérsékletfüggésének ismert,

$$\frac{dU_T}{dT} = \frac{kT}{q} \frac{1}{T} = \frac{U_T}{T}$$

értékét felhasználva, és mindkét oldalt a

$$T^3 \exp\left(\frac{U_{BE0} - U_{Is}}{U_T}\right)$$

kifejezéssel osztva a

$$\frac{3}{T} - \frac{U_{BE0} - U_{ts}}{U_T^2} \frac{dU_T}{dT} + \frac{1}{U_T} \frac{dU_{BE0}}{dT} = 0$$

egyenlőséghez jutunk. Így állandó emitteráram esetén a munkaponti bázis-emitter nyitófeszültség hőmérsékletfüggésére a

$$\frac{dU_{BE0}}{dT} = -\frac{3U_T}{T} + \frac{U_{BE0} - U_{ts}}{U_T} \frac{dU_T}{dT} = -\frac{3U_T}{T} + \frac{U_{BE0} - U_{ts}}{T}$$

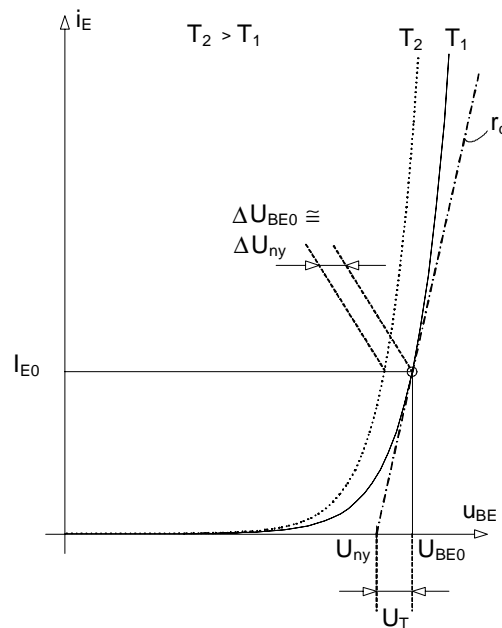
kifejezést kapjuk. Ha a fenti egyenletbe behelyettesítjük az

$$U_{ts} = 1,15V, \quad T = 293K^0, \quad U_{BE0} = 0,62V$$

értékeket, akkor az tranzisztor munkaponti nyitófeszültségének a hőmérsékletfüggésére a

$$\frac{dU_{BE0}}{dT} = -\frac{3 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{293} + \frac{0,62 - 1,15}{293} \approx -2 \frac{mV}{C^0}$$

értéket kapjuk. Megállapítható tehát, hogy állandó munkaponti emitteráram esetén a tranzisztor munkaponti bázis-emitter feszültsége  $2mV$  értékkel csökken  $1 C^0$  hőmérsékletnövekedés hatására. Az 5.2 ábrán ezt a jelenséget ábrázoltuk a bipoláris tranzisztor transzfer karakterisztikáján.



5.2 ábra. A bipoláris tranzisztor transzfer karakterisztikájának hőmérsékletfüggése.

A korábbi levezetés alapján elmondhatjuk, hogy a hőmérséklet növekedésének a hatására a bipoláris tranzisztor karakterisztikája önmagával párhuzamosan eltolódik a vízszintes tengely mentén. Felhasználva a bipoláris tranzisztor transzfer karakterisztikájának munkaponti deriváltját, az  $r_d$  differenciális ellenállást ( $r_d = U_T/I_{E0}$ ), a tranzisztor munkaponti bázis-emitter feszültsége az

$$U_{BE0} = U_{ny} + r_d I_{E0}, \quad U_{BE0} = U_{ny} + r_d \frac{I_{C0}}{A}$$

kifejezéssel írható le, ahol  $U_{ny}$  definíciószerűen a tranzisztor nyitófeszültsége. A nyitófeszültség felhasználásával a tranzisztor transzfer karakterisztikája a munkapont környezetében az

$$u_{BE} = U_{BE0} + r_d(i_E - I_{E0}) = U_{ny} + r_d i_E$$

egyenlettel írható le, ami nem más, mint a karakterisztika munkaponti Taylor-sorának első két tagja. Mivel az  $r_d I_{E0}$  szorzat éppen az  $U_T$  termikus potenciállal azonos,

$$U_{BE0} \approx U_{ny},$$

és

$$\frac{dU_{ny}}{dT} \approx \frac{dU_{BE0}}{dT} \Big|_{I_{E0}=\text{konst.}} = -2 \frac{mV}{C^0}.$$

A bipoláris tranzisztor kollektorárama az

$$i_C = Ai_E + I_{CB0}$$

kifejezéssel adható meg, ahol  $A$  a tranzisztor nagyjelű földelt bázisú áramerősítési tényezője,  $I_{CB0}$  pedig a záróirányban előfeszített bázis-kollektor átmenet visszárama. A visszáram hőmérsékletfüggését az

$$\frac{I_{CB0}(T_2)}{I_{CB0}(T_1)} = \exp(a(T_2 - T_1)), \quad a = (0,08 - 0,1) \frac{1}{C^0}$$

egyenlet adja meg, amiből

$$\frac{dI_{CB0}}{dT} = aI_{CB0}.$$

Az  $B$  hőmérsékletfüggése pedig az

$$\frac{B(T_2)}{B(T_1)} = \exp(b(T_2 - T_1)), \quad b = (0,5 - 1) \cdot 10^{-2} \frac{1}{C^0}$$

egyenletből számítható, amiből

$$\frac{dB}{dT} = bB,$$

ahol  $B$  a tranzisztor nagyjelű földelt emitteres áramerősítési tényezője.

### A FET-ek hőmérsékletfüggése

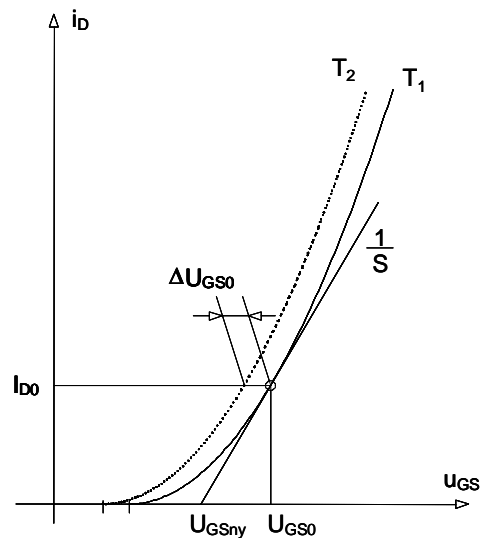
FET-ek esetében az elzáródási tartományban a drain-áram az

$$i_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad \text{JFET,}$$

vagy az

$$i_D = I_{D00} \left(\frac{u_{GS} - U_P}{U_P}\right)^2 \quad \text{MOS FET}$$

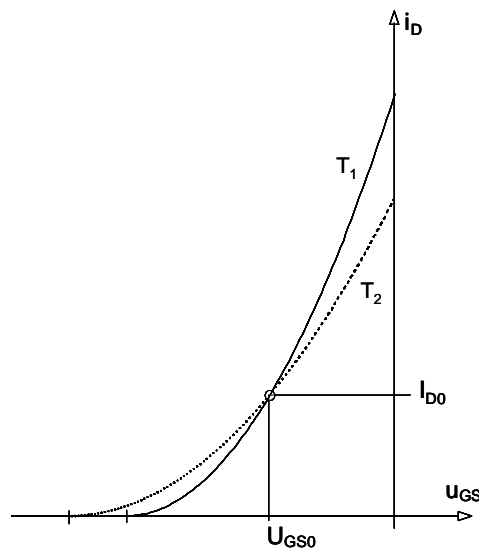
karakterisztikákkal adható meg. A karakterisztikák  $I_{DSS}$ ,  $I_{D00}$  és  $U_P$  paraméterei a hőmérséklet függvényében változhatnak. Ezt a változást a bipoláris tranzisztorokhoz hasonlóan a transzfer karakterisztika hőmérsékletfüggésével lehet leírni. Az 5.3 ábrán a FET-ek transzfer karakterisztikájának hőmérsékletfüggését illusztráljuk.



5.3 ábra. A FET-ek transzfer karakterisztikájának hőmérsékletfüggése.

Az 5.3 ábra alapján a tervezérlésű eszközök esetében is leírhatjuk a tranzisztor hőmérsékletfüggését a transzfer vezérlési karakterisztika változásával. Az ábrán azt feltételeztük, hogy a hőmérséklet változásának hatására a transzfer karakterisztika önmagával párhuzamosan tolódik el a vízszintes tengely mentén. A valóságban a FET-ek esetében ez nem pontosan így történik, mivel:

- A bipoláris tranzisztorokkal ellentétben a FET-eknél nincsen olyan állandó érték, mint a bipoláris tranzisztorok  $dU_{BE0}/dT = -2mV/C^0$  értéke, amely az eszközök nyitófeszültségének a hőmérsékletfüggését univerzálisan leírja.
- A FET-ek transzfer karakterisztikája a hőmérséklet függvényében nem önmagával párhuzamosan tolódik el a vízszintes tengely mentén, hanem bizonyos eszközöknél előfordulhat az is, hogy van olyan pontja a karakterisztikának, amely nem függ a hőmérséklettől (ez annyit jelent, hogy a két különböző hőmérséklethez tartozó karakterisztika egyetlen pontban metszi egymást). Ilyen esetet mutatunk az 5.4 ábrán, ahol egy JFET karakterisztikáján kijelöltük a hőmérsékletfüggetlen munkapontot. Áramkörtervezés szempontjából ennek a jelenségnek nincsen nagy jelentősége, mert a hőmérsékletfüggetlen munkapont helye azonos típusú eszközök esetében is bizonytalan.
- A munkapont szűk környezetében természetesen az 5.3 ábrán alkalmazott megközelítés érvényes, mivel minden karakterisztika leírható a Taylor-sor segítségével, legfeljebb az  $U_{GSny}$  nyitófeszültség hőmérsékletfüggése munkapontról munkapontra változik.



5.4 ábra. Egy JFET hőmérsékletfüggetlen munkapontja a transzfer karakterisztikán.

Visszatérve az 5.3 ábrához, a munkapontban a térvezérlésű tranzisztor esetében is felírhatjuk az

$$U_{GS0} = U_{GSny} + \frac{1}{S} I_{D0}$$

egyenletet, ahol  $S$  a tranzisztor munkaponti meredeksége,  $U_{GSny}$  pedig a munkaponti gate-source nyitófeszültség.

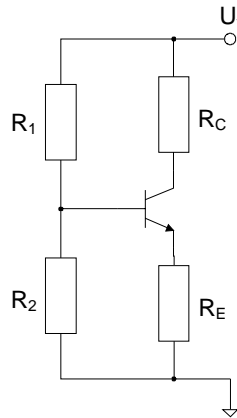
Ezt felhasználva a munkapont környezetében a tranzisztor transzfer karakterisztikáját az

$$u_{GS} = U_{GS0} + \frac{1}{S} (i_D - I_{D0}) = U_{GSny} + \frac{1}{S} i_D$$

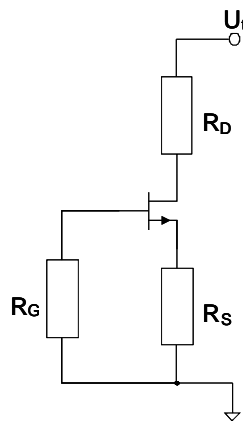
egyenlettel írhatjuk le (a karakterisztika munkaponti Taylor-sorának első két tagja). A munkapont kis környezetében ez az egyenlőség mindig érvényes, akár az 5.3, akár az 5.4 ábrán megadott esetet vizsgáljuk. Térvezérlésű tranzisztoroknál a munkapontban az  $S$  meredekség és az  $U_{GSny}$  nyitófeszültség is függ a hőmérséklettől, általában azonban elegendő az  $U_{GSny}$  nyitófeszültség domináns hőmérsékletfüggését figyelembe venni.

## Munkapontbeállítási alapelrendezések

A különböző félvezető eszközök transzfer vezérlési karakterisztikáját nyitó és záró típusba soroltuk. A karakterisztikák típusától függően a munkapont beállítását más és más áramköri elrendezéssel lehet megoldani. Az 5.5 ábrán a nyitó, az 5.6. ábrán a záró típusú eszközök munkapontbeállító áramköri elrendezését mutatjuk be.



5.5 ábra. A nyitó típusú eszközök munkapontbeállító áramköri elrendezése (n-p-n tranzisztor).



5.6. ábra. A záró típusú eszközök munkapontbeállító áramköri elrendezése (n csatornás JFET).

Az ábrák alapján a következőket állapíthatjuk meg:

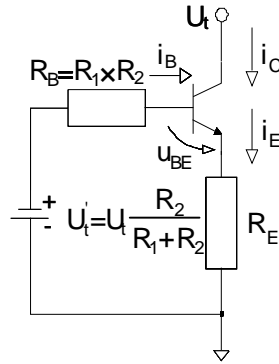
- Nyitó karakterisztikák esetén (pl. n-p-n tranzisztoroknál vagy n csatornás növekményes MOS FET-eknél) a vezérlőelektródára (bázis, gate) pozitívabb feszültséget kell kapcsolni, mint a másik bemeneti elektródára (emitter, source). Egytelepes áramköri elrendezés esetén ezt úgy lehet megoldani, hogy a vezérlőelektróda szükséges feszültségét a telepfeszültségből egy  $R_1$ - $R_2$  feszültségosztóval (bipoláris tranzisztoroknál az úgynevezett bázisosztóval) állítjuk elő.
- Záró típusú karakterisztikák esetén (pl. n csatornás JFET-eknél vagy n csatornás kiüritéses MOS FET-eknél) a vezérlőelektródára (bázis, gate) negatívabb feszültséget kell kapcsolni, mint a másik bemeneti elektródára (emitter, source). Egytelepes áramköri elrendezés esetén ez osztó nélkül is megoldható az 5.6 ábra áramköri elrendezésével, mivel a gate elektróda ebben a kapcsolásban közel földpotenciálban van (a gate elektródán nem folyik áram), a munkaponti source-áram viszont az  $R_S$  source-ellenálláson feszültséget hoz létre, így a source elektróda feszültsége a földhöz képest pozitív lesz, ami biztosítja azt, hogy a gate-source átmeneten negatív feszültség legyen.

Érdeemes megjegyezni, hogy a legtöbb munkapontbeállítási feladat ezekre az egyszerű elrendezésekre vezethető vissza.

## A bipoláris tranzisztorok munkapontbeállítása

A bipoláris n-p-n tranzisztor munkapontbeállítását az 5.5 ábrán megadott áramkör alapján tárgyaljuk. Ha az  $R_1$ - $R_2$  feszültségosztót (bázisosztót) és a hozzá tartozó telepet a Thevenin-ekvivalenssel helyettesítjük a tranzisztor bázisán, akkor az 5.7 ábrán megadott elrendezéshez jutunk.





5.7 ábra. A bipoláris tranzisztor munkapontbeállítása.

Az ábrán  $U_t'$  a Thevenin-ekvivalens a telepfeszültsége,  $R_B = R_1 \times R_2$  a Thevenin-ekvivalens belső ellenállása. A kapcsolásban a vezérlőelektródákat (bázis-emitter átmenet) magába foglaló hurokra az

$$U_t' = R_B i_B + R_E i_E + u_{BE}$$

hurokegyenletet írhatjuk fel, mivel  $U_t'$ -vel az  $R_B$  ellenálláson eső  $R_B i_B$ , az  $R_E$  ellenálláson eső  $R_E i_E$  és a tranzisztor bázis-emitter átmenetén lévő  $u_{BE}$  feszültségek tartanak egyensúlyt:

$$U_t' = R_B i_B(i_E) + R_E i_E + u_{BE}(i_E)$$

Az egyenletben csak egyetlen ismeretlen van, mivel a tranzisztor áramai

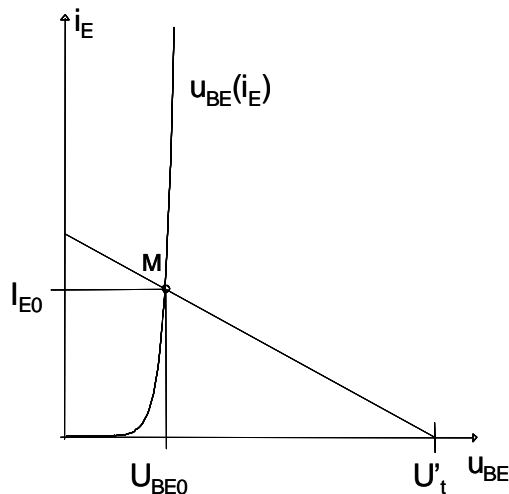
$$i_B = (1 - A)i_E - I_{CB0},$$

és a bázis-emitter átmenet feszültsége az emitteráram függvénye.

A további vizsgálat előtt bemutatjuk a munkaponti áram kiszámításának grafikus módszerét, amely az

$$u_{BE}(i_E) = U_t' - R_B i_B(i_E) - R_E i_E$$

egyenlet grafikus megoldására épül. Az egyenlet baloldalán a tranzisztor transzfer  $u_{BE}(i_E)$  karakterisztikája található, a jobboldalon lévő kifejezés pedig az emitteráram lineáris függvénye. A feladat az, hogy az  $i_E - u_{BE}$  paraméterek által kifeszített síkon keressük meg azt a pontot, amelyik az egyenlet bal- és jobboldalát egyaránt kielégíti. A grafikus megoldást az 5.8 ábrán mutatjuk be.



5.8 ábra. A bipoláris tranzisztor munkapontbeállításának grafikus megoldása.

Analitikus vizsgálat esetén a munkaponti emitteráramot az

$$U_t' = R_B((1 - A)I_{E0} - I_{CB0}) + R_E I_{E0} + U_{BE0}(I_{E0})$$

egyenletből számíthatjuk. Sajnos ez az egyenlet nemlineáris, mivel a bázis-emitter feszültség lényegében logaritmikusan függ az emitteráramtól, így az egyenlet zárt alakban nem oldható meg.

Bipoláris tranzisztorok esetében azonban a munkaponti áram értékére igen jó becslést lehet adni, mivel tudjuk, hogy a munkaponti bázis-emitter feszültség széles áramtartományban közel állandó értékű (lásd az 5.8 ábrát). Ha  $U_{BE0}(I_{E0}) = U_{BE0} = \text{konstans}$ , akkor a munkaponti emitteráramot az

$$I_{E0} = \frac{U_t' - U_{BE0} + R_B I_{CB0}}{R_E + R_B(1 - A)},$$

illetve a kollektoráramot az

$$I_{C0} = A I_{E0} + I_{CB0}$$

egyenletek segítségével számolhatjuk.

### A bipoláris tranzisztorok munkapontstabilitása, stabilitási tényezők

A munkapont stabilitásának elemzéséhez használjuk fel a tranzisztor transzfer karakterisztikájának munkaponti Taylor-sorát, azaz az

$$U_{BE0}(I_{E0}) = U_{ny} + I_{E0} r_d$$

egyenlet szerint vizsgáljuk meg a tranzisztor  $U_{BE0}$  munkaponti bázis-emitter feszültségének a függését a munkaponti áramtól és a tranzisztor  $U_{ny}$  nyitófeszültségétől. Ezt az összefüggést behelyettesítve a korábbi egyenletbe az

$$U_t' = R_B((1 - A)I_{E0} - I_{CB0}) + R_E I_{E0} + U_{ny} + r_d I_{E0}$$

kifejezéshez jutunk, melyből a munkaponti emitter- és kollektoráramra az

$$I_{E0} = \frac{U_t' - U_{ny} + R_B I_{CB0}}{r_d + R_E + R_B(1 - A)},$$

és az

$$I_{C0} = A \frac{U_t' - U_{ny} + R_B I_{CB0}}{r_d + R_E + R_B(1 - A)} + I_{CB0}$$

kifejezéseket kapjuk. Megjegyzendő, hogy ezek az összefüggések ekvivalensek a fentebb megismertekkel, viszont segítségükkel a tranzisztorok munkaponti stabilitása egyszerűen meghatározható. A korábbiakból tudjuk, hogy a tranzisztorban három mennyiség függ a hőmérséklettől, a tranzisztor  $U_{ny}$  nyitófeszültsége, a tranzisztor  $A$ , illetve  $B$  áramerősítési tényezője, és a tranzisztor  $I_{CB0}$  kollektor-bázis visszárama. Éppen ezért a tranzisztor kollektoráramának hőmérsékletfüggését a kollektoráram hőmérséklet szerinti teljes deriváltjából határozhatjuk meg, ami a

$$\frac{dI_{C0}}{dT} = \frac{\partial I_{C0}}{\partial U_{ny}} \frac{dU_{ny}}{dT} + \frac{\partial I_{C0}}{\partial I_{CB0}} \frac{dI_{CB0}}{dT} + \frac{\partial I_{C0}}{\partial B} \frac{dB}{dT}$$

kifejezés szerint a kollektoráram  $U_{ny}$ ,  $I_{CB0}$  és  $A$  szerinti parciális deriváltjai segítségével számítható. A parciális deriváltakat a kollektoráram érzékenységi vagy stabilitási tényezőinek nevezzük. Ezek szerint a munkaponti kollektoráram feszültségstabilitási tényezője az

$$S_u = \frac{\partial I_{C0}}{\partial U_{ny}} = -\frac{A}{r_d + R_E + R_B(1 - A)},$$

áramstabilitási tényezője az

$$S_i = \frac{\partial I_{C0}}{\partial I_{CB0}} = 1 + A \frac{R_B}{r_d + R_E + R_B(1 - A)},$$

áramerősítési tényezőkre vonatkozó stabilitási tényezője az

$$S_A = \frac{\partial I_{C0}}{\partial A} = \frac{(U_t' - U_{ny} + R_B I_{CB0})(r_d + R_E + R_B(1 - A))}{(r_d + R_E + R_B(1 - A))^2} + \frac{A(U_t' - U_{ny} + R_B I_{CB0})R_B}{(r_d + R_E + R_B(1 - A))^2} = (I_{C0} - I_{CB0}) \left[ \frac{1}{A} + \frac{R_B}{r_d + R_E + R_B(1 - A)} \right] =$$

$$= \frac{(I_{C0} - I_{CB0})}{A} S_i,$$

illetve mivel

$$\frac{dA}{dB} = \frac{d}{dB} \left[ \frac{B}{1+B} \right] = \frac{1}{(1+B)^2}$$

az

$$S_B = \frac{\partial I_{C0}}{\partial B} = \frac{\partial I_{C0}}{\partial A} \frac{dA}{dB} = \frac{(I_{C0} - I_{CB0})}{A} \frac{1}{(1+B)^2} S_i = \frac{I_{C0} - I_{CB0}}{B(1+B)} S_i$$

kifejezések segítségével számolható.

Felhasználva a tranzisztor paramétereinek a hőmérsékletfüggési adatait, a kollektoráram megváltozását a

$$\Delta I_{C0} = S_u \left( -2 \frac{mV}{C^0} \right) \Delta T + S_i \left( 0,08 - 0,1 \frac{1}{C^0} \right) I_{CB0} \Delta T + S_B \left( (0,5 - 1) 10^{-2} \frac{1}{C^0} \right) B \Delta T$$

kifejezésből határozhatjuk meg, ahol  $\Delta T$  a hőmérséklet megváltozása. Az eredményekből látható, hogy a kifejezés minden tagja pozitív, azaz a bipoláris tranzisztor kollektoráram növekvő hőmérséklet hatására minden belső hőmérsékletfüggő paraméter változása miatt növekszik. Az alábbi táblázatban megadjuk az egyes stabilitási tényezőket az  $R_E$  és  $R_B$  ellenállások szélsőértékeinél:

		$R_E=0$	$R_E=\infty$	
$B=\beta$	$S_u$	$-\frac{\alpha}{r_d}$	0	$R_B=0$
		0		$R_B=\infty$
$A=\alpha$	$S_i$	$R_E=0$	$R_E=\infty$	
		1	1	$R_B=0$
$D = \frac{I_{C0} - I_{CB0}}{\beta(1+\beta)}$	$\frac{S_B}{D}$	$1+\beta$		$R_B=\infty$
		$R_E=0$	$R_E=\infty$	
		1	1	$R_B=0$
		$1+\beta$		$R_B=\infty$

5.1 táblázat. A bipoláris tranzisztor munkapontjának érzékenységi paraméterei az  $R_E$  és  $R_B$  ellenállások szélsőértékeinél.

A táblázat alapján megállapítható, hogy az  $R_E$  ellenállás kis értékénél az  $S_u$  paramétert az  $r_d$  ellenállás határozza meg, ami azt jelenti, hogy stabil munkaponthoz nagy egyenáramú emitterellenállásra van szükség. Nulla értékű emitter- és bázisellenállásnál ugyanis a kollektoráramnak a nyitófeszültség hatására történő megváltozását a

$$\Delta I_{C0} \approx S_u \left( -2 \frac{mV}{C^0} \right) \Delta T = -\frac{A}{r_d} \left( -2 \frac{mV}{C^0} \right) \Delta T = -\frac{A I_{E0}}{U_T} \left( -2 \frac{mV}{C^0} \right) \Delta T = I_{C0} \frac{1}{13} \Delta T$$

egyenlet írja le ( $U_T = 26mV$ ), ami azt jelenti, hogy 1  $C^0$  hőmérsékletváltozás hatására a tranzisztor  $I_{C0}$  munkaponti árama közel 7,7%-kal nő, ami tipikus alkalmazásoknál elfogadhatatlanul nagy érték. Kimondhatjuk tehát, hogy a bipoláris tranzisztor munkapontját a bázis és emitter közé kapcsolt nulla belső ellenállású feszültséggenerátorral nem lehet stabilan beállítani. Jól látható az is, hogy az emitterellenállás növelése az  $S_i$  és  $S_B$  paramétereket is csökkenti.

Az  $R_B$  báziskörü egyenáramú ellenállás növelése csökkenti az  $S_u$  érzékenységet, de növelésével  $S_i$  és  $S_B$  nő.

Az  $I_{CB0}$  hőmérsékletfüggése következtében a kollektoráram

$$\Delta I_{C0} \simeq S_i \left( 0,08 - 0,1 \frac{1}{C^0} \right) I_{CB0} \Delta T$$

métékben változik meg. Mivel a táblázat alapján a legrosszabb esetben (ha  $R_B \rightarrow \infty$ )  $S_i = 1 + B$ , a változás a

$$\Delta I_{C0} \simeq (1 + B) \left( 0,1 \frac{1}{C^0} \right) I_{CB0} \Delta T$$

kifejezéssel adható meg, amiből  $\beta = 100$ , és  $I_{CB0} = 10^{-5}$  [mA] esetén a  $\Delta I_{C0} \simeq 10^{-4} \Delta T$  [mA] kapjuk, ami a szokásos munkaponti áramokhoz (néhány mA) képest elhanyagolható, de kis munkaponti áramok esetén (például  $I_{C0} = 10 \mu\text{A}$ -nél) a hatása jelentős lehet.

A  $B$  hőmérsékletfüggése következtében a kollektoráram

$$\Delta I_{C0} \simeq S_B \left( (0,5 - 1) 10^{-2} \frac{1}{C^0} \right) B \Delta T = \frac{I_{C0} - I_{CB0}}{B(1 + B)} S_i \left( (0,5 - 1) 10^{-2} \frac{1}{C^0} \right) B \Delta T$$

métékben változik meg. Mivel a táblázat alapján a legrosszabb esetben (ha  $R_B \rightarrow \infty$ )  $S_i = 1 + B$ , a változás a

$$\Delta I_{C0} \simeq \frac{I_{C0} - I_{CB0}}{B(1 + B)} (1 + B) \left( 10^{-2} \frac{1}{C^0} \right) B \Delta T = (I_{C0} - I_{CB0}) \left( 10^{-2} \frac{1}{C^0} \right) \Delta T$$

kifejezéssel adható meg, amiből megállapítható, hogy legrosszabb esetben a kollektoráram 1  $C^0$  hőmérsékletváltozás hatására a közel 1%-kal nő, ami tipikus alkalmazásoknál jelentős érték.

Az is világos tehát, hogy stabil munkaponti áram nagy bázisköri ellenállás választásával sem biztosítható, azaz a tranzisztor munkapontját a báziskörbe kapcsolt áramgenerátor segítségével sem lehet elegendően stabilizálni.

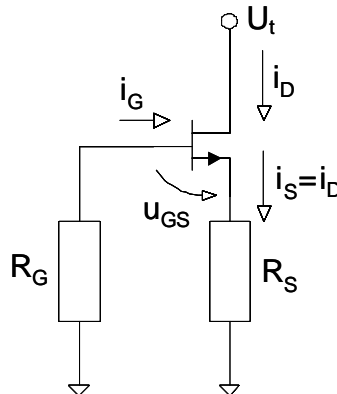
Összességében kimondhatjuk, hogy stabil munkaponthoz az adott alapelrendezésben nagy értékű emitterellenállásra van szükség.

## A térvezérlésű tranzisztorok munkapontbeállítása

A térvezérlésű tranzisztorok transzfer vezérlési karakterisztikái között mind a záró (JFET, kiürítéses MOS FET), mind pedig a nyitó (növekményes MOS FET) típusúak megtalálhatók. A FET-ek munkapontbeállítását e két típus esetében külön vizsgáljuk.

### A záró típusú karakterisztikával rendelkező FET-ek munkapontbeállítása

A záró típusú karakterisztikával rendelkező n-csatornás JFET-ek tipikus munkapontbeállító áramköri elrendezése az 5.9 ábrán látható.



5.9 ábra. A záró típusú karakterisztikával rendelkező FET-ek tipikus munkapontbeállító áramköri elrendezése.

Mivel FET-ek esetében a gate-en nem folyik áram, azaz

$$i_G = 0 \quad \text{és} \quad i_S = i_D,$$

az  $R_G$  ellenálláson nem esik feszültség, így a kapcsolásban a vezérlőelektródákat (gate-source

átmenet) magába foglaló hurokra az

$$u_{GS} + i_D R_S = 0$$

hurokegyenletet írhatjuk fel, mivel az  $R_S$  ellenálláson eső  $R_S i_D$  és a tranzisztor gate-source átmenetén lévő  $u_{GS}$  feszültségek tartanak egyensúlyt egymással, azaz

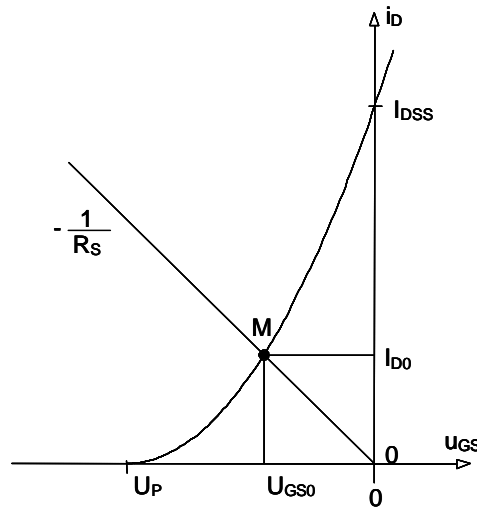
$$i_D R_S + u_{GS}(i_D) = 0.$$

Ez egy egyszerű nemlineáris egyenlet, amelyből az  $u_{GS}$  feszültség áramfüggését ismerve a munkaponti áram vagy feszültség értéke meghatározható.

Az analitikus megoldás előtt most is megmutatjuk az egyenlet grafikus megoldását. A hurokegyenlet alapján a tranzisztor munkaponti árama csak az

$$i_D = -\frac{u_{GS}}{R_S}$$

negatív meredekségű egyenesen helyezkedhet el, ugyanakkor a munkapont kielégíti a tranzisztor  $i_D(u_{GS})$  karakterisztikáját is. A feladat az, hogy az  $i_D - u_{GS}$  paraméterek által kifeszített síkon keressük meg azt a pontot, amelyik mindkét feltételnek megfelel. A grafikus megoldást az 5.10 ábrán mutatjuk be.



5.10 ábra. A záró típusú karakterisztikával rendelkező FET-ek munkapontjának grafikus megoldása.

FET-ek esetében a munkapont analitikusan is kiszámítható, mivel az elzáródás feletti tartományban (JFET)

$$i_D = i_S \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2, \quad U_P < u_{GS} < 0,$$

és így a munkapont egy egyszerű

$$-R_S I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS0}}{U_P}\right)^2 = U_{GS0}$$

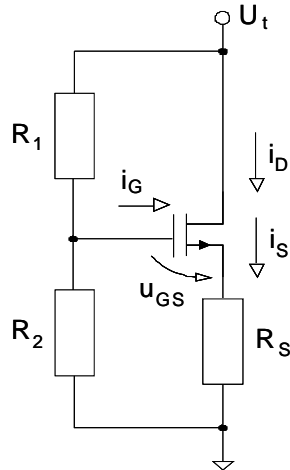
másodfokú egyenlet megoldásával határozható meg. A másodfokú egyenlet megoldása az

$$\frac{U_{GS0}}{U_P} = 1 - \frac{U_P}{2R_S I_{DSS}} \pm \sqrt{\left(1 - \frac{U_P}{2R_S I_{DSS}}\right)^2 - 1}$$

összefüggéssel adható meg, ahol a két megoldás közül a kisebb abszolút értékű adja a fizikailag helyes munkaponti  $U_{GS0}$  feszültség értékét, mivel  $U_P < U_{GS0} < 0$ .

### A nyitó típusú karakterisztikával rendelkező FET-ek munkapontbeállítása

A nyitó típusú karakterisztikával rendelkező n csatornás MOS FET-ek tipikus munkapontbeállító áramköri elrendezése az 5.11 ábrán látható.



5.11 ábra. A nyitó típusú karakterisztikával rendelkező FET-ek tipikus munkapontbeállító áramköri elrendezése.

Mivel FET-ek esetében a gate-en nem folyik áram, azaz

$$i_G = 0 \quad \text{és} \quad i_S = i_D,$$

az  $R_1$ - $R_2$  ellenállások terheletlen osztót alkotnak, ezért a gate feszültségét az

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

egyenlethől számíthatjuk. A kapcsolásban a vezérlőelektrodákat (gate-source átmenet) magába foglaló hurokra az

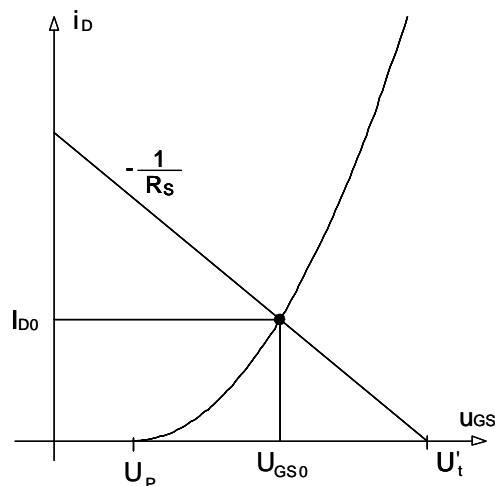
$$U_t' = u_{GS} + i_D R_S$$

hurokegyenletet írhatjuk fel, mivel az  $U_t'$  feszültséggel az  $R_S$  ellenálláson eső  $R_S i_D$  és a tranzisztor gate-source átmenetén lévő  $u_{GS}$  feszültségek tartanak egyensúlyt. Ez egy nemlineáris egyenlet, amiből az  $u_{GS}$  feszültség áramfüggését ismerve a munkaponti áram vagy feszültség értéke meghatározható.

Az analitikus megoldás előtt most is megmutatjuk az egyenlet grafikus megoldását. A hurokegyenlet alapján a tranzisztor munkaponti árama csak az

$$i_D = -\frac{U_t' - u_{GS}}{R_S}$$

negatív meredekségű egyenesen helyezkedhet el, ugyanakkor a munkapont kielégíti a tranzisztor  $i_D(u_{GS})$  karakterisztikáját is. A feladat az, hogy az  $i_D - u_{GS}$  paraméterek által kifeszített síkon keressük meg azt a pontot, amelyik mindkét feltételnek megfelel. A grafikus megoldást az 5.12 ábrán mutatjuk be.



5.12 ábra A nyitó típusú karakterisztikával rendelkező FET-ek munkapontjának grafikus megoldása.

FET-ek esetében a munkapont analitikusan is kiszámítható, mivel (növekményes n-csatornás MOS FET esetén)

$$i_D = i_S = I_{D00} \left( \frac{u_{GS} - U_P}{U_P} \right)^2, \quad 0 < U_P < u_{GS},$$

és így a munkapont egy egyszerű

$$U_t' - R_S I_{D00} \left( \frac{u_{GS} - U_P}{U_P} \right)^2 = U_{GS0}$$

másodfokú egyenlet megoldásával határozható meg. Az egyenlet megoldása az

$$\frac{U_{GS0}}{U_P} = 1 - \frac{U_P}{2R_S I_{D00}} \pm \sqrt{\left(1 - \frac{U_P}{2R_S I_{D00}}\right)^2 - \left(1 - \frac{U_t'}{R_S I_{D00}}\right)}$$

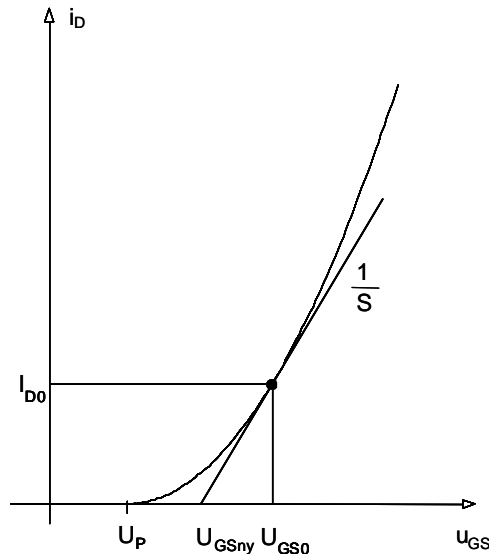
összefüggéssel adható meg, ahol a két megoldás közül a nagyobb értékű adja a fizikailag helyes munkaponti  $U_{GS0}$  feszültség értékét, mivel  $U_P < U_{GS0}$ .

### A FET-ek munkapontstabilitása, stabilitási tényező

A FET-ek munkapontstabilitását a munkapontbeállítással kapcsolatos általános egyenlet analízisével vizsgálhatjuk. Az általános alak az

$$u_{GS}(i_{DS}) = U_t' - i_D R_S$$

egyenlettel adható meg. A stabilitás szempontjából célszerű alkalmazni az 5.13 ábrán megadott közelítést.



5.13 ábra. A FET-ek munkaponti stabilitásának illusztrálása.

Az 5.13 ábra szerint a tranzisztor munkaponti  $U_{GS0}$  gate-source feszültsége, a tranzisztor  $S$  meredeksége, az  $U_{GSny}$  nyitófeszültség és a munkaponti  $I_{D0}$  drain-áram között fennáll az

$$U_{GS0} = U_{GSny} + \frac{1}{S} I_{D0}$$

összefüggés, és a munkapontban a karakterisztika Taylor-sorának első két tagja az

$$u_{GS} = U_{GS0} + \frac{1}{S} (i_D - I_{D0}) = U_{GSny} + \frac{1}{S} i_D$$

egyenlettel adható meg. Behelyettesítve ezt az összefüggést az általános alakba a munkapontban az

$$U_{GSny} + \frac{1}{S} I_{D0} = U_t' - I_{D0} R_S$$

egyenlethez jutunk, amiből

$$I_{D0} = \frac{U_t' - U_{GSny}}{R_S + \frac{1}{S}}$$

Feltételezve, hogy a fenti egyenletben csak az  $U_{GSny}$  nyitófeszültség függ a hőmérséklettől, a munkaponti drain-áram hőmérséklet szerinti deriváltja a

$$\frac{dI_{D0}}{dT} = \frac{\partial I_{D0}}{\partial U_{GSny}} \frac{dU_{GSny}}{dT} = -\frac{1}{R_S + \frac{1}{S}} \frac{dU_{GSny}}{dT} = S_u \frac{dU_{GSny}}{dT},$$

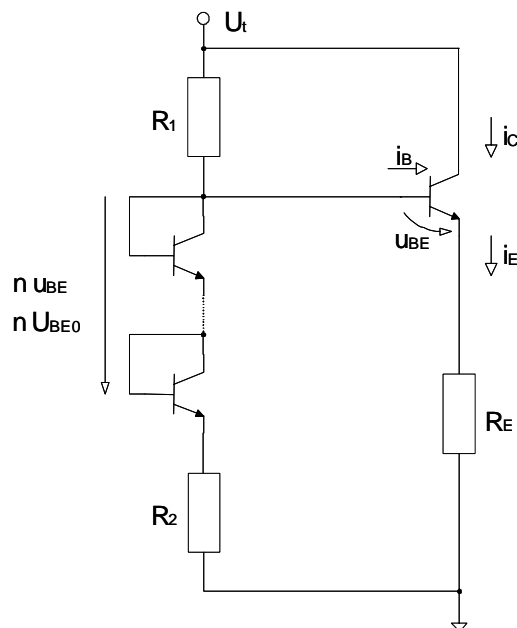
kifejezéssel számítható, ahol  $S_u$  a tervezérlésű tranzisztor munkapontjának feszültségstabilitási tényezője.

## A munkapont stabilizálásának a lehetőségei

Az elektronikus áramkörökben fontos az, hogy a beállított munkapont stabil legyen, azaz például ne legyen érzékeny a hőmérséklet változására. Az alábbiakban áttekintjük azokat a kapcsolástechnikai módszereket, amelyekkel növelni lehet a munkapont stabilitását.

### Diódás stabilizálás (bipoláris tranzisztor)

A bipoláris tranzisztorok és a félvezető diódák nyitófeszültségének a hőmérsékletfüggése lényegében azonos, mivel azt azonos fizikai állandók határozzák meg. Ezt a tényt fel lehet használni a bipoláris tranzisztorok munkapontjának stabilizálására. Az 5.14 ábrán megadtunk egy bipoláris tranzisztoros kapcsolást, amelyben félvezető diódákat használunk a tranzisztor munkapontjának a stabilizálására.



5.14 ábra. A bipoláris tranzisztor munkapontjának diódás stabilizálása.

Az tranzisztoros áramkör bázisosztójának alsó  $R_2$  ellenállásával sorba kapcsoltunk  $n$  számú félvezető diódát. Az áramkör vizsgálatánál feltételezzük, hogy a diódák és a tranzisztor nyitófeszültsége azonos (pontosabban a hőmérséklet függvényében azonosan változik), azaz feltételezzük, hogy a tranzisztor és a diódák hőmérséklete azonos. Ezt csak integrált áramköri lapkán lehet pontosan megvalósítani. Ha feltételezzük, hogy a diódákon  $nU_{BE0}$  feszültség mérhető és a diódák belső ellenállása az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokhoz képest elhanyagolható (az  $n$  darab diódát egyszerűen egy  $nU_{BE0}$  feszültségű feszültséggenerátorral helyettesítjük), akkor a bázisosztó ekvivalens Thevenin helyettesítő képeinek a generátorfeszültsége

$$U_t' = U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2} + nU_{BE0} \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

és a belső ellenállása



$$R_B = R_1 \times R_2.$$

Alkalmazva a bipoláris tranzisztorok munkapontbeállításának alapösszefüggését, miszerint

$$I_{E0} = \frac{U_t' - U_{BE0} + R_B I_{CB0}}{R_E + R_B(1 - A)},$$

és behelyettesítve az  $U_t'$  aktuális értékét az

$$I_{E0} = \frac{U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2} + n U_{BE0} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{BE0} + R_B I_{CB0}}{R_E + R_B(1 - A)}$$

kifejezést kapjuk, amiből látható, hogy a tranzisztor  $U_{BE0}$  bázis-emitter nyitófeszültségének a hőmérsékletfüggését a diódák kompenzálni tudják, mivel az

$$n U_{BE0} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{BE0} = 0$$

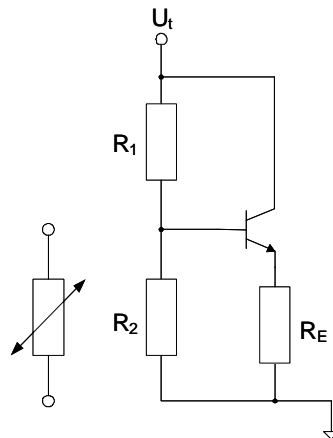
egyenlőség teljesülése esetén a munkaponti emitteráram nem függ az  $U_{BE0}$  nyitófeszültségtől. A kompenzáció feltétele tehát az

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

egyenlőség teljesülése. Természetesen a kapcsolat vizsgálata során az  $I_{CB0}$  és a  $B$  hőmérsékletfüggését elhanyagolhatónak tekintettük.

### Hőmérsékletfüggő ellenállás alkalmazása

A tranzisztorok nyitófeszültsége hőmérsékletfüggésének a hatását hőérzékeny ellenállások segítségével is kompenzálni lehet. Az 5.15 ábrán egy ilyen áramköri elrendezést mutatunk be.



5.15 ábra. Hőmérsékletfüggő ellenállás alkalmazása a munkapont stabilizálására.

Az áramkörben a bázisosztó mindkét ellenállása helyére hőmérsékletfüggő ellenállást tehetünk. Az ábrán az mutatjuk, hogy az  $R_2$  ellenállás helyére például egy hőmérsékletfüggő ellenállás, úgynevezett termisztor kerülhet, aminek a jelképét az ellenállás mellé rajzoltuk.

Ekkor a bázisosztó ekvivalens Thevenin helyettesítő képének a generátorfeszültsége az

$$U_t' = U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

a belső ellenállása pedig ismét

$$R_B = R_1 \times R_2.$$

Alkalmazva a bipoláris tranzisztorok munkapontbeállításának alapösszefüggését, miszerint

$$I_{E0} = \frac{U_t' - U_{BE0} + R_B I_{CB0}}{R_E + R_B(1 - A)},$$

és behelyettesítve az  $U_t'$  aktuális értékét az

$$I_{E0} = \frac{U_t \frac{R_2}{R_1+R_2} - U_{BE0} + R_B I_{CB0}}{R_E + R_B(1-A)}$$

egyenlethez jutunk. Tételezzük fel, hogy az  $I_{CB0}$  és a  $B$  hőmérsékletfüggése elhanyagolható. Ezért a munkaponti emitteráram hőmérsékletfüggését a

$$\frac{dI_{E0}}{dT} = \frac{\partial I_{E0}}{\partial U_t'} \frac{dU_t'}{dT} + \frac{\partial I_{E0}}{\partial U_{BE0}} \frac{dU_{BE0}}{dT}$$

egyenletből határozhatjuk meg. Mivel

$$\frac{dU_t'}{dT} = \frac{\partial U_t'}{\partial R_1} \frac{dR_1}{dT} + \frac{\partial U_t'}{\partial R_2} \frac{dR_2}{dT} = -\frac{R_2 U_t}{(R_1 + R_2)^2} \frac{dR_1}{dT} + \frac{R_1 U_t}{(R_1 + R_2)^2} \frac{dR_2}{dT},$$

a kompenzáció feltétele az, hogy

$$\frac{\partial I_{E0}}{\partial U_t'} \frac{dU_t'}{dT} + \frac{\partial I_{E0}}{\partial U_{BE0}} \frac{dU_{BE0}}{dT} = 0$$

legyen, ami esetünkben akkor állhat fenn, ha

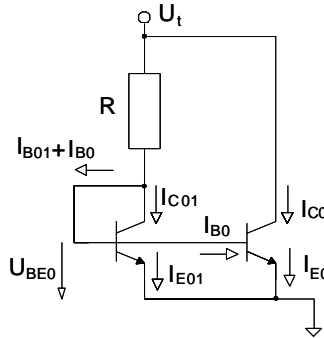
$$\frac{dU_t'}{dT} = \frac{dU_{BE0}}{dT} = -2 \frac{mV}{c^0},$$

vagyis, ha

$$\frac{dR_1}{dT} > 0, \quad \text{vagy} \quad \frac{dR_2}{dT} < 0.$$

## Az áramtükör alkalmazása a bipoláris tranzisztor munkapontjának stabilizálására

Integrált áramkörökön belül lehetőség van arra, hogy pontosan azonos tranzisztorokat állítsunk elő. Ezt használja ki az úgynevezett áramtükör, amely alkalmas a tranzisztorok munkapontjának a beállítására és a megfelelő stabilitás biztosítására is. Az áramköri elrendezés az 5.16 ábrán látható.



5.16 ábra. Az áramtükör felépítése és alkalmazása a bipoláris tranzisztor munkapontjának a beállítására.

Az áramkör két azonos rétegszerkezetű, azonos felépítésű és azonos hőmérsékletű tranzisztor és egy ellenállást tartalmaz. Az egyik tranzisztor bázisát és kollektorát összeköttöttük, így az diódként működik, és ezt a csomópontot összeköttöttük a másik tranzisztor bázisával. A diódán folyó áramot a telepre kötött  $R$  ellenállás határozza meg. Az áramtükör elnevezés abból származik, hogy a két tranzisztoron folyó áramok azonosak, mivel a tranzisztorok  $U_{BE0}$  feszültségei egyenlők és a tranzisztorok minden paramétere azonos. A kapcsolásban tehát a baloldali diódán beállított áramot mintegy "tükrözi" a jobboldali tranzisztorra.

Az áramtükörre a munkapontban az alábbi egyenletek érvényesek:

$$I_{C0} = I_{C01},$$

és

$$I_{E01} + I_{B0} = I_{E0} + I_{B0} = I_{E0} + (1-A)I_{E0} - I_{CB0} = \frac{U_t - U_{BE0}}{R},$$

mivel a tranzisztorokra érvényesek a korábban megismert

$$I_{C0} = AI_{E0} + I_{CB0}$$

$$I_{B0} = (1 - A)I_{E0} - I_{CB0}$$

egyenletek. Ebből a munkaponti emitteráramra az

$$I_{E0} = \frac{U_t - U_{BE0} + RI_{CB0}}{R + R(1 - A)}$$

érték adódik. A kifejezésből jól látható, hogy a kapcsolás úgy viselkedik, mintha az egy hagyományos munkapontbeállító áramkör lenne, amelyben a tranzisztornak van egy  $R$  értékű emitterellenállása és egy  $R$  értékű bázisellenállása is. Ennek megfelelően a munkaponti kollektoráramot az

$$I_{C0} = A \frac{U_t - U_{BE0} + RI_{CB0}}{R + R(1 - A)} + I_{CB0}$$

egyenletből kapjuk meg, és alkalmazva a munkapont stabilitásával kapcsolatos számítási módszert, ahol az  $U_{BE0}$  munkaponti bázis-emitter feszültséget az

$$U_{BE0} = U_{ny} + I_{E0}r_d$$

kifejezéssel helyettesítjük, a munkaponti kollektoráram az

$$I_{C0} = A \frac{U_t - U_{ny} + RI_{CB0}}{r_d + R + R(1 - A)} + I_{CB0}$$

egyenlet alapján számítható. Ebből az áramkör munkapontjának érzékenységi vagy stabilitási paramétereire rendre az alábbi értékeket kapjuk:

$$S_u = \frac{\partial I_{C0}}{\partial U_{ny}} = -\frac{A}{r_d + R + R(1 - A)},$$

$$S_i = \frac{\partial I_{C0}}{\partial I_{CB0}} = 1 + A \frac{R}{r_d + R + R(1 - A)},$$

$$S_B = \frac{\partial I_{C0}}{\partial B} = \frac{I_{C0} - I_{CB0}}{B(1 + B)} S_i,$$

és ha  $R$  minden határon túl nő, akkor a stabilitási tényezők az

$$S_u = \frac{\partial I_{C0}}{\partial U_{ny}} = 0,$$

$$S_i = \frac{\partial I_{C0}}{\partial I_{CB0}} = \frac{2}{2 - A},$$

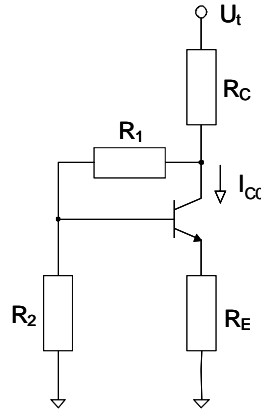
$$S_B = \frac{\partial I_{C0}}{\partial B} = \frac{I_{C0} - I_{CB0}}{B(1 + B)} \frac{2}{2 - A}$$

értékekhez tartanak.

Megállapítható, hogy áramtükörrel a tranzisztor munkapontját úgy lehet stabilan beállítani, hogy nincsen szükség emitterellenállásra. Ez növeli a tranzisztor kivezérelhetőségét. Emellett ez a megoldás a munkapontbeállítás feladatát függetlenné teszi az áramkörrel kapcsolatos egyéb feladatoktól (vezérlés, csatolás). Nem véletlen, hogy az áramtükör a korszerű analóg integrált áramkörök kedvelt kapcsolástechnikai megoldása, amit bipoláris és növekményes MOS áramkörökben egyaránt alkalmazni lehet. Továbbá fontos azt is elmondani, hogy az áramtükör nem csak munkapontbeállításra használható, hanem alkalmas általában arra, hogy segítségével bármilyen áramértéket (ez lehet a bemeneti vezérléstől függő váltakozó áram is) tükrözzünk.

### Stabilizálás visszacsatolással

A tranzisztor munkaponti áramát stabilizálni lehet oly módon is, hogy az 5.17 ábra kapcsolási elrendezése szerint a bázisosztón keresztül jelet juttatunk vissza a kollektorból a bázisba.



5.17 ábra. A munkapont stabilizálása visszacsatolással.

Ez a visszacsatolás nyilvánvalóan stabilizálni képes a munkaponti áramot, mivel a kollektoráram növekedése esetén a kollektoron mérhető feszültség csökken, ami a visszacsatoláson keresztül csökkenti a bázisra jutó feszültséget, ez pedig a tranzisztort záró irányban vezérli. A két hatás egyensúlyi állapotban biztosítja azt, hogy a munkapont például a hőmérséklet változása esetén a visszacsatolás nélküli esethez viszonyítva kisebb mértékben változzon.

A bázisosztó Thevenin-ekvivalensének kiszámításakor figyelembe kell venni, hogy a három ellenállásból ( $R_1, R_2, R_C$ ) álló kapcsolást az  $U_t$  telepfeszültség és az  $I_{C0}$  kollektoráram is vezérli. A bázisra értelmezett Thevenin-ekvivalens generátorfeszültsége az

$$U_t' = (U_t - I_{C0}R_C) \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} = (U_t - (AI_{E0} + I_{CB0})R_C) \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C},$$

a belső ellenállása pedig az

$$R_B = (R_1 + R_C) \times R_2$$

egyenletből határozható meg. Ezt felhasználva a tranzisztor munkaponti emitteráramára az

$$I_{E0} = \frac{U_t' - U_{BE0} + R_B I_{CB0}}{R_E + R_B(1 - A)},$$

kifejezést kapjuk, és behelyettesítve az  $U_t'$  aktuális értékét az

$$I_{E0} = \frac{(U_t - (AI_{E0} + I_{CB0})R_C) \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} - U_{BE0} + R_B I_{CB0}}{R_E + R_B(1 - A)}$$

összefüggéshez jutunk. Az implicit egyenlet átalakítása után az  $I_{E0}$ -ra az

$$I_{E0} = \frac{U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} - U_{BE0} - I_{CB0}R_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_B I_{CB0}}{AR_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_E + R_B(1 - A)},$$

illetve az

$$I_{E0} = \frac{U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} - U_{ny} - I_{CB0}R_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_B I_{CB0}}{r_d + AR_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_E + R_B(1 - A)}$$

érték adódik. Ebből a tranzisztor munkaponti kollektoráramára az

$$I_{C0} = A \frac{U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} - U_{ny} - I_{CB0}R_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_B I_{CB0}}{r_d + AR_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_E + R_B(1 - A)} + I_{CB0}$$

kifejezést kapjuk. Ennek alapján az áramkör munkapontjának stabilitási tényezőire rendre az alábbi értékeket adódnak:

$$S_u = \frac{\partial I_{C0}}{\partial U_{ny}} = - \frac{A}{r_d + AR_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_E + R_B(1 - A)},$$

$$S_i = \frac{\partial I_{C0}}{\partial I_{CB0}} = 1 + A \frac{R_B - R_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C}}{r_d + AR_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} + R_E + R_B(1 - A)},$$

$$S_B = \frac{\partial I_{C0}}{\partial B} = \frac{I_{C0} - I_{CB0}}{B(1 + B)} S_i.$$

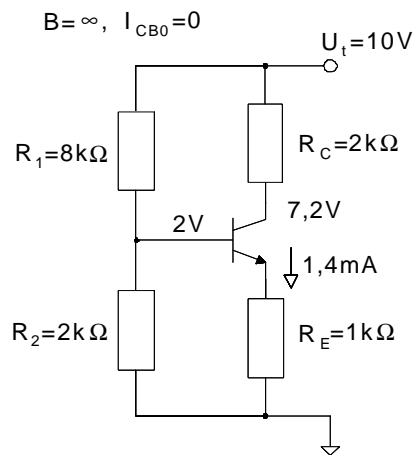
Megállapítható, hogy a visszacsatolás hatására az áramkör "effektív emitterellenállása"  $R_{Eeff}$  értékről

$$R_{Eeff} = R_E + AR_C \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C}$$

nő, ami valóban növeli a munkapont stabilitását.

A hatás illusztrálására hasonlítsuk össze egy hagyományos és egy visszacsatolással működő munkapontbeállító áramkör stabilitási adatait. A két áramkört úgy alakítottuk ki, hogy a tranzisztorok munkaponti áramadatai azonosak legyenek.

**Első példa: egy hagyományos munkapontbeállító kapcsolás (lásd az 5.18 ábrát)**



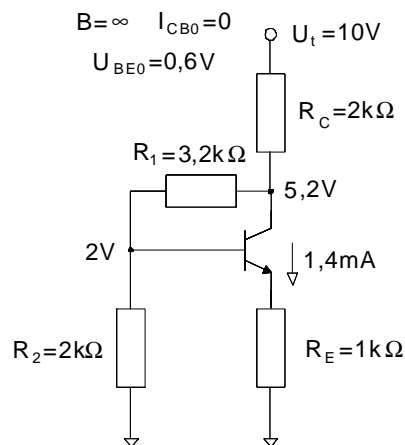
5.18 ábra. Példa egy hagyományos munkapontbeállító kapcsolással.

Az áramkörben a feszültségstabilitási tényező értéke

$$S_u = -\frac{1}{r_d + R_E + (1 - A)R_B} \approx \frac{1}{R_E} = -1mS,$$

így  $\Delta T = 20C^0$  esetén a kollektoráram megváltozása  $\Delta I_{C0} = 20\mu A$ .

**Második példa: munkapontbeállítás visszacsatolással a kollektorból (lásd az 5.19 ábrát)**



5.19 ábra. Munkapontbeállító áramkör visszacsatolással.

Az áramkörben a feszültségstabilitási tényező értéke

$$S_u = -\frac{1}{r_d + R_E + R_C \frac{R_2}{R_1+R_2+R_C} + (1-A)R_B} \approx \frac{1}{R_E + R_C \frac{R_2}{R_1+R_2+R_C}} = -0,643mS,$$

ezért  $\Delta T = 20C^0$  esetén a kollektoráram megváltozása  $\Delta I_{C0} = 12,8\mu A$ .

A példák azt igazolják, hogy a visszacsatolás növeli a munkapont stabilitását, bár abban a két esetben a javulás mértéke viszonylag kicsi. Meg kell jegyezni azonban, hogy visszacsatolás alkalmazásával az emitterellenállás akár el is hagyható, mivel ilyenkor a feszültségstabilitási tényező a visszacsatolás nélküli nagy

$$S_u = -\frac{1}{r_d}$$

érték helyett az

$$S_u = -\frac{1}{r_d + R_C \frac{R_2}{R_1+R_2+R_C}}$$

lényegesen kisebb értékű marad.

## Az áramkörök kisjelű paramétereinek a vizsgálata (frekvencia független analízis)

A kisjelű paraméterek az áramkörök viselkedését a munkapont kis környezetében írják le, tehát arra adnak választ, hogy miként viselkedik az áramkör akkor, ha a munkapont beállítása után valamilyen forrásból kis szintű jellel vezéreljük az eszközt, illetve az áramkört. A kisjelű paraméterek vizsgálata során az alábbi fontos szempontokat kell figyelembe venni:

- Kisjelű analízis esetén az aktív eszközöket csak a munkapont kis környezetében kell jellemezni, elegendő tehát a nemlineáris karakterisztikák munkaponti Taylor-sorának a lineáris tagját figyelembe venni.
- Ebből az következik, hogy a kisjelű paraméterek vizsgálatánál lineáris hálózatokkal kell foglalkozni, tehát használható minden olyan eljárás, amely a lineáris rendszerek leírására alkalmas (szuperpozíció tétel, lineáris rendszerek dinamikus leírási módszerei, stb.).
- Kisjelű vizsgálatoknál a nemlineáris eszközök általános modelljei helyett az aktív eszközök kisjelű helyettesítő képeit kell használni. Ebből az következik, hogy a munkaponti adatok csak a kisjelű lineáris modellben szereplő elemek értékeit befolyásolják, tehát helyettesítő áramkör paramétereit határozzák meg.
- Mivel a különböző vezérelhető eszközök kisjelű helyettesítő képei - lényegét tekintve - igen hasonlítanak egymáshoz (lásd a félvezető eszközökkel foglalkozó fejezeteket), a kisjelű vizsgálat módszerei az aktuális eszköz típusától (bipoláris tranzisztor, JFET, MOS FET) alig függenek, sőt a különböző eszközökkel felépített alkapcsolások legfontosabb jellemzői is megfelleltethetők egymásnak.

A fejezet célja tehát a tranzisztoros alkapcsolások részletes elemzése és a különböző kapcsolások kisjelű jellemzőinek a meghatározása.

## Az alkapcsolások kisjelű tulajdonságai

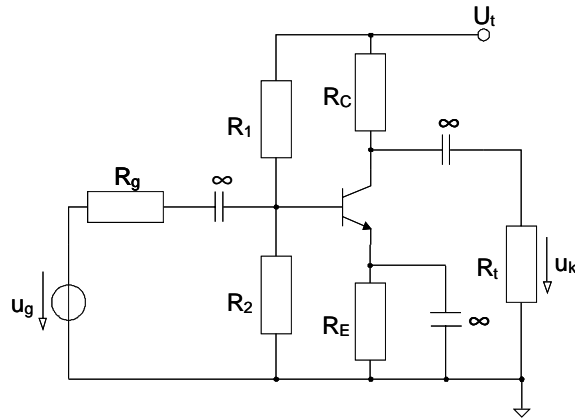
A korábbi fejezetekben már említettük, hogy a vezérelhető félvezető eszközökkel lényegében három alkapcsolást tudunk kialakítani. Az eszközöknek ugyan három elektródájuk van: két nagyáramú (kollektor és emitter, drain és source), és egy kisáramú (bázis, gate), ezért elvileg hatféle alkapcsolást lehetne belőlük kialakítani, mivel az alkapcsolásoknak egy bemenetre, egy kimenetre és egy közös (földelt) elektródára van szükségük. Mindez úgy képzelhető el, hogy először kiválasztjuk a bemeneti elektródát (ez elvileg háromféle lehet), majd választunk hozzá egy kimenetet (ami kétféle lehet), így összesen hatféle alkapcsolást lehetne kialakítani. Tudjuk azonban, hogy a tranzisztor csak a bázis-emitter (gate-source) átmeneten vezérelhető, így bemenetnek csak a bázist vagy az emittert (gate-et vagy a source-ot) választhatjuk, emellett az is igaz, hogy a bázis (gate) nem lehet kimenet, mivel azon nem vagy alig folyik áram. Ily módon csak

három alapkapcsolás létezik, a földelt emitteres (source-os), a földelt bázisú (gate-es) és a földelt kollektoros (drain-es) elrendezés. A következőkben ennek a három alapkapcsolásnak a kisjelű tulajdonságaival ismerkedünk meg. Példáinkban ismét bipoláris n-p-n tranzisztorokat használunk.

## Az alapkapcsolások elemi tulajdonságai

### A földelt emitteres fokozat kisjelű analízise

A földelt emitteres fokozat egytelepes áramköri elrendezése a 6.1 ábrán látható.



6.1 ábra. A földelt emitteres fokozat egytelepes áramköri elrendezése.

A fokozatra az a jellemző, hogy a generátorból származó vezérlés a tranzisztor bázisára érkezik, a fokozat terhelése pedig a tranzisztor kollektorához kapcsolódik. A kapcsolás bemenete tehát a bázis, kimenete a kollektor, az emitter pedig földpotenciálon van. Éppen ezért ezt a fokozatot földelt emitteres vagy közös emitteres fokozatnak nevezzük.

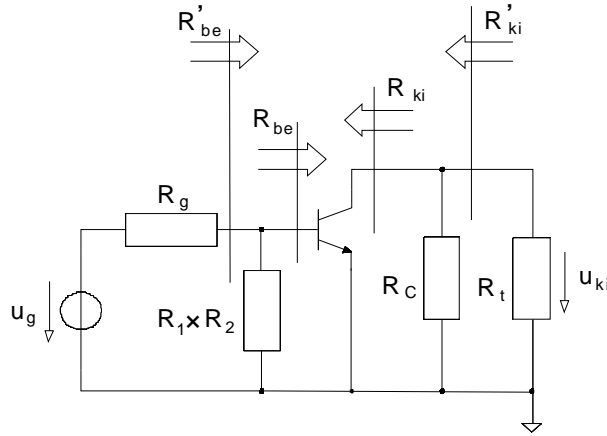
A fokozat munkapontját a megszokott áramköri elrendezéssel állítottuk be (bázisosztó, emitterellenállás). A generátort és a terhelőellenállást az egyszerűség kedvéért kapacitíven csatoltuk a kapcsoláshoz, hogy a munkapont beállítását ezek az elemek ne befolyásolják. Ki kell hangsúlyozni, hogy a kapacitív csatolást csak illusztratív céllal alkalmazzuk, a valóságos áramkörökben többféle módszer van arra, hogy ilyen célra kapacitásokat ne kelljen használni. Az emitter földelését is külön kapacitással oldottuk meg. Ráadásul a kapacitások értékét az elrendezésben végtelenre választottuk, ami nyilvánvalóan irreális. Hangsúlyozzuk azonban, hogy - a kivezérelhetőség vizsgálatához hasonlóan - a kapacitás végtelen értéke csak arra utal, hogy ez az elem a munkaponti egyenfeszültségek és egyenáramok szempontjából szakadással, a vezérlés hatására létrejövő bármilyen jelváltozás szempontjából pedig rövidzárral helyettesíthető. Mindez azt jelenti, hogy a kondenzátorok - formális - alkalmazása lehetővé teszi, hogy a kapcsolás munkapontbeállítását és a kisjelű vezérlést függetlenné tudjuk tenni egymástól.

A kapcsolás kisjelű analízise érdekében vezessük be az úgynevezett váltóáramú helyettesítő kép fogalmát, ami a rendszer kisjelű viselkedésére jellemző. A váltóáramú helyettesítő képet az alábbi szabályok segítségével tudjuk előállítani:

- A telepfeszültségek helyére kapcsoljunk rövidzárát, a telep ugyanis állandó feszültséget állít elő, így a rajta lévő feszültségváltozás biztosan nulla értékű. Hasonló módon a kapcsolásban lévő független egyenáramú áramgenerátorok helyére tegyünk szakadást, mivel azok állandó áramot állítanak elő, így a rajtuk lévő áramváltozás biztosan nulla értékű.
- A kapcsolásban a végtelen értékű kondenzátorok helyére tegyünk rövidzárát, hiszen a végtelen kondenzátor impedanciája minden véges frekvencián nulla értékű. A végtelen kondenzátort úgy is elképzelhetjük, hogy azon állandó feszültség van, tehát gondolatban egy állandó feszültségű teleppel is helyettesíthető, amin a feszültségváltozás biztosan nulla értékű. Hasonló módon a kapcsolásban minden végtelen értékű induktivitás helyére tegyünk szakadást, hiszen a végtelen induktivitás impedanciája minden véges frekvencián végtelen értékű. A végtelen induktivitást úgy is elképzelhetjük, hogy azon állandó áram folyik, tehát gondolatban egy állandó áramú áramgenerátorral is helyettesíthető, amin az áramváltozás biztosan nulla értékű.

- A tranzisztorok jelképét tartsuk meg a váltóáramú helyettesítő képben, de gondolatban ide ne a fizikailag létező tranzisztort képzeljük, hanem a tranzisztor kisjelű modelljét, hiszen a valóságos tranzisztor ebben az elrendezésben - például telepek nélkül - már nyilvánvalóan nem tudna működni.

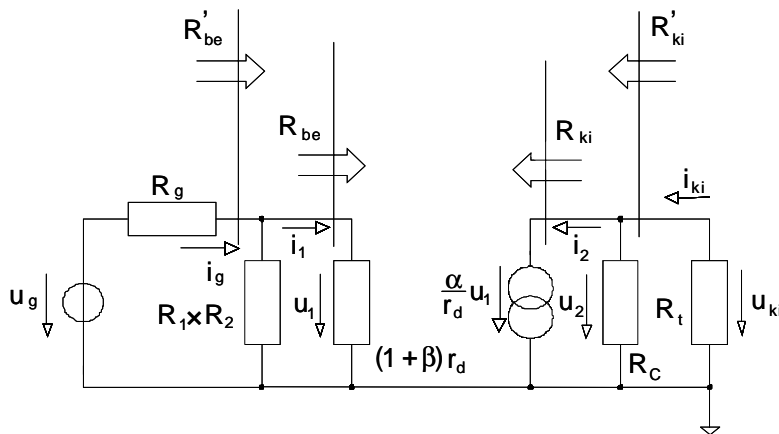
A 6.1 ábrán bemutatott földelt emitteres fokozat váltóáramú helyettesítő képe a 6.2 ábrán látható.



6.2 ábra. A földelt emitteres fokozat váltóáramú helyettesítő képe.

A váltóáramú helyettesítő képen bejelöltük az alapkapsolás és a fokozat bemeneti és kimeneti pontjait, és az alapkapsolás bemeneti és kimeneti ellenállását  $R_{be}$  és  $R_{ki}$ , a fokozat bemeneti és kimeneti ellenállását pedig  $R'_{be}$  és  $R'_{ki}$  értékkel jelöltük.

A váltóáramú helyettesítő képből a fokozat kisjelű helyettesítő képét úgy tudjuk előállítani, hogy a váltóáramú helyettesítő képben szereplő tranzisztorszimbólum helyére betesszük a tranzisztor munkaponti kisjelű modelljét. A földelt emitteres fokozat kisjelű helyettesítő képe a 6.3 ábrán látható.



6.3 ábra. A földelt emitteres fokozat kisjelű helyettesítő képe.

A helyettesítéskor a bipoláris tranzisztor elemi fizikai  $\Pi$ -modelljét használtuk fel. A fokozat tulajdonságait a kisjelű helyettesítő kép analízisével lehet meghatározni. A kisjelű helyettesítő kép egy egyszerű lineáris hálózat, amely bármilyen hálózatanalízis módszer segítségével elemezhető.

A kapcsolás kimeneti feszültségét a kollektor oldali vezérelt áramgenerátor árama hozza létre az  $R_t$  és  $R_c$  ellenállások párhuzamos eredőjén, ezért az alapkapsolás feszültségérésére az

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-\frac{\alpha u_1}{r_d} (R_c \times R_t)}{u_1} = -\alpha \frac{R_c \times R_t}{r_d},$$

az alapkapsolás áramerősítésére az



$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{\frac{\alpha u_1}{r_d}}{\frac{u_1}{(1+\beta)r_d}} = \alpha(1+\beta) = \beta,$$

kifejezést kapjuk, mivel ez a kollektoráram és a bázisáram hányadosa. Az alapkapsolás bemeneti ellenállása

$$R_{be} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1}{\frac{u_1}{(1+\beta)r_d}} = (1+\beta)r_d,$$

és az alapkapsolás kimeneti ellenállása

$$R_{ki} = \infty.$$

A feszültségerősítés és áramerősítés szorzatának az abszolút értéke definíciószerűen az alapkapsolás  $G$  teljesítményerősítése, ami esetünkben a

$$G = |A_u A_i| = \left| \frac{u_2}{u_1} \frac{i_2}{i_1} \right| = \alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d} \beta$$

kifejezéssel adható meg.

Ugyanezeket a paramétereket a teljes fokozatra is ki tudjuk számolni, azaz meg tudjuk adni a fokozat feszültségerősítését:

$$A_u' = \frac{u_{ki}}{u_1} = \frac{u_2}{u_1} = A_u = -\alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d},$$

áramerősítését:

$$A_i' = \frac{i_{ki}}{i_g} = \frac{i_{ki}}{i_2} \frac{i_2}{i_1} \frac{i_1}{i_g} = \frac{R_C}{R_C + R_t} \beta \frac{R_1 \times R_2}{(1+\beta)r_d + (R_1 \times R_2)},$$

mivel

$$\frac{i_{ki}}{i_2} = \frac{R_C}{R_C + R_t},$$

és

$$\frac{i_1}{i_g} = \frac{R_1 \times R_2}{(1+\beta)r_d + (R_1 \times R_2)}$$

a kimeneti és bemeneti áramosztó áramosztási tényezője.

A fokozat bemeneti ellenállását az

$$R_{be}' = \frac{u_1}{i_g} = ((1+\beta)r_d) \times (R_1 \times R_2),$$

kimeneti ellenállását az

$$R_{ki}' = R_C,$$

és teljesítményerősítését a

$$G' = |A_u' A_i'| = \left| \frac{u_{ki}}{u_1} \frac{i_{ki}}{i_1} \right|.$$

kifejezéssel számolhatjuk.

A fokozat teljes erősítése a generátor belső feszültségétől a kimenetig az

$$A_{ug} = \frac{u_{ki}}{u_g} = A_u \frac{R_{be}'}{R_g + R_{be}'} = -\alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d} \frac{R_{be}'}{R_g + R_{be}'}$$

kifejezés segítségével határozható meg, mivel a generátor feszültsége először leosztódik a fokozat bemeneti ellenállása és a generátorellenállás között, majd az így létrejött  $u_1$  feszültséget a fokozat  $A_u$  erősítéssel juttatja el a kimenetre.

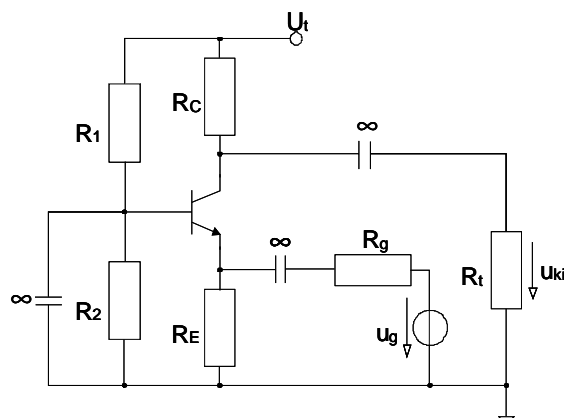
Összefoglalva a földelt emitteres alapkapsolás tulajdonságai a következők:

- Az alapkapsolás fázist fordít (a feszültségerősítés előjele negatív),
- A feszültségerősítése nagy,
- Az áramerősítése nagy,
- A bemeneti ellenállása közepes értékű,

- A kimeneti ellenállása végtelen.

### A földelt bázisú fokozat kisjelű analízise

A földelt bázisú fokozat egytelepes áramköri elrendezése a 6.4 ábrán látható.



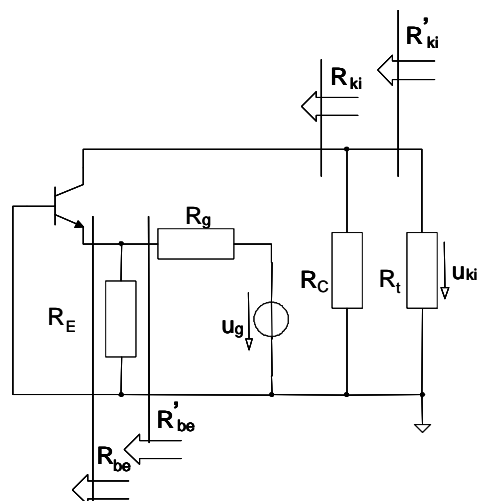
6.4 ábra. A földelt bázisú fokozat egytelepes áramköri elrendezése.

A fokozatra az a jellemző, hogy a generátorból származó vezérlés a tranzisztor emitterére érkezik, a fokozat terhelése pedig a tranzisztor kollektorához kapcsolódik. A kapcsolás bemenete tehát az emitter, kimenete a kollektor, a bázis pedig földpotenciálon van. Éppen ezért ezt a fokozatot földelt bázisú vagy közös bázisú fokozatnak nevezzük.

A fokozat munkapontját most is a megszokott áramköri elrendezéssel állítottuk be (bázisosztó, emitterellenállás). A generátort és a terhelőellenállást az egyszerűség kedvéért kapacitíven csatoltuk a kapcsoláshoz, hogy a munkapont beállítását ezek az elemek ne befolyásolják. Ki kell hangsúlyozni, hogy a kapacitív csatolást csak illusztratív céllal alkalmazzuk, a valóságos áramkörökben többféle módszer van arra, hogy ilyen célra kapacitásokat ne kelljen használni. A bázis földelését itt is külön kapacitással oldottuk meg.

A kapcsolás kisjelű analízise érdekében használjuk a földelt emitteres fokozat analízisének alkalmazott módszert, állítsuk elő a fokozat váltóáramú helyettesítő képét, és abból hozzuk létre az áramkör kisjelű helyettesítő modelljét.

A 6.4 ábrán bemutatott földelt bázisú fokozat váltóáramú helyettesítő képe a 6.5 ábrán látható.

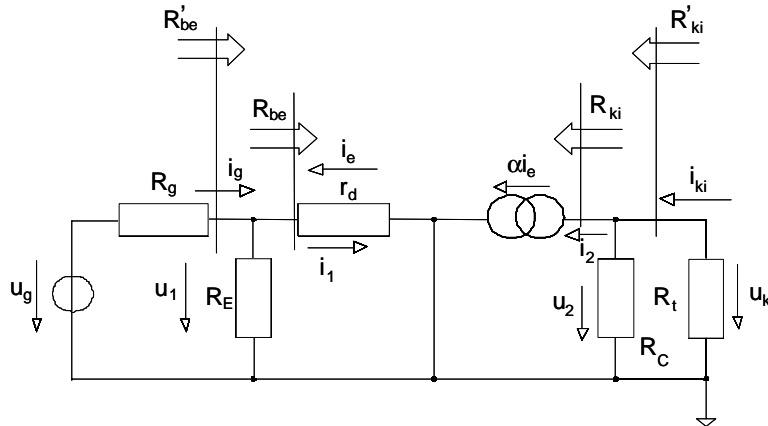


6.5 ábra. A földelt bázisú fokozat váltóáramú helyettesítő képe.

A váltóáramú helyettesítő képen ismét bejelöltük az alapkapsolás és a fokozat bemeneti és kimeneti pontjait, és az alapkapsolás bemeneti és kimeneti ellenállását  $R_{be}$  és  $R_{ki}$ , a fokozat bemeneti és kimeneti ellenállását pedig  $R'_{be}$  és  $R'_{ki}$  értékkel jelöltük.

A váltóáramú helyettesítő képből a fokozat kisjelű helyettesítő képét úgy tudjuk előállítani, hogy a váltóáramú helyettesítő képből szereplő tranzisztorszimbólum helyére betesszük a

tranzisztor munkaponti kisjelű modelljét. A földelt bázisú fokozat kisjelű helyettesítő képe a 6.6 ábrán látható.



6.6 ábra. A földelt bázisú fokozat kisjelű helyettesítő képe.

A helyettesítéskor a bipoláris tranzisztor elemi fizikai T-modelljét használtuk fel. A fokozat tulajdonságait ismét a kisjelű helyettesítő kép analízisével lehet meghatározni.

A kapcsolás kimeneti feszültségét a kollektor oldali vezérelt áramgenerátor árama hozza létre az  $R_t$  és  $R_C$  ellenállások párhuzamos eredőjén, ezért az alkapcsolás feszültségerősítése

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = \frac{-\alpha i_e (R_C \times R_t)}{-i_e r_d} = \alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d},$$

az alkapcsolás áramerősítése

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{\alpha i_e}{-i_e} = -\alpha,$$

mivel ez a kollektoráram és az emitteráram hányadosa.

Az alkapcsolás bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{-i_e r_d}{-i_e} = r_d,$$

az alkapcsolás kimeneti ellenállása:

$$R_{ki} = \infty.$$

A feszültségerősítés és áramerősítés szorzatának az abszolút értéke definíciószerűen az alkapcsolás  $G$  teljesítményerősítése, ami esetünkben a

$$G = |A_u A_i| = \left| \frac{u_2}{u_1} \frac{i_2}{i_1} \right| = \alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d} \alpha$$

kifejezéssel határozható meg.

Ugyanezeket a paramétereket a teljes fokozatra is ki tudjuk számolni, azaz meg tudjuk adni a fokozat feszültségerősítését:

$$A'_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = \frac{u_2}{u_1} = A_u = \alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d},$$

áramerősítését:

$$A'_i = \frac{i_{ki}}{i_g} = \frac{i_{ki}}{i_2} \frac{i_2}{i_1} \frac{i_1}{i_g} = -\frac{R_C}{R_C + R_t} \alpha \frac{R_E}{r_d + R_E},$$

mivel

$$\frac{i_{ki}}{i_2} = \frac{R_C}{R_C + R_t},$$

és

$$\frac{i_1}{i_g} = \frac{R_E}{r_d + R_E}$$

a kimeneti és bemeneti áramosztó áramosztási tényezője.

A fokozat bemeneti ellenállását az

$$R'_{be} = \frac{u_1}{i_g} = r_d \times R_E,$$

kimeneti ellenállását az

$$R'_{ki} = R_C,$$

és teljesítményerősítését a

$$G' = |A'_u A'_i| = \left| \frac{u_{ki}}{u_1} \frac{i_{ki}}{i_1} \right|$$

kifejezések adják meg.

A fokozat teljes erősítése a generátor belső feszültségétől a kimenetig az

$$A_{ug} = \frac{u_{ki}}{u_g} = A_u \frac{R'_{be}}{R_g + R'_{be}} = \alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d} \frac{R'_{be}}{R_g + R'_{be}}$$

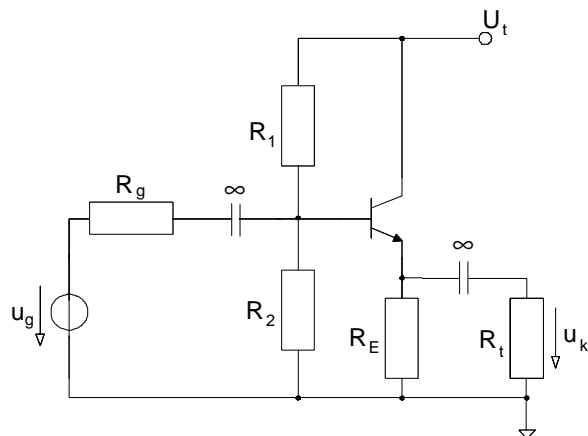
kifejezés segítségével határozható meg, mivel a generátor feszültsége először leosztódik a fokozat bemeneti ellenállása és a generátorellenállás között, majd az így létrejött  $u_1$  feszültséget a fokozat  $A_u$  erősítéssel juttatja el a kimenetre.

Összefoglalva a földelt bázisú alapkapsolás tulajdonságai a következők:

- Az alapkapsolás nem fordít fázist (a feszültségerősítés előjele pozitív),
- A feszültségerősítése nagy,
- Az áramerősítése közel egységnyi,
- A bemeneti ellenállása kicsi,
- A kimeneti ellenállása végtelen.

#### A földelt kollektoros fokozat kisjelű analízise

A földelt kollektoros fokozat egytelepes áramköri elrendezése a 6.7 ábrán látható.



6.7 ábra. A földelt kollektoros fokozat egytelepes áramköri elrendezése.

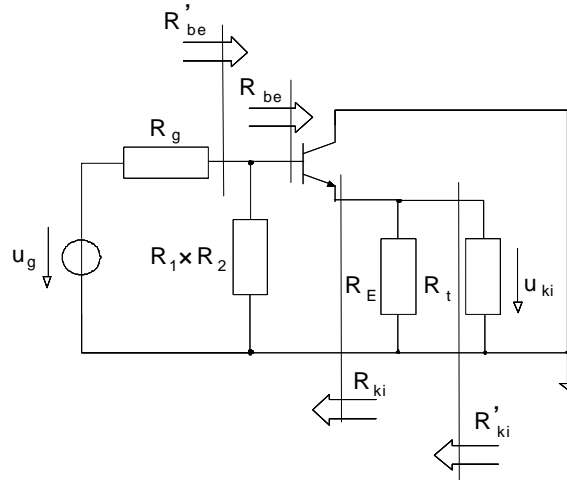
A fokozatra az a jellemző, hogy a generátorból származó vezérlés a tranzisztor bázisára érkezik, a fokozat terhelése pedig a tranzisztor emitteréhez kapcsolódik. A kapcsolat bemenete tehát a bázis, kimenete az emitter, a kollektor pedig földpotenciálon (telepen) van. Éppen ezért ezt a fokozatot földelt kollektoros vagy közös kollektoros fokozatnak nevezzük.

A fokozat munkapontját most is a megszokott áramköri elrendezéssel állítottuk be (bázisosztó, emitterellenállás). A generátort és a terhelőellenállást az egyszerűség kedvéért ismét kapacitíven csatoltuk a kapcsoláshoz, hogy a munkapont beállítását ezek az elemek ne befolyásolják. Újra ki kell hangsúlyozni, hogy a kapacitív csatolást csak illusztratív céllal alkalmazzuk, a valóságos áramkörökben többféle módszer van arra, hogy ilyen célra kapacitásokat ne kelljen használni. A kollektor váltóáramú földelését úgy oldottuk meg, hogy a kollektort a telepfeszültségre kötöttük.

A kapcsolat kisjelű analízise érdekében használjuk a korábbi két fokozat analízisének alkalmazott módszert, állítsuk elő a fokozat váltóáramú helyettesítő képét, és abból hozzuk létre az

áramkör kisjelű helyettesítő modelljét.

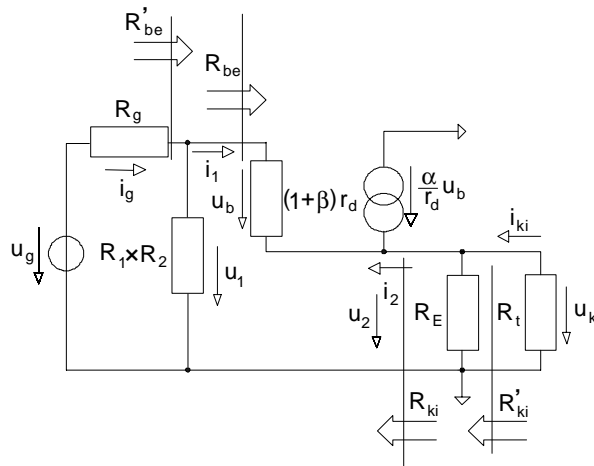
A 6.7 ábrán bemutatott földelt kollektoros fokozat váltóáramú helyettesítő képe a 6.8 ábrán látható.



6.8 ábra. A földelt kollektoros fokozat váltóáramú helyettesítő képe.

A váltóáramú helyettesítő képen ismét bejelöltük az alapkapsolás és a fokozat bemeneti és kimeneti pontjait, és az alapkapsolás bemeneti és kimeneti ellenállását  $R_{be}$  és  $R_{ki}$ , a fokozat bemeneti és kimeneti ellenállását pedig  $R'_{be}$  és  $R'_{ki}$  értékkel jelöltük.

A váltóáramú helyettesítő képből a fokozat kisjelű helyettesítő képét ismét úgy tudjuk előállítani, hogy a váltóáramú helyettesítő képben szereplő tranzisztorszimbólum helyére betesszük a tranzistor munkaponti kisjelű modelljét. A földelt kollektoros fokozat kisjelű helyettesítő képe a 6.9 ábrán látható.



6.9 ábra. A földelt kollektoros fokozat kisjelű helyettesítő képe a  $\Pi$ -modell felhasználásával.

A helyettesítéskor a bipoláris tranzisztor elemi fizikai  $\Pi$ -modelljét használtuk fel. A fokozat tulajdonságait a kisjelű helyettesítő kép analízisével lehet meghatározni.

A kapsolás kimeneti feszültségét a kollektor oldali vezérelt áramgenerátor és az emitter és bázis közti helyettesítő ellenállás árama hozza létre az  $R_t$  és  $R_E$  ellenállások párhuzamos eredőjén, ezért az alapkapsolás feszültségerősítése az

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = \frac{\left( \frac{u_b}{(1+\beta)r_d} + \frac{\alpha u_b}{r_d} \right) (R_E \times R_t)}{u_b + \left( \frac{u_b}{(1+\beta)r_d} + \frac{\alpha u_b}{r_d} \right) (R_E \times R_t)} = \frac{\left( \frac{1}{(1+\beta)} + \alpha \right) \frac{R_E \times R_t}{r_d}}{1 + \left( \frac{1}{(1+\beta)} + \alpha \right) \frac{R_E \times R_t}{r_d}} = \frac{R_E \times R_t}{r_d + (R_E \times R_t)},$$

kifejezésből számolható, mivel

$$\frac{1}{(1+\beta)} + \alpha = 1.$$

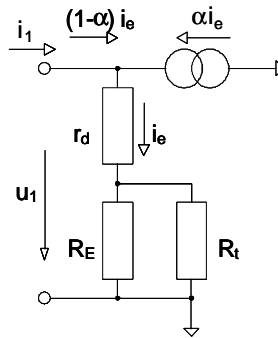
Ha  $r_d \ll (R_E \times R_t)$ , akkor a fokozat feszültségerősítése közel egységnyi, ezért a fokozatot emitterkövetőnek is nevezik, mivel a bázisra adott feszültség az emitterben is megjelenik, azaz az emitter feszültsége "követi" a bázis feszültségét. Az alapkapcsolás áramerősítése az

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{-\left(\frac{u_b}{(1+\beta)r_d} + \frac{\alpha u_b}{r_d}\right)}{\frac{u_b}{(1+\beta)r_d}} = \frac{-\left(\frac{1}{(1+\beta)} + \alpha\right)}{\frac{1}{(1+\beta)}} = -(1 + \beta),$$

egyenlőséggel adható meg, mivel ez az emitteráram és a bázisáram hányadosa. Az alapkapcsolás bemeneti ellenállása

$$R_{be} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_b + \left(\frac{u_b}{(1+\beta)r_d} + \frac{\alpha u_b}{r_d}\right)(R_E \times R_t)}{\frac{u_b}{(1+\beta)r_d}} = (1 + \beta)(r_d + (R_E \times R_t)).$$

A bemeneti ellenállást számítsuk ki másféleképpen is. Rajzoljuk fel a kapcsolás kiszelű modelljét azzal a változtatással, hogy most a tranzisztor elemi fizikai T-modelljét használjuk fel az áramkör kiszelű modelljében (lásd a 6.10 ábrát).



6.10 ábra. A földelt kollektoros fokozat kiszelű helyettesítő képe a T-modell felhasználásával.

Itt a bemeneti ellenállás számítása egyszerű, hiszen a bemeneti ellenállás definíciószerűen

$$R_{be} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{i_e(r_d + (R_E \times R_t))}{(1 - \alpha)i_e} = (1 + \beta)(r_d + (R_E \times R_t)),$$

mivel

$$\frac{1}{(1 - \alpha)} = (1 + \beta).$$

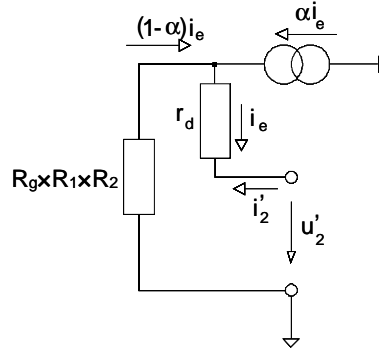
Foglalkozzunk ezután a kimeneti ellenállás számításával. Mielőtt ennek a feladatnak neki kezdenénk, érdemes visszaidézni a kimeneti ellenállás definícióját. Egy fokozat kimeneti ellenállása a fokozat kimenetre vonatkozó Thevenin- vagy Norton-ekvivalensének a belső ellenállása, azaz annak az ekvivalens generátornak a belső ellenállása, amivel a fokozat a terhelést meghajtja. Ennek alapján a kimeneti ellenállást kétféleképpen lehet meghatározni:

- A kimeneti ellenállást a fokozat üresjárási (terhelés nélküli) feszültségének és rövidzárási áramának a hányadosa alapján számíthatjuk. Ez annyit jelent, hogy a fokozat kimeneti ellenállását úgy lehet meghatározni, hogy a bemeneti vezérlést állandó értéken tartva, először a fokozat kimenetére szakadást teszünk, és meghatározzuk a szakadáson mérhető feszültséget, majd a fokozat kimenetét rövidre zárjuk, és kiszámítjuk a rövidzáron folyó áramot. E két mennyiség hányadosa a fokozat kimeneti ellenállását adja.
- A kimeneti ellenállást úgy is meg lehet határozni, hogy először a fokozat vezérlését megszüntetjük, azaz a független vezérlő feszültséggenerátorok helyére rövidzárát, a független vezérlő áramgenerátorok helyére szakadást teszünk, majd a fokozat kimenetét például feszültséggenerátorral vezéreljük, és meghatározzuk a feszültség hatására a kimeneten folyó áramot. A fokozat kimeneti ellenállása ennek a két mennyiségnek a hányadosa.

A kimeneti ellenállás meghatározására mindkét módszer felhasználható, de az első esetben az áramkör két konfigurációját kell analizálni, míg a második esetben csak egy analízisre van szükség. Emellett külön hangsúlyozni kell, hogy a második módszer esetén csak a független generátorokat

kell passzívva tenni, az aktív eszközökben lévő vezérelt generátorok és az azokat vezérlő paraméterek most sem választhatók el egymástól. Ezeket az áramköri modellekben továbbra is használni kell.

Térjünk vissza ezután a földelt kollektoros alapkapcsolás kimeneti ellenállásának a számításához, és alkalmazzuk a második módszert. Ehhez fel kell rajzolni a földelt kollektoros fokozat módosított kisjelű modelljét, azt a modellt, ahol már a független generátorokat passzívva tettük. A kapcsolás a 6.11 ábrán látható, ahol ismét a tranzisztor elemi fizikai T-modelljét alkalmazzuk.



6.11 ábra. A földelt kollektoros fokozat kimeneti ellenállásának a számítása.

A 6.11 ábra áramkörében

$$R_{ki} = \frac{u_2'}{i_2'} = \frac{-i_e r_d - (1 - \alpha) i_e (R_g \times R_1 \times R_2)}{-i_e} = r_d + \frac{R_g \times R_1 \times R_2}{1 + \beta}.$$

A feszültségerősítés és áramerősítés szorzatának az abszolút értéke definíciószerűen az alapkapcsolás  $G$  teljesítményerősítése, ami esetünkben a

$$G = |A_u A_i| = \left| \frac{u_2}{u_1} \frac{i_2}{i_1} \right| = \frac{R_E \times R_t}{r_d + (R_E \times R_t)} (1 + \beta)$$

kifejezéssel adható meg.

Ugyanezeket a paramétereket a teljes fokozatra is ki tudjuk számolni, azaz meg tudjuk adni a fokozat feszültségerősítését:

$$A_u' = \frac{u_{ki}}{u_1} = \frac{u_2}{u_1} = A_u = \frac{R_E \times R_t}{r_d + (R_E \times R_t)},$$

áramerősítését:

$$A_i' = \frac{i_{ki}}{i_g} = \frac{i_{ki}}{i_2} \frac{i_2}{i_1} \frac{i_1}{i_g} = -\frac{R_E}{R_E + R_t} (1 + \beta) \frac{R_1 \times R_2}{(1 + \beta)(r_d + (R_E \times R_t)) + (R_1 \times R_2)},$$

mivel

$$\frac{i_{ki}}{i_2} = \frac{R_E}{R_E + R_t},$$

és

$$\frac{i_1}{i_g} = \frac{R_1 \times R_2}{(1 + \beta)(r_d + (R_E \times R_t)) + (R_1 \times R_2)}$$

a kimeneti és bemeneti áramosztó áramosztási tényezője.

A fokozat bemeneti ellenállását az

$$R_{be}' = \frac{u_1}{i_g} = (1 + \beta)(r_d + (R_E \times R_t)) \times (R_1 \times R_2),$$

kimeneti ellenállását az

$$R_{ki}' = \left( r_d + \frac{R_g \times R_1 \times R_2}{1 + \beta} \right) \times R_E,$$

és teljesítményerősítését a

$$G' = |A'_u A'_i| = \left| \frac{u_{ki}}{u_1} \frac{i_{ki}}{i_1} \right|$$

összefüggések alapján számolhatjuk.

A fokozat teljes erősítése a generátor belső feszültségétől a kimenetig az

$$A_{ug} = \frac{u_{ki}}{u_g} = A_u \frac{R'_{be}}{R_g + R'_{be}} = \frac{R_E \times R_t}{r_d + (R_E \times R_t)} \frac{R'_{be}}{R_g + R'_{be}}$$

kifejezés segítségével határozható meg, mivel a generátor feszültsége először leosztódik a fokozat bemeneti ellenállása és a generátorellenállás között, majd az így létrejött  $u_1$  feszültséget a fokozat  $A_u$  erősítéssel juttatja el a kimenetre.

Összefoglalva a földelt kollektoros alkapcsolás tulajdonságai a következők:

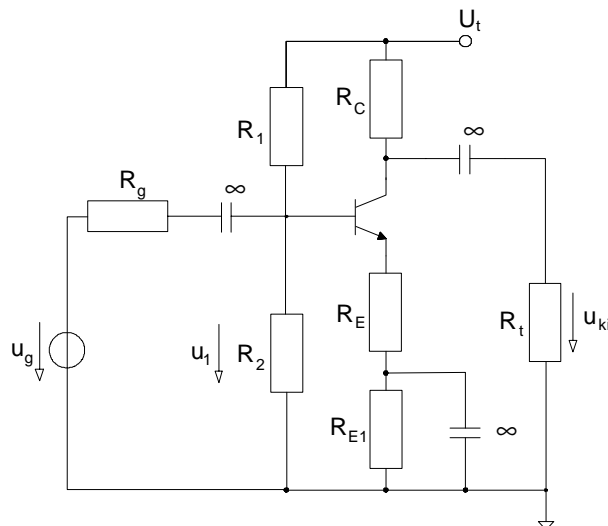
- Az alkapcsolás nem fordít fázist (a feszültségerősítés előjele pozitív),
- A feszültségerősítése közel egységnyi,
- Az áramerősítése nagy,
- A bemeneti ellenállása nagy (függ a terhelőellenállástól),
- A kimeneti ellenállása kicsi (függ a generátorellenállástól).

### A véges emitterellenállás és a véges bázisellenállás hatása a földelt emitteres (FE) és földelt bázisú (FB) fokozat paramétereire

Az előbbi analíziseknél a földelt emitteres (FE) és földelt bázisú (FB) fokozat esetében a közös elektróda földelését nagy kondenzátorok felhasználásával oldottuk meg. Ez a gyakorlatban nem mindig alkalmazható módszer, hiszen például integrált áramkörökben nagy kondenzátorok nem valósíthatók meg. Éppen ezért igen fontos megvizsgálni azt, hogy mi a hatása az emitterben és a bázisban elhelyezett véges ellenállásnak. Tudjuk ugyanis, hogy a tranzisztor stabil munkapontbeállításához szükség van ezekre az ellenállásokra.

#### A véges emitterellenállással felépített földelt emitteres fokozat kisjelű analízise

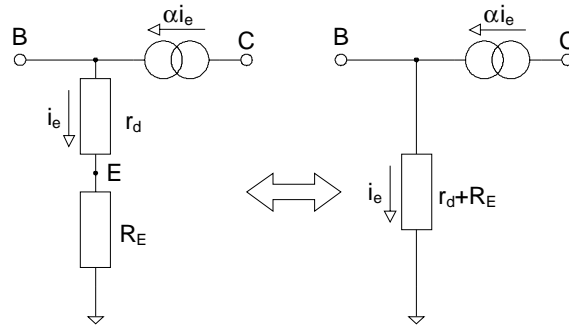
A véges emitterellenállással felépített földelt emitteres fokozat egytelepes áramköri elrendezése a 6.12 ábrán látható.



6.12 ábra. A véges emitterellenállást tartalmazó földelt emitteres fokozat egytelepes áramköri elrendezése.

A kapcsolás a 6.1 ábrán látható elrendezés módosított változata annyiban, hogy itt a tranzisztor emitterében van egy  $R_E$  értékű, úgynevezett átblokkolatlan emitterellenállás. A kapcsolásban szereplő tranzisztor kisjelű helyettesítő képét a 6.13 ábrán adtuk meg.





6.13 ábra. A véges emitterellenállással felépített tranzisztor kisjelű helyettesítő képe.

A 6.13 ábra áramkörében a tranzisztor elemi fizikai T-modelljét használtuk. A modell alapján megállapítható, hogy a véges emitterellenállás a bázis-emitter dióda  $r_d$  differenciális ellenállásával egyszerűen sorba kapcsolódik, tehát a tranzisztor úgy viselkedik, mintha a dióda differenciális ellenállása az

$$r_d \Rightarrow r_d + R_E$$

kifejezésnek megfelelően megnövekedne. Ebből egyszerűen következik, hogy a véges emitterellenállással felépített földelt emitteres alapkapsolás feszültségerősítése az

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = -\alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d + R_E} \approx -\alpha \frac{R_C \times R_t}{R_E}, \quad \text{ha } r_d \ll R_E$$

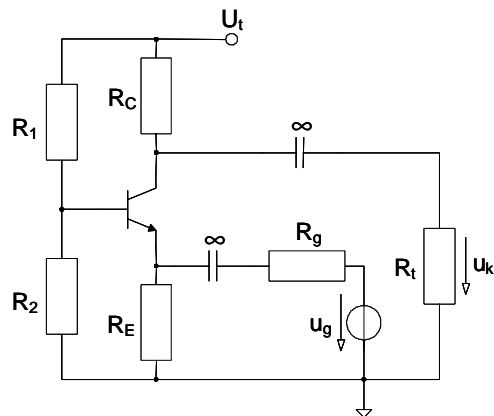
bemeneti ellenállása pedig az

$$R_{be} = (1 + \beta)(r_d + R_E)$$

kifejezéssel határozható meg. Mivel általában  $r_d \ll R_E$ , az alapkapsolás erősítése a véges emitterellenállás hatására jelentősen csökkenhet, bemeneti ellenállása pedig jelentősen növekedhet.

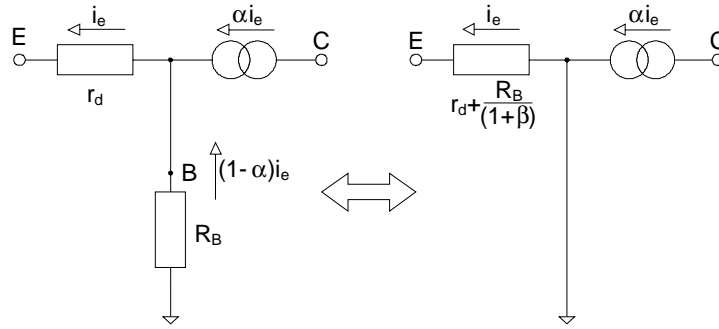
#### A véges bázisellenállással felépített földelt bázisú fokozat kisjelű analízise

A véges bázisellenállással felépített földelt bázisú fokozat egytelepes áramköri elrendezése a 6.14 ábrán látható.



6.14 ábra. A véges bázisellenállással felépített földelt bázisú fokozat egytelepes áramköri elrendezése.

A kapcsolás a 6.4 ábrán látható elrendezés módosított változata annyiban, hogy itt a tranzisztor bázisában lévő  $R_B = R_1 \times R_2$  értékű bázisellenállással nincsen párhuzamosan kapcsolva egy nagy kapacitás, azaz a bázis nincsen földpotenciálon. A kapcsolásban szereplő tranzisztor kisjelű helyettesítő képét a 6.15 ábrán adtuk meg.



6.15 ábra. A véges bázisellenállást tartalmazó földelt bázisú fokozat kisjelű helyettesítő képe.

A 6.15 ábra áramkörében a tranzisztor elemi fizikai T-modelljét használtuk. A modell alapján megállapítható, hogy a véges bázisellenállás  $(1 + \beta)$ -ad része a bázis-emitter dióda  $r_d$  differenciális ellenállásával egyszerűen sorba kapcsolódik, tehát a tranzisztor úgy viselkedik, mintha a dióda differenciális ellenállása az

$$r_d \Rightarrow r_d + \frac{R_B}{1 + \beta}$$

kifejezésnek megfelelően megnövekedne. Ebből egyszerűen következik, hogy a véges bázisellenállással felépített földelt bázisú alapkapsolás feszültségerősítése az

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = \alpha \frac{R_C \times R_f}{r_d + \frac{R_1 \times R_2}{1 + \beta}},$$

bemeneti ellenállása pedig az

$$R_{be} = r_d + \frac{R_1 \times R_2}{1 + \beta}$$

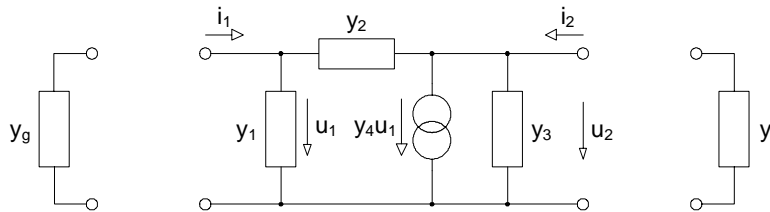
kifejezéssel határozható meg. Az  $\frac{R_1 \times R_2}{1 + \beta}$  additív tag miatt, az alapkapsolás erősítése a véges bázisellenállás hatására csökkenhet, a bemeneti ellenállás pedig növekedhet.

### Az alapkapsolások kisjelű tulajdonságainak a részletesebb vizsgálata

A fejezetben arra a kérdésre szeretnénk választ kapni, hogy az alapkapsolások frekvencia független működésére hogyan hatnak a tranzisztorok eddig elhanyagolt kisjelű ohmos paraméterei (bázis-kollektor vezetés ( $g_{b'c}$ ), kollektor-emitter vezetés ( $g_{b'e}$ )).

#### Előtanulmány, a $\Pi$ -struktúra általános tulajdonságai

A részletes vizsgálat előtt határozzuk meg a 6.16 ábrán megadott alapelrendezés kisjelű paramétereit.



6.16 ábra. Az általános  $\Pi$ -struktúra felépítése.

A kapcsolásban az  $y$  paraméterek vezetések, az  $y_4$  pedig a feszültséggel vezérelt áramgenerátor vezérlési merevedsége, ami szintén vezetés dimenziójú. Az áramkör feszültségerősítésének a számításához kössük az  $y_t$  vezetést a kimenetekre, és írjunk fel a kimenetre egy csomóponti egyenletet:

$$A_u \text{ számításához: } (u_2 - u_1)y_2 + y_4u_1 + u_2(y_3 + y_t) = 0,$$

amiből

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{y_4 - y_2}{y_2 + y_3 + y_t}.$$

Ugyanebből az összefüggésből a fokozat bemeneti vezetése is meghatározható, mivel

$$Z_{be}^{-1} \Rightarrow i_1 = y_2(u_1 - u_2) + y_1 u_1,$$

és

$$\begin{aligned} Z_{be}^{-1} &= \frac{i_1}{u_1} = y_1 + y_2(1 - A_u) = y_1 + y_2 \left( 1 + \frac{y_4 - y_2}{y_2 + y_3 + y_t} \right) = \\ &= y_1 + y_2 \left( \frac{y_3 + y_4 + y_t}{y_2 + y_3 + y_t} \right). \end{aligned}$$

A kimeneti vezeték meghatározásánál alkalmazzuk az előzőekben megismert módszert. Kössük a bemenetre az  $y_g$  vezetést, kapcsoljunk  $u_2$  feszültséget a kimenetre, és mérjük meg az ennek hatására folyó  $i_2$  kimeneti áramot:

$$Z_{ki}^{-1} \text{ számításához: } i_2 = u_2 y_3 + u_2 y_4 \frac{y_2}{y_2 + y_1 + y_g} + u_2 [y_2 \times (y_1 + y_g)].$$

Az egyenlet elemzésekor egy igen érdekes hatás jelentkezik, a kimenetre adott feszültség az  $y_2$  és az  $(y_1 + y_g)$  vezetésekből álló ohmos osztón keresztül visszajut a bemenetre, és vezérel a vezérelt áramgenerátort, ami azt eredményezi, hogy a vezérelt áramgenerátoron a kimenetre adott feszültséggel arányos áram folyik, vagyis a vezérelt áramgenerátor ellenállásként viselkedik. Ez a jelenség jelentősen befolyásolhatja a kimeneti admittancia értékét. A kimeneti admittancia a

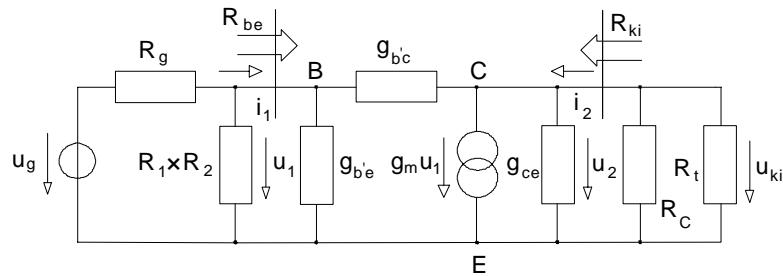
$$Z_{ki}^{-1} = \frac{i_2}{u_2} = y_3 + [y_2 \times (y_1 + y_g)] + y_4 \frac{y_2}{y_2 + y_1 + y_g}$$

összefüggésből számítható, melyben a harmadik tag a vezérelt generátor hatását fejezi ki.

Az általános struktúra eredményeit ezután használjuk fel az alapkapcsolások részletes vizsgálatára.

### A földelt emitteres alapkapcsolás kisjelű paraméterei

A földelt emitteres fokozat részletes kisjelű modelljét a 6.17 ábrán adtuk meg.



6.17 ábra. A földelt emitteres fokozat részletes kisjelű helyettesítő képe.

Az áramkör úgy jött létre, hogy a 6.3 ábrán megadott kisjelű helyettesítő képet kiegészítettük a tranzisztor járulékos paramétereivel, a bázis-kollektor vezetéssel ( $g_{b'c}$ ) és a kollektor-emitter vezetéssel ( $g_{ce}$ ).

Az áramkör az

$$\begin{aligned} y_1 &= g_{b'e} = \frac{1}{(1+\beta)r_d} & y_3 &= g_{ce} \\ y_2 &= g_{b'c} & y_4 &= g_m \\ y_g &= \frac{1}{R_1 \times R_2 \times R_g} = g_g' & y_t &= \frac{1}{R_c \times R_t} = g_t' \end{aligned}$$

helyettesítések után egyszerűen visszavezethető a 6.16 ábrán megadott általános struktúrára, amiből a kapcsolás paraméterei könnyen meghatározhatók.

Az alapkapcsolás feszültségerősítése az

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{g_m - g_{b'c}}{g_{b'c} + g_{ce} + g_t'}$$

egyenletből számítható, és ha a terhelőellenállás minden határon túl nő, akkor az erősítés értékére az

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{g_m - g_{b'c}}{g_{b'c} + g_{ce}}, \quad \text{ha } R_t' \rightarrow \infty, g_t' \rightarrow 0$$

kifejezés adódik.

Az alapkapcsolás bemeneti vezetése az

$$R_{be}^{-1} = g_{b'e} + g_{b'c}(1 - A_u) = g_{b'e} + g_{b'c} \left( 1 + \frac{g_m - g_{b'c}}{g_{b'c} + g_{ce} + g_t'} \right)$$

egyenletből számítható, ahol érdekes megfigyelni, hogy a  $g_{b'c}$  vezetés az  $(1 - A_u)$ -szorosára növekedve vesz részt a bemeneti vezetésben.

Az alapkapcsolás kimeneti vezetését az

$$R_{ki}^{-1} = g_{ce} + [g_{b'c} \times (g_{b'e} + g_g')] + g_m \frac{g_{b'c}}{g_{b'c} + g_{b'e} + g_g'}$$

kifejezés adja meg, ami végtelen generátorellenállás esetén az

$$R_{ki}^{-1} = g_{ce} + (g_{b'c} \times g_{b'e}) + g_m \frac{g_{b'c}}{g_{b'c} + g_{b'e}}, \quad \text{ha } R_g' \rightarrow \infty, g_g' \rightarrow 0,$$

illetve az

$$R_{ki}^{-1} \simeq g_{ce} + g_{b'c} \left( 1 + \frac{g_m}{g_{b'e}} \right) = g_{ce} + g_{b'c}(1 + \beta), \quad \text{ha } R_g' \rightarrow \infty, g_g' \rightarrow 0, g_{ce} \gg g_{b'c},$$

nulla generátorellenállás esetén pedig az

$$R_{ki}^{-1} = g_{ce} + g_{b'c}, \quad \text{ha } R_g' \rightarrow 0, g_g' \rightarrow \infty$$

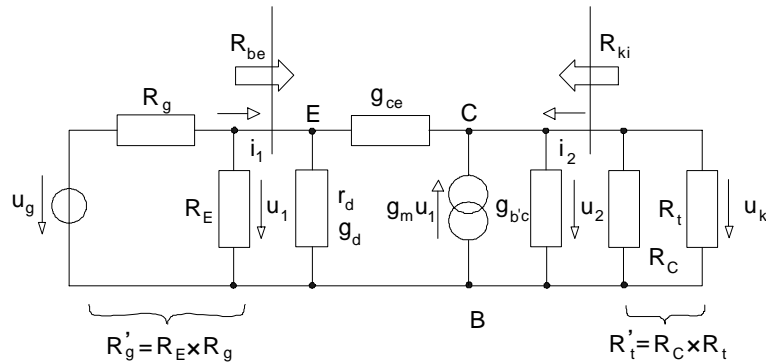
egyenlőséghez vezet. A tranzisztorok modelljeinek vizsgálatából tudjuk, hogy

$$g_{ce} \simeq (1 + \beta)g_{b'c},$$

ezért igen meglepő, hogy a kimeneti impedancia nagyobb generátorellenállás esetén kisebb. Ennek éppen az a magyarázata, hogy a kimenetről visszajutó jel vezérli a vezérelt áramgenerátort, és nagyobb generátorellenállás esetén ez a vezérlés nő.

### A földelt bázisú alapkapcsolás kisjelű paramétereit

A földelt bázisú fokozat részletes kisjelű modelljét a 6.18 ábrán adtuk meg.



6.18 ábra. A földelt bázisú fokozat részletes kisjelű helyettesítő képe.

Az áramkör a úgy jött létre, hogy a 6.6 ábrán megadott kisjelű helyettesítő képet kiegészítettük a tranzisztor járulékos paramétereivel, a bázis-kollektor vezetéssel ( $g_{b'c}$ ) és a kollektor-emitter vezetéssel ( $g_{ce}$ ).

Az áramkör az

$$\begin{aligned}
 y_1 &= g_d = \frac{1}{r_d} & y_3 &= g_{b'c} \\
 y_2 &= g_{ce} & y_4 &= -g_m \\
 y_g &= \frac{1}{R_E \times R_g} = g_g' & y_t &= \frac{1}{R_C \times R_t} = g_t'
 \end{aligned}$$

helyettesítések után egyszerűen visszavezethető a 6.16 ábrán megadott általános struktúrára, amiből a kapcsolás paraméterei könnyen meghatározhatók.

Az alapkapsolás feszültségerősítése az

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{g_m + g_{ce}}{g_{b'c} + g_{ce} + g_t'}$$

egyenletből számítható, és ha a terhelőellenállás minden határon túl nő, akkor az erősítés értékére az

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{g_m + g_{ce}}{g_{b'c} + g_{ce}}, \quad \text{ha } R_t' \rightarrow \infty, g_t' \rightarrow 0$$

kifejezés adódik.

A fokozat bemeneti admittanciája az

$$R_{be}^{-1} = g_d + g_{ce}(1 - A_u) = g_d + g_{ce} \left( 1 - \frac{g_m + g_{ce}}{g_{b'c} + g_{ce} + g_t'} \right)$$

egyenletből számítható, ahol érdekes megfigyelni, hogy a  $g_{ce}$  vezetés az  $(1 - A_u)$ -szeresére növekedve vesz részt a bemeneti admittanciában.

Az alapkapsolás kimeneti vezetését az

$$R_{ki}^{-1} = g_{b'c} + [g_{ce} \times (g_d + g_g')] - g_m \frac{g_{ce}}{g_d + g_{ce} + g_g'}$$

kifejezés adja meg, ami végtelen generátorellenállás esetén az

$$R_{ki}^{-1} = g_{b'c} + (g_{ce} \times g_d) - g_m \frac{g_{ce}}{g_d + g_{ce}}, \quad \text{ha } R_g' \rightarrow \infty, g_g' \rightarrow 0$$

illetve az

$$R_{ki}^{-1} \approx g_{b'c} + g_{ce} - g_m \frac{g_{ce}}{g_d} = g_{b'c} + g_{ce}(1 - \alpha), \quad \text{ha } R_g' \rightarrow \infty, g_g' \rightarrow 0, g_d \gg g_{ce},$$

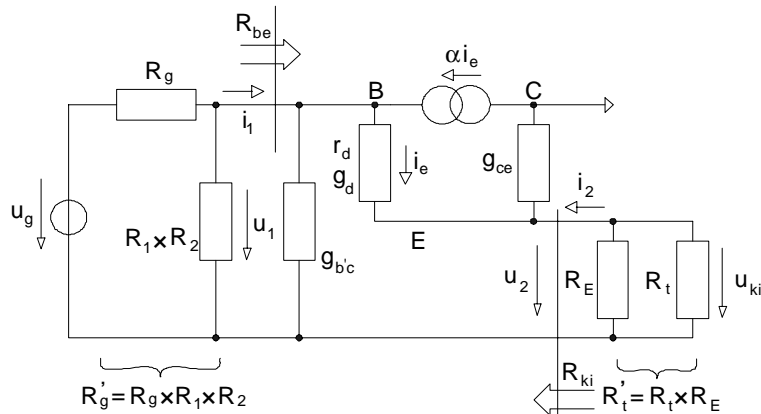
nulla generátorellenállás esetén pedig az

$$R_{ki}^{-1} = g_{b'c} + g_{ce}, \quad \text{ha } R_g' \rightarrow 0, g_g' \rightarrow \infty$$

egyenlőséghez vezet.

### A földelt kollektoros alapkapsolás kiszelű paraméterei

A földelt kollektoros fokozat részletes kiszelű modelljét a 6.19 ábrán adtuk meg.



6.19 ábra. A földelt kollektoros fokozat részletes kiszelű helyettesítő képe.

Az áramkör a úgy jött létre, hogy a 6.9 ábrán megadott kiszelű helyettesítő képet kiegészítettük

a tranzisztor járulékos paramétereivel, a bázis-kollektor vezetéssel ( $g_{b'c}$ ) és a kollektor-emitter vezetéssel ( $g_{ce}$ ).

Az áramkörben az új elemek egyszerűen kezelhetők, mivel  $g_{b'c}$  az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokkal,  $g_{ce}$  pedig a kimeneti terheléssel és az  $R_E$  ellenállással párhuzamosan kapcsolódik. Éppen ezért az alapkapsolás paramétereit az elemi földelt kollektoros fokozat eredményeiből közvetlenül származtathatók az

$$R_t \times R_E \Rightarrow R_t \times R_E \times \frac{1}{g_{ce}},$$

és az

$$R_1 \times R_2 \Rightarrow R_1 \times R_2 \times \frac{1}{g_{b'c}}$$

helyettesítésekkel, azaz az alapkapsolás feszültség erősítése az

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_t \times R_E \times \frac{1}{g_{b'e}}}{r_d + R_t \times R_E \times \frac{1}{g_{b'e}}}$$

egyenletből számítható, és ha a terhelőellenállás minden határon túl nő, akkor az erősítés értékére az

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{\frac{1}{g_{ce}}}{r_d + \frac{1}{g_{ce}}}, \quad \text{ha } R_t' = R_t \times R_E \rightarrow \infty, \quad g_t' \rightarrow 0$$

kifejezés adódik.

Az alapkapsolás bemeneti ellenállása az

$$R_{be} = \left( (1 + \beta) \left[ r_d + R_t \times R_E \times \frac{1}{g_{ce}} \right] \right) \times \frac{1}{g_{b'c}}$$

egyenletből számítható.

Az alapkapsolás kimeneti ellenállását pedig az

$$R_{ki} = \left( r_d + \frac{R_g \times R_1 \times R_2 \times \frac{1}{g_{b'c}}}{(1 + \beta)} \right) \times \frac{1}{g_{ce}}$$

kifejezés adja meg, ami végtelen generátorellenállás esetén az

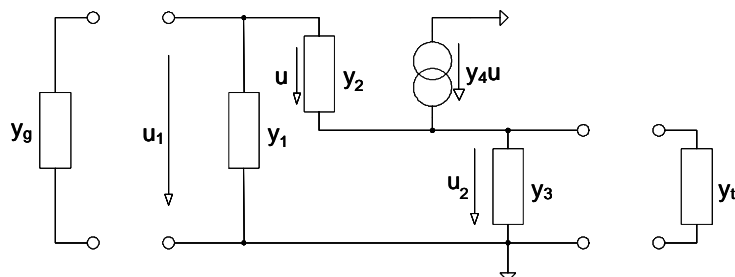
$$R_{ki} = \left( r_d + \frac{R_1 \times R_2 \times \frac{1}{g_{b'c}}}{(1 + \beta)} \right) \times \frac{1}{g_{ce}}, \quad \text{ha } R_g' \rightarrow \infty, \quad g_g' \rightarrow 0,$$

nulla generátorellenállás esetén pedig az

$$R_{ki} = r_d \times \frac{1}{g_{ce}} \simeq r_d \quad \text{ha } R_g' \rightarrow 0, \quad g_g' \rightarrow \infty$$

egyenlőséghez vezet.

A kapsolás általános vizsgálatához most is érdemes a 6.20 ábrán megadott általános elrendezés kisjelű paramétereit meghatározni, amely később jól használható a kapsolás frekvenciafüggő átvitelének az analízisének.



6.20 ábra. A földelt kollektoros kapsolás általános helyettesítő modellje. A kapsolásban az  $y$  paraméterek vezetések, az  $y_4$  pedig a feszültséggel vezérelt

áramgenerátor vezérlési merevedsége, ami szintén vezetés dimenziójú. Az áramkör feszültségerősítésének a számításához kössük az  $y_t$  vezetést a kimenetekre, és írjunk fel a kimenetre egy csomóponti egyenletet:

$$A_u \Rightarrow (y_2 + y_4)(u_1 - u_2) - (y_3 + y_t)u_2 = 0,$$

amiből

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{y_4 + y_2}{y_2 + y_3 + y_4 + y_t}.$$

Ugyanebből az összefüggésből a fokozat bemeneti vezetése is meghatározható, mivel

$$Z_{be}^{-1} \Rightarrow i_1 = y_2(u_1 - u_2) + y_1 u_1,$$

így

$$\begin{aligned} Z_{be}^{-1} &= \frac{i_1}{u_1} = y_1 + y_2(1 - A_u) = y_1 + y_2 \left( 1 - \frac{y_4 + y_2}{y_2 + y_3 + y_4 + y_t} \right) = \\ &= y_1 + y_2 \left( \frac{y_3 + y_t}{y_2 + y_3 + y_4 + y_t} \right). \end{aligned}$$

A kimeneti vezetés meghatározásánál alkalmazzuk az előzőekben megismert módszert. Kössük a bemenetre az  $y_t$  vezetést, kapcsoljunk  $u_2$  feszültséget a kimenetre, és mérjük meg az ennek hatására folyó  $i_2$  kimeneti áramot:

$$Z_{ki}^{-1} \Rightarrow i_2 = u_2 y_3 + u_2 y_4 \frac{y_g + y_1}{y_2 + y_1 + y_g} + u_2 [y_2 \times (y_1 + y_g)].$$

Az egyenlet elemzésekor most is tapasztalhatjuk azt, hogy a kimenetre adott feszültség az  $y_2$  és az  $(y_1 + y_g)$  vezetésekből álló ohmos osztón keresztül visszajut a bemenetre, és vezérel a vezérelt áramgenerátort, ami azt eredményezi, hogy a vezérelt áramgenerátoron a kimenetre adott feszültséggel arányos áram folyik, vagyis a vezérelt áramgenerátor ellenállásként viselkedik. Ez a jelenség jelentősen befolyásolhatja a kimeneti admittancia értékét. A kimeneti admittancia a

$$Z_{ki}^{-1} = \frac{i_2}{u_2} = y_3 + [y_2 \times (y_1 + y_g)] + y_4 \frac{y_g + y_1}{y_2 + y_1 + y_g}$$

összefüggésből számítható, melyben a harmadik tag a vezérelt generátor hatását fejezi ki.

A földelt kollektoros kapcsolás paramétereit az

$$\begin{aligned} y_1 &= g_{b'c} & y_3 &= g_{ce} \\ y_2 &= g_{b'e} = \frac{1}{(1+\beta)r_d} & y_4 &= g_m = \frac{\alpha}{r_d} \\ y_g &= \frac{1}{R_g \times (R_1 \times R_2)} = g_g' & y_t &= \frac{1}{R_E \times R_t} = g_t' \end{aligned}$$

helyettesítések után a fenti egyenletek segítségével is meg tudjuk határozni.

## Az áramkörök kisjelű paramétereinek a vizsgálata (frekvenciafüggő analízis)

A fejezet célja az elemi áramkörök frekvenciafüggő átviteli tulajdonságainak a vizsgálata. Az áramkörök frekvenciafüggését a kapcsolásokban elhelyezkedő reaktív elemek, kondenzátorok és induktivitások okozzák.

Frekvenciafüggés szempontjából az áramköröket igen sokféleképpen lehet csoportosítani. Vannak olyan áramkörök, amelyeket széles frekvenciasávban frekvencia függetlenül szeretnénk felhasználni (pl. szélessávú erősítők), vannak viszont olyanok, amelyeket szándékosan frekvenciafüggőre tervezünk (pl. szűrők). Ebben a fejezetben elsősorban az első kategóriával foglalkozunk, azokkal az eszközökkel, amelyekben a frekvenciafüggés nem célja a tervezésnek, hanem másodlagos hatásokkal járó jelenség.

A reaktív elemeket részben a tervezés során maga a tervező helyezi el az áramkörben (ilyenek a csatoló kondenzátorok, induktivitások és transzformátorok), részben maguk az aktív és passzív eszközök hordozzák (ilyenek a tranzisztor helyettesítő modelljében lévő kapacitások és a aktív és

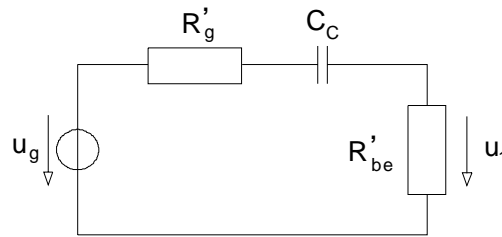
passzív eszközök járulékos frekvenciafüggő elemei, például a szórt kapacitások és hozzávezetési induktivitások). A továbbiakban azt vizsgáljuk, hogy a különböző reaktív elemek hogyan hatnak a kapcsolások kisjelű paramétereire.

A frekvenciafüggő hatásokat két csoportba soroljuk: kisfrekvenciás és nagyfrekvenciás átvitelre. Ezt a csoportosítást akkor célszerű megtenni, ha a frekvenciafüggő átvitelre ható reaktív elemek is két csoportba sorolhatók, a kisfrekvenciás átvitelre ható és a nagyfrekvenciás átvitelre ható elemekre. A továbbiakban feltételezzük, hogy a kisfrekvenciás átvitelt befolyásoló reaktív elemek a nagyfrekvenciás átvitel során nem hatnak a rendszer működésére, illetve, hogy a nagyfrekvenciás átvitelt befolyásoló reaktív elemek nem hatnak a kisfrekvenciás átvitelre. Ezzel a megközelítéssel a kis- és nagyfrekvenciás átvitelt egymástól függetlenül tárgyalhatjuk.

## A kisfrekvenciás átvitel vizsgálata

### A csatoló kondenzátor hatása

Ebben a fejezetben azt vizsgáljuk, hogy miként hat az átvitelre egy jelútban elhelyezett soros kondenzátor. Az áramköri alappélda a 7.1 ábrán látható.



7.1 ábra. Alappélda a soros kondenzátor frekvenciafüggő átvitelének vizsgálatára.

A 7.1 ábra áramkörében egy  $R'_g$  belső ellenállású generátor egy  $C_c$  soros csatoló kondenzátoron keresztül juttat jelet az  $R'_{be}$  terhelőellenállásra. A feladat az, hogy határozzuk meg a bemenet és kimenet közötti frekvenciafüggő átviteli függvényt. Az egyszerű feszültségosztás figyelembevételével az átviteli függvényre az

$$\frac{u_1}{u_g}(p) = \frac{R'_{be}}{R'_{be} + R'_g + \frac{1}{pC_c}} = \frac{R'_{be}}{R'_{be} + R'_g} \frac{pC_c(R'_{be} + R'_g)}{1 + pC_c(R'_{be} + R'_g)} = \frac{R'_{be}}{R'_{be} + R'_g} a(p)$$

kifejezést kapjuk, ahol

$$\frac{R'_{be}}{R'_{be} + R'_g}$$

a kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele, ami a  $C_c = \infty$  értékez tartozik,

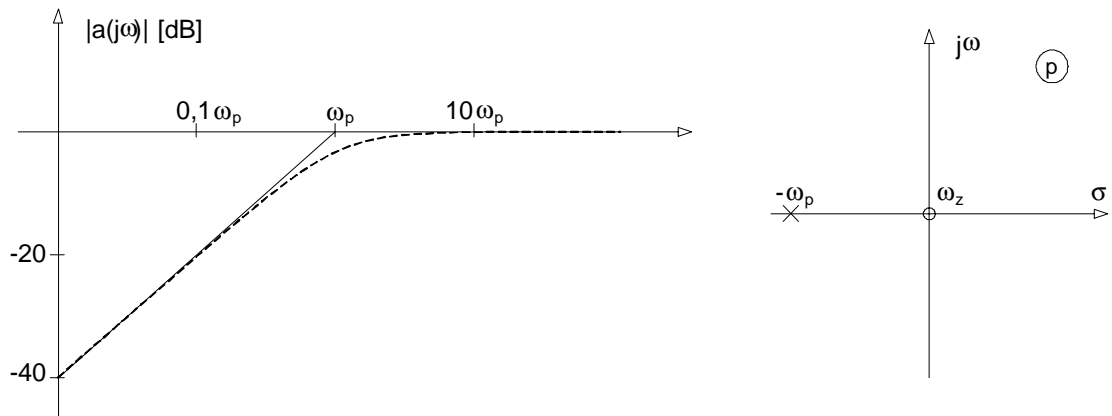
$$a(p) = \frac{pC_c(R'_{be} + R'_g)}{1 + pC_c(R'_{be} + R'_g)}$$

pedig a kapcsolás frekvenciafüggését jellemző Bode-alak. Az  $a(p)$  Bode-diagramját és pólus-zérus elrendezését a 7.2 ábrán adtuk meg, ahol

$$\omega_p = \frac{1}{C_c(R'_{be} + R'_g)}, \quad \text{és} \quad \omega_z = 0$$

a kapcsolás negatív félsíkon lévő valós pólusának és origóban lévő zérusának a frekvenciája.





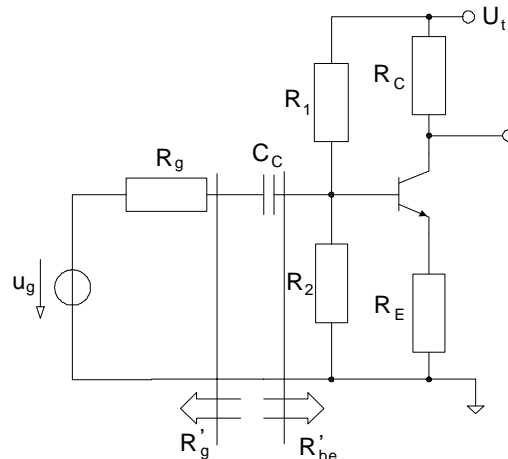
7.2 ábra. A csatoló kondenzátor Bode-diagramja és pólus-zérus elrendezése.

A csatoló kondenzátor átviteli hatását tehát a következőkkel lehet jellemezni:

- A kapcsolás átviteli függvényét két tag szorzatára bonthatjuk, az egyik tag a kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele, ami a  $C_c = \infty$  értékhez tartozik, a másik a kapcsolás frekvenciafüggését leíró  $a(p)$  átviteli függvény.
- A csatoló kondenzátor hatására az áramkör átvitelében egy nulla frekvenciás zérus jelenik meg, ami annyit jelent, hogy a kondenzátoron "nem megy át az egyenáram".
- A csatoló kondenzátor a környezetében lévő ellenállások soros eredőjével (az őt meghajtó generátor belső ellenállásának és a következő fokozat bemeneti ellenállásának összegével) egy  $\omega_p$  alsó törésponti frekvenciát határoz meg, amely felett az átvitel lényegében frekvenciafüggetlenné válik.

### Egy áramköri példa (csatoló kondenzátor)

Határozzuk meg a 7.3 ábrán megadott áramkör átviteli függvényét a frekvencia függvényében.



7.3 ábra. Áramköri példa a csatoló kondenzátor hatásának vizsgálatára.

A kapcsolás átvitelét bontjuk két tag szorzatára. Először határozzuk meg a kapcsolás nagyfrekvenciás átviteli függvényét akkor, ha a  $C_c$  csatoló kondenzátor helyére a kisjelű helyettesítő képben rövidzárát teszünk ( $C_c = \infty$ ). Ekkor az átblokkolatlan emitterellenállással felépített földelt emitteres fokozat erősítése a generátortól a kimenetig az

$$A_{ug0} = -\alpha \frac{R_C}{r_d + R_E} \frac{R'_{be}}{R_g + R'_{be}}$$

egyenlettel adható meg, ahol

$$R'_{be} = R_1 \times R_2 \times [(1 + \beta)(r_d + R_E)].$$

A kapcsolás frekvenciafüggését pedig az

$$a(p) = \frac{pC_c(R'_{be} + R'_g)}{1 + pC_c(R'_{be} + R'_g)},$$

ahol

$$R'_g = R_g,$$

és

$$\omega_p = \frac{1}{C_c(R'_{be} + R'_g)}$$

a kapcsolás alsó törésponti frekvenciája.

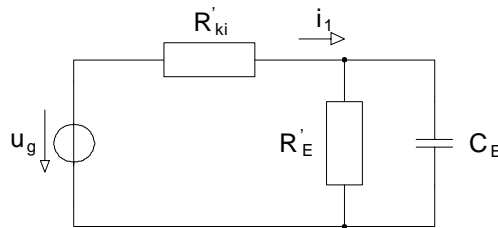
Ennek alapján a kapcsolás teljes átvitele az

$$A_{ug}(p) = A_{ug0} a(p) = -\alpha \frac{R_C}{r_d + R_E} \frac{R'_{be}}{R_g + R'_{be}} \frac{pC_c(R'_{be} + R'_g)}{1 + pC_c(R'_{be} + R'_g)}$$

kifejezéssel adható meg.

### Az emitterkondenzátor hatása

Ebben a fejezetben azt vizsgáljuk, hogy a földelt emitteres fokozatban miként hat az átvitelre az emitterben elhelyezett kondenzátor, amelynek az a feladata, hogy az emittert földelje. Az áramköri alappélda a 7.4 ábrán látható.



7.4 ábra. Alappélda az emitterkondenzátor frekvenciafüggő átvitelének vizsgálatára.

A 7.4 ábra áramkörében egy  $R'_{ki}$  belső ellenállású feszültséggenerátor egy  $R'_E$  ellenállásból és egy  $C_E$  kapacitásból álló párhuzamos R-C tagot hajt meg, és a kapcsolás kimeneti paramétere a párhuzamos R-C tagon folyó áram. A feladat az, hogy határozzuk meg az bemeneti feszültség és kimeneti áram közötti frekvenciafüggő átviteli függvényt. A generátort terhelő eredő impedancia segítségével az átviteli függvényre az

$$\begin{aligned} \frac{i_1}{u_g}(p) &= \frac{1}{R'_{ki} + \left(R'_E \times \frac{1}{pC_E}\right)} = \frac{1}{R'_{ki} + \frac{R'_E}{1+pC_ER'_E}} = \frac{1 + pC_ER'_E}{R'_{ki} + R'_E + pC_ER'_E R'_{ki}} = \\ &= \frac{1}{R'_{ki}} \frac{R'_{ki}}{R'_{ki} + R'_E} \frac{1 + pC_ER'_E}{1 + pC_E(R'_E \times R'_{ki})} \end{aligned}$$

kifejezést kapjuk, ahol

$$\frac{1}{R'_{ki}}$$

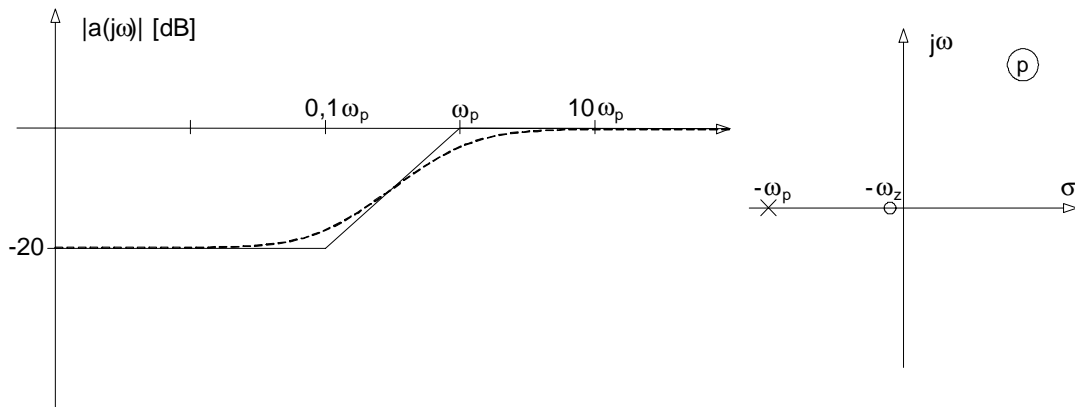
a kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele, ami a  $C_c = \infty$  értékhez tartozik,

$$a(p) = \frac{R'_{ki}}{R'_{ki} + R'_E} \frac{1 + pC_ER'_E}{1 + pC_E(R'_E \times R'_{ki})}$$

pedig a kapcsolás frekvenciafüggését jellemző Bode-alak. Az  $a(p)$  Bode-diagramját és pólus-zérus elrendezését a 7.5 ábrán adtuk meg, ahol

$$\omega_p = \frac{1}{C_E(R'_E \times R'_{ki})}, \quad \text{és} \quad \omega_z = \frac{1}{C_ER'_E}$$

a kapcsolás negatív valós pólusának és zérusának a frekvenciája.



7.5 ábra. Az emitterkondenzátor Bode-diagramja és pólus-zérus elrendezése.

Az emitterkondenzátor átviteli hatását tehát a következőkkel lehet jellemezni:

- A kapcsolás átviteli függvényét két tag szorzatára bonthatjuk, az egyik tag a kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele, ami a  $C_c = \infty$  értékhez tartozik, a másik a kapcsolás frekvenciafüggését leíró  $a(p)$  átviteli függvény.
- A kapcsolás átvitele nulla frekvencián is véges, pontosabban

$$\frac{1}{R'_{ki} + R'_E}$$

értékű.

- Az emitterkondenzátor hatására az áramkör átvitelében egy  $\omega_z$  törésponti frekvenciától kezdve az átvitel értéke nő, de csak az  $\omega_p$  pólusfrekvencia felett éri el a nagyfrekvenciás

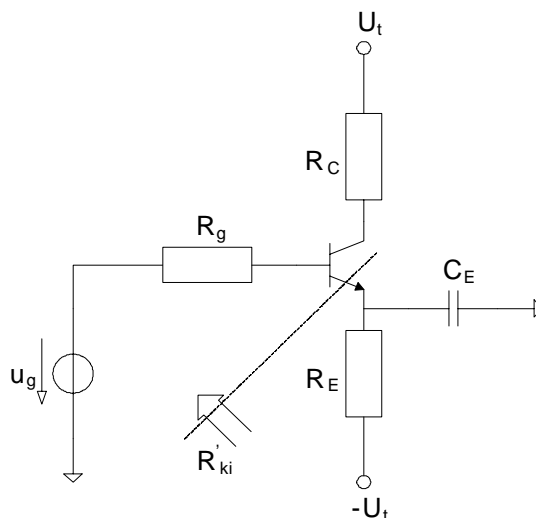
$$\frac{1}{R'_{ki}}$$

értéket.

- Az emitterkondenzátor a környezetében lévő ellenállások (az őt meghajtó generátor belső ellenállásának és a vele párhuzamos emitterellenállás) párhuzamos eredőjével egy  $\omega_p$  alsó törésponti frekvenciát határoz meg, amely felett az átvitel lényegében frekvencia függetlenné válik.

### Egy áramköri példa (emitterkondenzátor)

Határozzuk meg a 7.6 ábrán megadott áramkör átviteli függvényét a frekvencia függvényében.



7.6 ábra. Áramköri példa az emitterkondenzátor hatásának vizsgálatára.

A kapcsolás átvitelét bontsuk két tag szorzatára. Először határozzuk meg a kapcsolás nagyfrekvenciás átviteli függvényét akkor, ha a  $C_E$  emitterkondenzátor helyére a kisjelű helyettesítő

képben rövidzárat teszünk ( $C_E = \infty$ ). Ekkor az átblokkolt emitterellenállással felépített földelt emitteres fokozat erősítése a generátortól a kimenetig az

$$A_{ug0} = -\alpha \frac{R_C}{r_d} \frac{R'_{be0}}{R_g + R'_{be0}} = -\alpha \frac{R_C}{r_d + \frac{R_g}{(1+\beta)}}$$

egyenlettel adható meg, ahol

$$R'_{be0} = (1 + \beta)r_d.$$

A kapcsolás frekvenciafüggését pedig az

$$a(p) = \frac{R'_{ki}}{R'_{ki} + R'_E} \frac{1 + pC_E R'_E}{1 + pC_E (R'_E \times R'_{ki})},$$

ahol

$$R'_{ki} = r_d + \frac{R_g}{(1 + \beta)},$$

és

$$R'_E = R_E.$$

A kapcsolás negatív félsíkra eső valós zérusának a frekvenciáját az

$$\omega_z = \frac{1}{C_E R_E},$$

negatív félsíkra eső valós pólusának a frekvenciáját pedig az

$$\omega_p = \frac{1}{C_E \left( R_E \times \left( r_d + \frac{R_g}{(1+\beta)} \right) \right)}$$

kifejezéssel számolhatjuk.

Ennek alapján a kapcsolás teljes átvitele a

$$A_{ug}(p) = A_{ug0} a(p) = -\alpha \frac{R_C}{r_d + \frac{R_g}{(1+\beta)}} \frac{r_d + \frac{R_g}{(1+\beta)}}{r_d + \frac{R_g}{(1+\beta)} + R_E} \frac{1 + pC_E R'_E}{1 + pC_E (R'_E \times R'_{ki})}$$

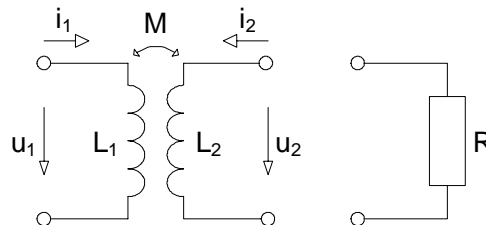
kifejezéssel adható meg.

## A transzformátor frekvenciafüggő átvitele

A transzformátor a korszerű elektronikában viszonylag ritkán használt elem, de egyes áramköri megoldásokban a használata fontos és elkerülhetetlen. Az alábbiakban a valóságos transzformátorok átvitelének a frekvenciafüggését analizáljuk.

### A transzformátor általános egyenletei

A transzformátor általános lineáris helyettesítő képe a 7.7 ábrán látható. A helyettesítő képben nem foglalkozunk a szórt kapacitásokkal, a vasmagos tekercsekben fellépő nemlinearitásokkal és az egyéb másodlagos hatásokkal.



7.7 ábra. A transzformátor általános helyettesítő képe.

Az ábrán  $L_1$  és  $L_2$  a transzformátor primer és szekunder tekercsének az induktivitása,  $M = k\sqrt{L_1 L_2}$  a két tekercs kölcsönös induktivitása és  $k$  a csatolási tényező. A csatolási tényező abszolút értéke egynél mindig kisebb és az előjele a transzformátor tekercseinek a menetirányától függ. A transzformátor működését  $R$  értékű ohmos lezárásnál az

$$u_1 = pL_1 i_1 + pMi_2$$

$$u_2 = pMi_1 + pL_2 i_2$$

$$u_2 = -Ri_2$$

egyenletek írják le, ezért behelyettesítés után a fenti egyenletek az

$$u_1 = pL_1 i_1 - p \frac{M}{R} u_2$$

$$u_2 = pMi_1 - p \frac{L_2}{R} u_2$$

alakra hozhatók. Ha a második egyenletből kifejezzük az  $u_2$  értékét az  $i_1$  áram függvényében, akkor az

$$u_2 = \frac{pMi_1}{1 + p \frac{L_2}{R}}$$

egyenlethez jutunk, amit felhasználva

$$u_1 = pL_1 i_1 - p \frac{M}{R} \frac{pMi_1}{1 + p \frac{L_2}{R}} = \frac{pL_1 \left(1 + p \frac{L_2}{R}\right) - \frac{p^2 M^2}{R}}{1 + p \frac{L_2}{R}} i_1 = \frac{pL_1 + p^2 \frac{(1-k^2)L_1 L_2}{R}}{1 + p \frac{L_2}{R}} i_1.$$

Ebből az  $R$  ellenállással lezárt transzformátor feszültségátvitelére az

$$\frac{u_2}{u_1}(p) = \frac{pM}{pL_1 + p^2 \frac{(1-k^2)L_1 L_2}{R}} = \frac{k\sqrt{L_1 L_2}}{L_1 + p \frac{(1-k^2)L_1 L_2}{R}} = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R}},$$

bemeneti impedanciájára pedig a

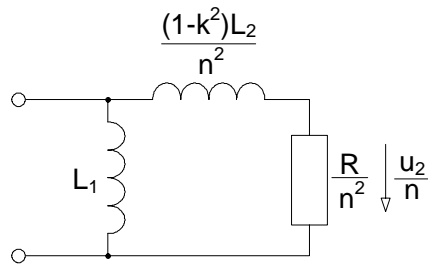
$$Z_{be}(p) = \frac{u_1}{i_1}(p) = \frac{pL_1 + p^2 \frac{(1-k^2)L_1 L_2}{R}}{1 + p \frac{L_2}{R}} = pL_1 \frac{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R}}{1 + p \frac{L_2}{R}}$$

kifejezést kapjuk. A transzformátor transzfer impedanciája az

$$\frac{u_2}{i_1}(p) = \frac{u_2}{u_1} \frac{u_1}{i_1} = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{1 + p \frac{L_2}{R}}$$

egyenletből adódik.

Mindezek alapján felrajzolható a transzformátor helyettesítő képe (lásd a 7.8 ábrát).



7.8 ábra. A transzformátor helyettesítő képe.

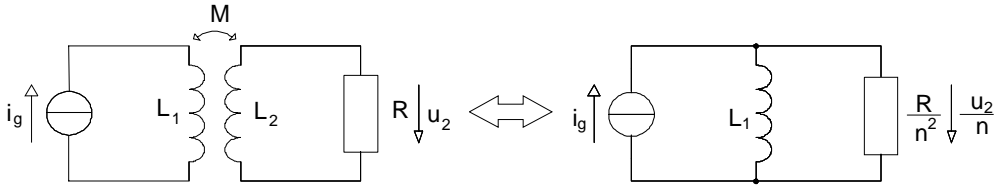
ahol

$$n = k\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

a transzformátor áttétele,  $(1 - k^2)L_2/n^2$  a transzformátor primer oldalra redukált szórt inductivitása és  $R/n^2$  a terhelés primer oldalra transzformált értéke. Ha a transzformátor csatolási tényezője  $|k| = 1$ , akkor a szórt inductivitás nulla értékű, és az  $n$  áttétel a két inductivitas hányadosának a négyzetgyökével, vagyis a tekercsek menetszámának a hányadosával egyenlő. Fontos hangsúlyozni, hogy a transzformátor bemeneti impedanciája kisfrekvencián az  $L_1$  inductivitas  $pL_1$  impedanciájával közelíthető. Ha az inductivitasok értéke minden határon túl nő és  $|k| = 1$ , akkor az ideális transzformátorhoz jutunk.

### Az áramgenerátorral meghajtott transzformátor kisfrekvenciás átvitele

Határozzuk meg a 7.9 ábrán megadott áramkör, egy áramgenerátorral meghajtott transzformátor kisfrekvenciás átviteli függvényét.



7.9 ábra. A transzformátor kisfrekvenciás modellje.

A kapcsolásnál feltételezzük, hogy  $|k| \approx 1$ , vagyis a szórt inductívitas hatását elhanyagoljuk és, hogy

$$n \approx \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}.$$

A szórt inductívitas hatásának elhanyagolása a kisfrekvenciás átvitelnél még  $|k| \neq 1$  esetén sem okoz lényeges hibát, mivel a soros inductívitas kisfrekvencián amúgy is rövidzárral helyettesíthető. A kapcsolás átviteli függvénye most a transzfer impedancia segítségével számolható, azaz

$$\frac{u_2}{i_g}(p) = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{1 + p\frac{L_2}{R}} = n \frac{pL_1}{1 + p\frac{n^2L_1}{R}} = n \frac{R}{n^2} \frac{p\frac{n^2L_1}{R}}{1 + p\frac{n^2L_1}{R}},$$

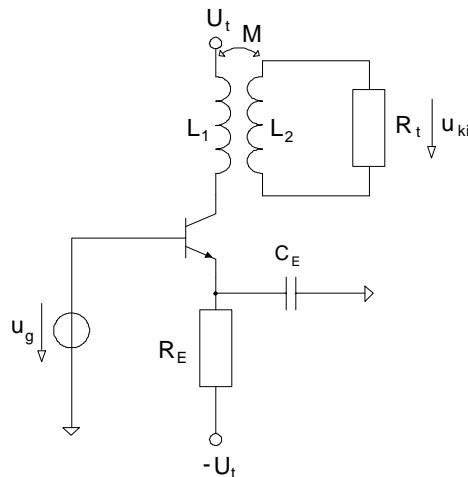
ami azt jelenti, hogy a transzformátor kisfrekvenciás átvitele a csatoló kondenzátor átviteléhez hasonlít (lásd a 7.2 ábrát), vagyis a transzformátor átvitele egy origóban lévő zérussal ( $\omega_z = 0$ ) és egy

$$\omega_p = \frac{R}{n^2L_1}$$

frekvenciájú negatív valós pólussal jellemezhető.

### Áramköri példa

Határozzuk meg a 7.10 ábrán megadott földelt emitteres fokozat kisfrekvenciás átviteli függvényét akkor, ha az emitterkapacitás értéke végtelen ( $C_E = \infty$ ).



7.10 ábra. Áramköri példa a transzformátor kisfrekvenciás átvitelének a vizsgálatára.

A kapcsolás elemzésekor először meg kell határozni az  $u_g$  generátorfeszültség és a kollektoráram kapcsolatát, majd alkalmazni lehet az transzformátor átvitelére vonatkozó korábbi eredményeket. Földelt emitteres kapcsolás esetén a tranzisztor kollektorárama és a generátorfeszültség között az

$$\frac{i_c}{u_g} = \frac{\alpha}{r_d}$$

egyenlőség teremt kapcsolatot, és a kollektor a transzformátort áramgenerátorosan hajtja meg. Feltételezve, hogy

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}},$$

az átviteli függvény értékére az

$$\frac{u_{ki}}{u_g}(p) = -\frac{\alpha}{r_d} n \frac{R}{n^2} \frac{p \frac{n^2 L_1}{R}}{1 + p \frac{n^2 L_1}{R}}$$

kifejezést kapjuk.

A kapcsolat kisfrekvenciás átvitelét akkor is meg tudjuk vizsgálni, ha az emitterkapacitás véges értékű. Ekkor ugyanis a bemeneti feszültség és a kimeneti áram között az

$$\frac{i_c}{u_g}(p) = \alpha \frac{1}{r_d} \frac{r_d}{r_d + R_E} \frac{1 + p C_E R_E}{1 + p(r_d \times R_E)}$$

kifejezés teremt kapcsolatot (lásd az emitterkondenzátor hatásáról szóló fejezetet), így

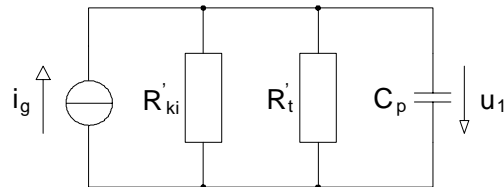
$$\frac{u_{ki}}{u_g}(p) = -\frac{\alpha}{r_d} \frac{r_d}{r_d + R_E} \frac{1 + p C_E R_E}{1 + p(r_d \times R_E)} n \frac{R}{n^2} \frac{p \frac{n^2 L_1}{R}}{1 + p \frac{n^2 L_1}{R}},$$

tehát az átvitelnek egy origóban lévő és egy negatív valós zérusa, és két negatív valós pólusa van.

## A nagyfrekvenciás átvitel vizsgálata

### Az áramgenerátorral meghajtott párhuzamos RC tag átvitele

Az áramkörök nagyfrekvenciás viselkedését dominánsan azok a kondenzátorok határozzák meg, amelyek az aktív eszközökben lévő töltéstárolási effektusokkal kapcsolatosak. Ezek hatása az esetek többségében visszavezethető a 7.11 ábrán megadott egyszerű, áramgenerátorral vezérelt párhuzamos RC tag átvitelére.



7.11 ábra. Az áramgenerátorral vezérelt párhuzamos RC tag.

Az  $u_{ki}$  kimeneti feszültség és az  $i_g$  generátoráram közötti transzfer impedancia értékét az

$$\frac{u_1}{i_g}(p) = \frac{1}{p C_p} \times R'_{ki} \times R'_t = \frac{1}{p C_p} \times R_p = R_p \frac{1}{1 + p C_p R_p}$$

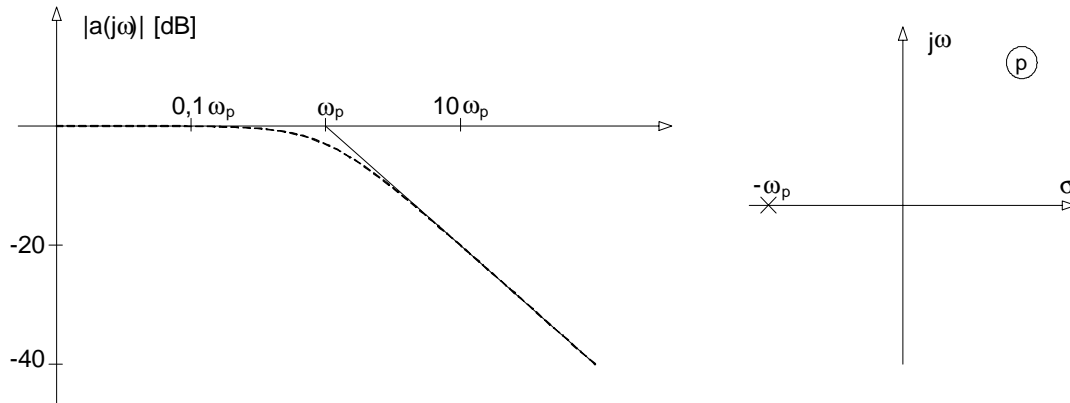
kifejezés adja meg, ahol  $C_p$  a párhuzamos kapacitás,  $R'_{ki}$  az áramgenerátor belső ellenállása,  $R'_t$  a terhelőellenállás és  $R_p = R'_{ki} \times R'_t$  az eredő párhuzamos ellenállás. A kifejezés első tagja ( $R_p$ ) a transzfer impedancia kisfrekvenciás értékével egyenlő, második tagja,

$$a(p) = \frac{1}{1 + p C_p R_p}$$

pedig a nagyfrekvenciás átvitelt írja le. Az átvitel Bode-diagramját és pólus-zérus elrendezését a 7.12 ábrán adtuk meg, ahol

$$\omega_p = \frac{1}{C_p R_p}$$

a kapcsolat negatív valós pólusának a frekvenciája.



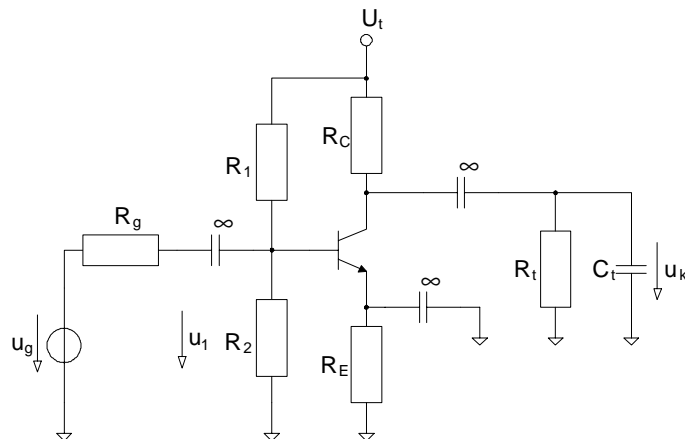
7.12 ábra. A párhuzamos RC tag átvitelének a Bode-diagramja és pólus-zérus elrendezése. Az áramgenerátorral meghajtott párhuzamos RC tag átviteli hatását a következőkkel lehet jellemezni:

- A kapcsolás átviteli függvényét két tag szorzatára bonthatjuk, az egyik tag a kapcsolás kisfrekvenciás átvitele, ami a  $C_p = 0$  értékhez tartozik, a másik a kapcsolás frekvenciafüggését leíró  $a(p)$  átviteli függvény.
- A kapcsolás átvitele kisfrekvencián véges.
- A párhuzamos  $C_p$  kondenzátor hatására az áramkör nagyfrekvenciás átvitele egy  $\omega_p$  törésponti frekvenciától kezdve csökken.
- A párhuzamos  $C_p$  kondenzátor a vele párhuzamosan kapcsolódó ellenállások (az őt meghajtó generátor belső ellenállása és a vele párhuzamos terhelőellenállás) párhuzamos eredőjével egy  $\omega_p$  felső törésponti frekvenciát határoz meg, amely alatt az átvitel közel frekvencia függetlenné válik.

Vizsgáljunk meg ezután két áramköri példát a párhuzamos RC tag hatásának illusztrálására.

#### Az első példa a párhuzamos RC tag hatásának illusztrálására

Határozzuk meg a 7.13 ábrán megadott földelt emitteres fokozat felső határfrekvenciáját, ha a tranzisztor kapacitásai ( $C_{b'e}$  és  $C_{b'c}$ ) nulla értékűek, és a fokozatot egy  $C_t$  párhuzamos kapacitás terheli.



7.13 ábra. Az első áramköri példa a párhuzamos RC tag hatásának illusztrálására. A kapcsolás kimenetén

$$R_p = R_C \times R_t, \quad \text{és} \quad C_p = C_t,$$

így

$$\omega_p = \frac{1}{C_t(R_C \times R_t)},$$

a fokozat átvitelét pedig az

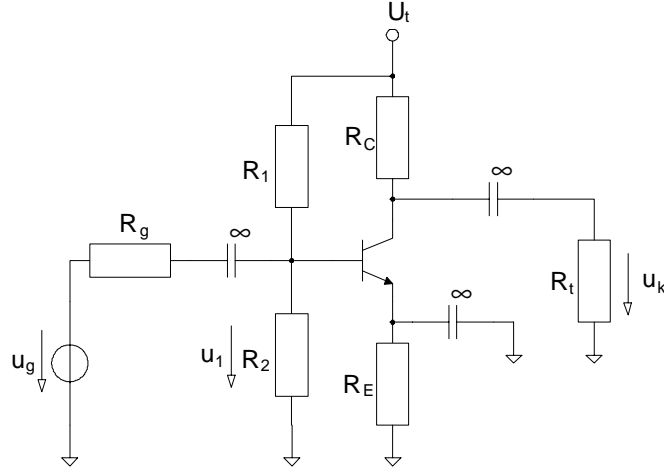


$$\frac{u_{ki}}{u_g}(p) = \frac{u_{ki}}{u_1} \frac{u_1}{u_g} = -\alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d} \frac{(1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2)}{(1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) + R_g} \frac{1}{1 + pC_t(R_C \times R_t)}$$

egyenletből határozhatjuk meg.

### A második példa a párhuzamos RC tag hatásának illusztrálására

Határozzuk meg a 7.14 ábrán megadott földelt emitteres fokozat felső határfrekvenciáját, ha a tranzisztor  $C_{b'c}$  kapacitása nulla értékű, és a fokozat nagyfrekvenciás átvitelét egyedül a tranzisztor  $C_{b'e}$  bázis-emitter kapacitása befolyásolja.



7.14 ábra. A második áramköri példa a párhuzamos RC tag hatásának illusztrálására. A kapcsolás bemenetén

$$R_p = (1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g, \quad \text{és} \quad C_p = C_{b'e},$$

így

$$\omega_p = \frac{1}{C_{b'e}((1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g)},$$

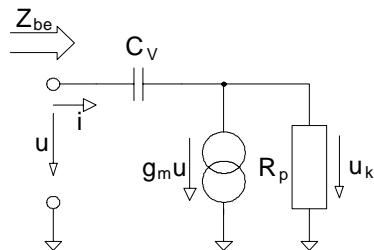
a fokozat átvitelét pedig az

$$\begin{aligned} \frac{u_{ki}}{u_g}(p) &= \frac{u_{ki}}{u_1} \frac{u_1}{u_g} = \\ &= -\alpha \frac{R_C \times R_t}{r_d} \frac{(1 + \beta)r_d \times R_1 \times R_2}{(1 + \beta)r_d \times R_1 \times R_2 + R_g} \frac{1}{1 + pC_{b'e}((1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g)} \end{aligned}$$

egyenletből határozhatjuk meg.

### A visszaható kapacitás hatása, Miller-effektus

A nagyfrekvenciás átvitelt befolyásoló kondenzátorok egy része a jelút és a földpotenciál közé kapcsolódik. Ezeknek a hatását közvetlenül vissza lehet vezetni az áramgenerátorral vezérelt RC tag esetére. Vannak azonban olyan kondenzátorok is, amelyek mindkét vége a jelútban van, azaz egyik végük sem kapcsolódik a földpotenciálú pontra. Fejezetünk ezzel a témával foglalkozik. A téma bevezetéseként vizsgáljuk meg a 7.14 ábra kapcsolási elrendezését.



7.14 ábra. A visszaható kapacitás hatásának vizsgálata.

A kapcsolásban a  $C_v$ , úgynevezett visszaható kapacitás egy fázisfordító alapelrendezés

(tipikusan a földelt emitteres kapcsolás) kimenetéről jelet juttat vissza a kapcsolás bemenetére. Kérdésünk az, hogy miként hat ez a jelenség a teljes kapcsolás feszültségerősítésére és a bemeneti impedanciára.

A kapcsolásra felírhatjuk az

$$-(u - u_{ki})pC_v + g_m u + \frac{U_{ki}}{R_p} = 0$$

csomóponti egyenletet, amelyből

$$A_u(p) = \frac{u_{ki}}{u}(p) = -\frac{g_m R_p - pC_v R_p}{1 + pC_v R_p} = -g_m R_p \frac{1 - p\frac{C_v}{g_m}}{1 + pC_v R_p},$$

ami annyit jelent, hogy a feszültségerősítés egy

$$\omega_p = \frac{1}{C_v R_p}$$

negatív valós pólussal és egy

$$\omega_z = \frac{g_m}{C_v}$$

pozitív valós zérussal rendelkezik. Az erősítés kisfrekvencián  $-g_m R_p$  értékű, míg végtelen frekvencián  $+1$ -hez tart.

A kapcsolás bemeneti admittanciája a

$$\begin{aligned} Z_{be}^{-1}(p) &= \frac{(u - u_{ki})pC_v}{u} = pC_v \left(1 - \frac{u_{ki}}{u}\right) = pC_v(1 - A_u(p)) = \\ &= pC_v \left(1 + g_m R_p \frac{1 - p\frac{C_v}{g_m}}{1 + pC_v R_p}\right) = pC_v \frac{1 + g_m R_p}{1 + pC_v R_p} \end{aligned}$$

kifejezésből határozható meg.

Az  $A_u(p) = \frac{u_{ki}}{u}(p)$  erősítés értékét abban az esetben, ha

$$\frac{C_v}{g_m} = \frac{C_v}{r_d} \alpha \ll C_v R_p,$$

ami a földelt emitteres fokozatokban tipikus, az

$$A_u(p) = \frac{u_{ki}}{u}(p) \simeq -g_m R_p \frac{1}{1 + pC_v R_p}$$

kifejezéssel lehet közelíteni, a bemeneti admittancia pedig az  $|\omega C_v R_p| \ll 1$  frekvenciatartományban a

$$Z_{be}^{-1}(p) \simeq pC_v(1 - A_{u0}) = pC_v(1 + g_m R_p)$$

értékkel közelíthető.

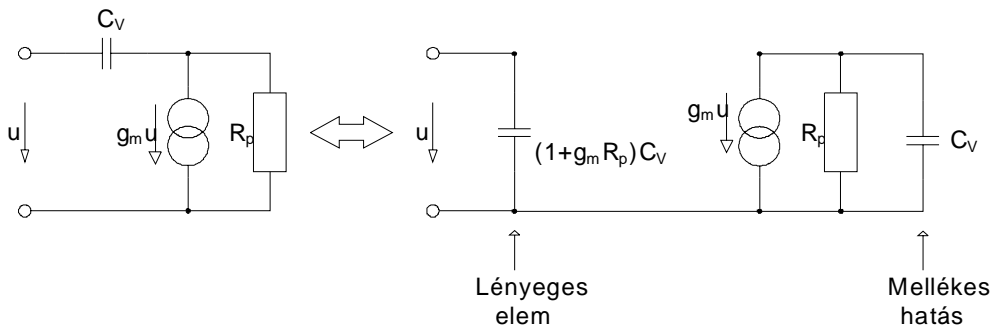
Az alappélda tanulsága az alábbiakban foglalható össze:

- Ha egy nagy erősítésű fázisfordító fokozat kimenete és bemenete között egy  $C_v$  visszaható kapacitás található, akkor ez a kapacitás a fokozat bemenetén  $C_v(1 - A_u)$  kapacitásnak látszik. Ez azért következik be, mert a bemeneten lévő  $u$  feszültség hatására a visszaható kapacitáson éppen  $u(1 - A_u)$  feszültség jelenik meg, ezért a  $C_v$  kapacitáson keresztül a bemeneten ezzel a feszültséggel arányos kapacitív áram folyik. Mivel a fokozat erősítése negatív, a bemeneten mérhető kapacitív áram  $(1 + |A_u|)$ -szer nagyobb, mint abban az esetben, ha a visszaható kapacitás közvetlenül a bemenet és a föld közé volna kapcsolva. Úgy is fogalmazhatunk, hogy a visszaható kapacitás a bemeneten egy  $C_v(1 - A_u)$  értékű, a bemenet és a föld közé kapcsolt kapacitással helyettesíthető. A fentiekben ismertetett kapacitás-felsőszorozási jelenséget Miller-effektusnak, a bemenetet terhelő megnövekedett kapacitást pedig Miller-kapacitásnak nevezzük.
- A nagy erősítésű fázisfordító fokozatokban a  $C_v$  visszaható kapacitás a kimenten egy egyszerű  $C_v$  értékű párhuzamos kapacitással helyettesíthető.
- A visszaható kapacitás hatása tehát közelíthető két olyan kapacitás hatásával, mely a bemenet, illetve a kimenet, valamint a föld közé kapcsolódik. Ezzel a módszerrel a visszaható kapacitás

hatásának vizsgálata visszavezethető a párhuzamos kapacitások esetére, tehát ugyanolyan egyszerűen kezelhető.

- A Miller-effektus fellép minden esetben, ha a kapcsolás bemenete és kimenete között visszaható kapacitás található, de a kapacitás felszorzódása csak akkor következik be, ha a fokozat fázist fordít és nagy az erősítése. Éppen ezért a földelt emitteres fokozatok bemenetére mindig nagy ekvivalens kapacitás transzformálódik, mely a teljes erősítő nagyfrekvenciás átvitelét erősen befolyásolhatja, különösen abban az esetben, ha a fokozatot nagy belső ellenállású generátorral hajtjuk meg.

Ezen szabályok felhasználásával a 7.14 ábra áramköre a 7.15 ábrán megadott áramkörrel közelíthető.



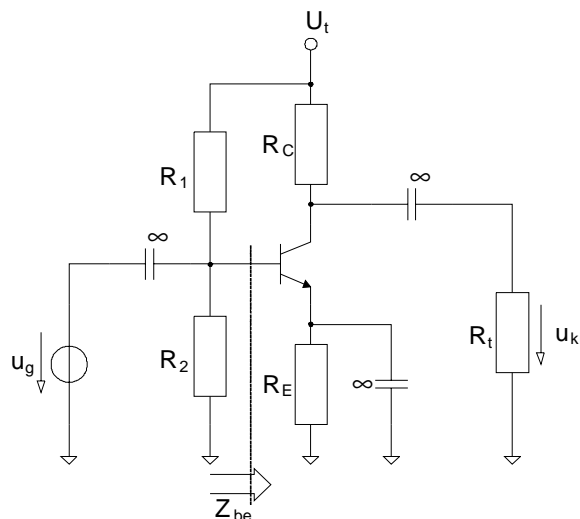
7.15 ábra. A 7.14 ábra áramkörének helyettesítése, a Miller-effektus illusztrálása.

A 7.15 ábrán a visszaható kapacitás hatását a bemeneten egy megnövekedett értékű  $C_v(1 + |A_u|)$  Miller-kapacitással, a kimeneten pedig egy  $C_v$  értékű kapacitással modellezzük.

Alkalmazzuk a Miller-effektust az alábbi áramkörök nagyfrekvenciás analízisének.

#### Az első áramköri példa a visszaható kapacitás hatásának vizsgálatára

Határozzuk meg a 7.16 ábrán látható áramkör nagyfrekvenciás átvitelét a Miller-effektus felhasználásával.



7.16 ábra. Az első áramköri példa a visszaható kapacitás hatásának vizsgálatára.

A földelt emitteres fokozatban adott a  $C_{b'e}$  és  $C_{b'c}$  kapacitás, és célunk az, hogy meghatározzuk a kapcsolás átvitelének a frekvenciafüggését a nagyfrekvenciás tartományban. A 7.16 ábra áramkörében a kapcsolás kimenetén  $R_p = R_C \times R_t$  és  $C_p = C_v = C_{b'c}$  párhuzamos ellenállás és kapacitás található, ezért fokozat feszültségerősítése az

$$A_u(p) = \frac{u_{ki}}{u}(p) = -g_m(R_C \times R_t) \frac{1 - p \frac{C_v}{g_m}}{1 + p C_{b'c}(R_C \times R_t)} \simeq$$

$$\simeq -g_m(R_C \times R_t) \frac{1}{1 + pC_{b'e}(R_C \times R_t)} = A_{u0} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_p}}, \quad \omega_p = \frac{1}{C_{b'e}(R_C \times R_t)},$$

bemeneti admittanciája pedig a

$$\begin{aligned} Z_{be}^{-1} &= pC_{b'e} + \frac{1}{(1 + \beta)r_d} + pC_{b'e} \frac{1 + g_m(R_C \times R_t)}{1 + pC_{b'e}(R_C \times R_t)} \simeq \\ &\simeq pC_{b'e} + \frac{1}{(1 + \beta)r_d} + pC_{b'e}(1 + g_m(R_C \times R_t)). \end{aligned}$$

A bemeneti admittanciában megjelenik a visszaható  $C_{b'e}$  kapacitás  $(1 + g_m(R_C \times R_t))$ -szerese, de mivel a fokozatot nulla belső ellenállású feszültséggenerátor hajtja meg, a megnövekedett (Miller-) kapacitás nem hat a feszültségerősítés nagyfrekvenciás viselkedésére. A bemeneten ugyanis van egy

$$C_{p1} = C_{b'e} + C_{b'e}(1 + g_m(R_C \times R_t))$$

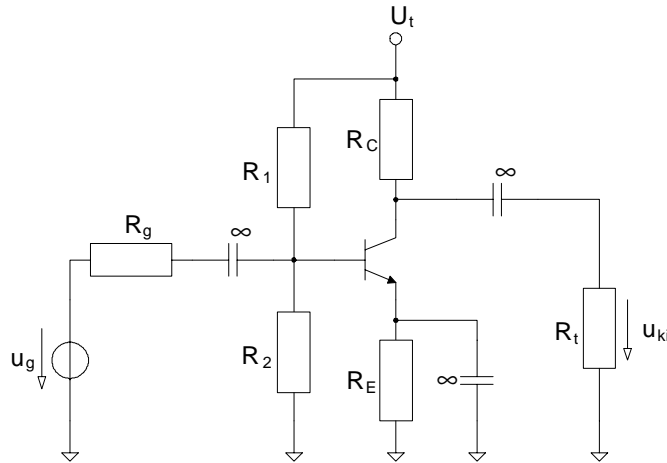
párhuzamos kapacitás, ugyanakkor a párhuzamos ellenállás

$$R_{p1} = (1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g = 0,$$

mivel  $R_g = 0$ , így a bemenethez rendelhető párhuzamos RC tag időállandója nulla, vagyis a hozzá tartozó negatív valós pólus frekvenciája végtelen.

#### A második áramköri példa a visszaható kapacitás hatásának vizsgálatára

Határozzuk meg a 7.17 ábrán látható áramkör nagyfrekvenciás átvitelét a Miller-effektus felhasználásával.



7.17 ábra. A második áramköri példa a visszaható kapacitás hatásának vizsgálatára.

A földelt emitteres fokozatban adott a  $C_{b'e}$  és  $C_{b'c}$  kapacitás, és célunk az, hogy meghatározzuk a kapcsolás átvitelének a frekvenciafüggését a nagyfrekvenciás tartományban véges generátorellenállás esetén. A 7.17 ábra áramkörében a kapcsolás bemenetén  $R_{p1} = (1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g$  és  $C_{p1} = C_{b'e} + C_{b'e}(1 + g_m(R_C \times R_t))$  párhuzamos ellenállás és kapacitás van, a kapcsolás kimenetén pedig  $R_{p2} = R_C \times R_t$  és  $C_p = C_{b'c}$ , ezért fokozat feszültségerősítése közelítőleg az

$$\begin{aligned} A_u(p) = \frac{u_{ki}}{u_g}(p) &\simeq A_{u0} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_{p1}}} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_{p2}}} = -g_m(R_C \times R_t) \frac{(1 + \beta)r_d \times R_1 \times R_2}{(1 + \beta)r_d \times R_1 \times R_2 + R_g} \\ &\frac{1}{1 + p(C_{b'e} + C_{b'e}(1 + g_m(R_C \times R_t)))} \frac{1}{((1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g)} \frac{1}{1 + pC_{b'c}(R_C \times R_t)}, \end{aligned}$$

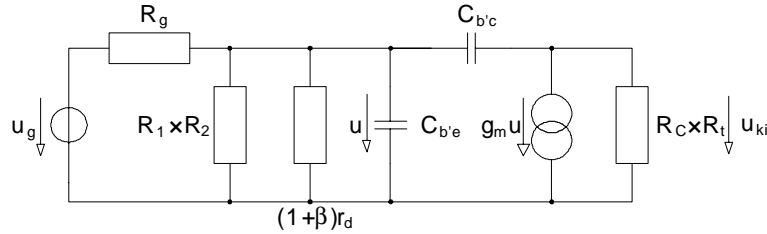
kifejezéssel adható meg, ahol

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(C_{b'e} + C_{b'e}(1 + g_m(R_C \times R_t)))((1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g)},$$

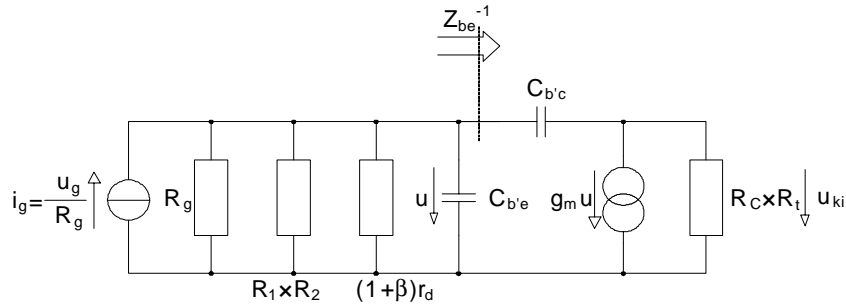
és

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{b'c}(R_C \times R_t)}$$

A közelítés pontosságának ellenőrzése érdekében határozzuk meg pontosan az áramkör erősítést a generátortól a kimenetig. Ehhez rajzoljuk fel az áramkör pontos nagyfrekvenciás kisjelű helyettesítő képét (lásd 7.18 és 7.19 ábra).



7.18 ábra. A földelt emitteres fokozat pontos nagyfrekvenciás kisjelű helyettesítő képe.



7.19 ábra. A földelt emitteres fokozat módosított nagyfrekvenciás kisjelű helyettesítő képe.

A két helyettesítő kép csak annyiban különbözik egymástól, hogy a 7.19 ábrán a generátort a Norton ekvivalenciával helyettesítettük. A kapcsolásban  $R_{p1} = (1 + \beta)r_d \times (R_1 \times R_2) \times R_g$  és  $R_{p2} = R_C \times R_t$ , és a korábbi egyenletek alapján

$$\frac{u_{ki}}{u}(p) = -g_m R_{p2} \frac{1 - p \frac{C_{b'c}}{g_m}}{1 + p C_{b'c} R_{p2}}$$

és

$$Z_{be}^{-1}(p) = \frac{i}{u}(p) = p C_{b'c} \frac{1 + g_m R_{p2}}{1 + p C_{b'c} R_{p2}}$$

Tudjuk, hogy a fokozat teljes átvitele a generátortól a kimenetig az

$$\frac{u_{ki}}{u_g}(p) = \frac{u_{ki}}{u} \frac{u}{u_g}$$

kifejezéssel határozható meg, és

$$\begin{aligned} \frac{u}{u_g}(p) &= \frac{1}{R_g} \frac{1}{\frac{1}{R_{p1}} + p C_{b'e} + p C_{b'c} \frac{1 + g_m R_{p2}}{1 + p C_{b'c} R_{p2}}} = \\ &= \frac{R_{p1}}{R_g} \frac{1}{1 + p C_{b'e} R_{p1} + p C_{b'c} R_{p1} \frac{1 + g_m R_{p2}}{1 + p C_{b'c} R_{p2}}} = \\ &= \frac{R_{p1}}{R_g} \frac{1 + p C_{b'c} R_{p2}}{1 + p R_{p1} (C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_{p2})) + p C_{b'c} R_{p2} + p^2 C_{b'e} C_{b'c} R_{p1} R_{p2}}, \end{aligned}$$

amiből az eredő átviteli függvény az

$$\frac{u_{ki}}{u_g}(p) = -g_m R_{p2} \frac{(1 + \beta)r_d \times R_1 \times R_2}{(1 + \beta)r_d \times R_1 \times R_2 + R_g} \cdot$$

$$\cdot \frac{1 - p \frac{C_{b'c}}{g_m}}{1 + pR_{p1}(C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_{p2})) + pC_{b'c}R_{p2} + p^2 C_{b'e}C_{b'c}R_{p1}R_{p2}}$$

formában adható meg. Összehasonlítva a pontos és a közelítő kifejezéseket, megállapíthatjuk, hogy azok igen pontosan fedik egymást, ha  $\frac{C_{b'c}}{g_m} = \frac{C_{b'c}}{r_d} \alpha \ll C_{b'c}R_p$ , és  $|\omega C_{b'c}R_p| \ll 1$ .

## Az alapkapsolások nagyfrekvenciás átvitelének részletes elemzése ( $g_{b'c} = g_{ce} = 0$ )

Ebben a fejezetben megvizsgáljuk az alapkapsolások nagyfrekvenciás átviteli tulajdonságait, különös tekintettel a Miller-effektusra.

### A földelt emitteres fokozat nagyfrekvenciás viselkedése

A földelt emitteres fokozat részletes kisjelű vizsgálata során a

$$g_m = \frac{\alpha}{r_d} \quad g_{b'e} = \frac{1}{(1+\beta)r_d}$$

$$g_g' = \frac{1}{R_g \times (R_1 \times R_2)} \quad g_t' = \frac{1}{R_c \times R_t}$$

jelölések bevezetése után az alábbi eredményekhez jutottunk:

A fokozat feszültségerősítése:

$$A_u(p) = -\frac{g_m - pC_{b'c}}{g_t' + pC_{b'c}} = -\frac{g_m}{g_t'} \frac{1 - p \frac{C_{b'c}}{g_m}}{1 + p \frac{C_{b'c}}{g_t'}}$$

bemeneti admittanciája:

$$Z_{be}^{-1}(p) = pC_{b'e} + pC_{b'c}(1 - A_u(p)) + g_{b'e} =$$

$$= pC_{b'e} + pC_{b'c} \frac{1 + g_m(R_c \times R_t)}{1 + pC_{b'c}(R_c \times R_t)} + g_{b'e} \simeq$$

$$\simeq pC_{b'e} + pC_{b'c}(1 + g_m(R_c \times R_t)) + g_{b'e}.$$

és kimeneti admittanciája:

$$Z_{ki}^{-1}(p) = pC_{b'c} \times (pC_{b'e} + g_g' + g_{b'e}) + g_m \frac{pC_{b'c}}{pC_{b'c} + pC_{b'e} + g_g' + g_{b'e}}.$$

Ebből megállapítható, hogy a

- A fokozat nagyfrekvenciás átvitelében jelentős szerepet játszik a Miller-effektus, mivel a fokozat bemeneti admittanciájában a  $C_{b'c}$  visszaható kapacitás felsokszorozódva jelenik meg.
- A fokozat kimeneti admittanciája növekvő generátorellenállás esetén a

$$Z_{ki}^{-1}(p) = pC_{b'c}, \quad \text{ha } R_g' \rightarrow 0, \quad g_g' \rightarrow \infty$$

értékről a

$$Z_{ki}^{-1}(p) = pC_{b'c} \times (pC_{b'e} + g_{b'e}) + g_m \frac{pC_{b'c}}{pC_{b'c} + pC_{b'e} + g_{b'e}}, \quad \text{ha } R_g' \rightarrow \infty, \quad g_g' \rightarrow 0$$

értékre változik.

- Összességében a földelt emitteres fokozat kis generátorellenállás esetén képes nagy frekvenciáig erősíteni.

### A földelt bázisú fokozat nagyfrekvenciás viselkedése

A földelt bázisú fokozat részletes kisjelű vizsgálata során a

$$g_m = \frac{\alpha}{r_d} \quad g_d = \frac{1}{r_d}$$

$$g'_g = \frac{1}{R_E \times R_g} \quad g'_t = \frac{1}{R_c \times R_t}$$

jelölések bevezetése után az alábbi eredményekhez jutottunk:

A fokozat feszültségerősítése:

$$A_u(p) = \frac{g_m}{g'_t + pC_{b'c}} = \frac{g_m}{g'_t} \frac{1}{1 + p \frac{C_{b'c}}{g'_t}},$$

bemeneti admittanciája:

$$Z_{be}^{-1}(p) = pC_{b'e} + g_d$$

és kimeneti admittanciája:

$$Z_{ki}^{-1}(p) = pC_{b'c}.$$

Ebből megállapítható, hogy a

- A fokozatban nincsen Miller-effektus, mivel a fokozat a  $C_{b'c}$  és  $C_{b'e}$  kapacitásának az egyik vége a földpontra kapcsolódik.
- A fokozat bemeneti ellenállása kicsi, így a bemeneti párhuzamos RC tag időállandója is kicsi, tehát a hozzá tartozó pólus frekvenciája nagy.
- Összességében a földelt bázisú fokozatot jól lehet szélessávú erősítésre használni.

## A földelt kollektoros fokozat nagyfrekvenciás viselkedése

A földelt kollektoros fokozat részletes kisjelű vizsgálata során a

$$g_m = \frac{\alpha}{r_d} \quad g_d = \frac{1}{r_d}, \quad g_{b'e} = \frac{1}{(1+\beta)r_d}$$

$$g'_g = \frac{1}{R_g \times (R_1 \times R_2)} \quad g'_t = \frac{1}{R_E \times R_t}$$

jelölések bevezetése után az alábbi eredményekhez jutottunk:

A fokozat feszültségerősítése:

$$A_u(p) = \frac{\frac{1}{g'_t}}{\left(\frac{1}{g'_d} \times \frac{1}{pC_{b'e}}\right) + \frac{1}{g'_t}} = \frac{\frac{1}{g'_t}}{\frac{1}{g_d + pC_{b'e}} + \frac{1}{g'_t}} = \frac{g_d + pC_{b'e}}{g'_t + g_d + pC_{b'e}} =$$

$$= \frac{g_d}{g'_t + g_d} \frac{1 + p \frac{C_{b'e}}{g_d}}{1 + p \frac{C_{b'e}}{g'_t + g_d}}$$

bemeneti admittanciája:

$$Z_{be}^{-1}(p) = pC_{b'c} + (g_{b'e} + pC_{b'e})(1 - A_u(p)) =$$

$$= pC_{b'c} + (g_{b'e} + pC_{b'e}) \left(1 - \frac{g_d + pC_{b'e}}{g'_t + g_d + pC_{b'e}}\right) =$$

$$= pC_{b'c} + (g_{b'e} + pC_{b'e}) \frac{g'_t}{g'_t + g_d + pC_{b'e}} \simeq$$

$$\simeq pC_{b'c} + (g_{b'e} + pC_{b'e})(1 - A_{u0}), \quad A_{u0} = \frac{g_d}{g'_t + g_d} = \frac{R_E \times R_t}{r_d + (R_E \times R_t)}$$

és kimeneti admittanciája:

$$Z_{ki}^{-1}(p) = (g_d + pC_{b'e}) \frac{g'_g + pC_{b'c}}{g'_g + g_{b'e} + pC_{b'e} + pC_{b'c}}.$$

Ebből megállapítható, hogy a

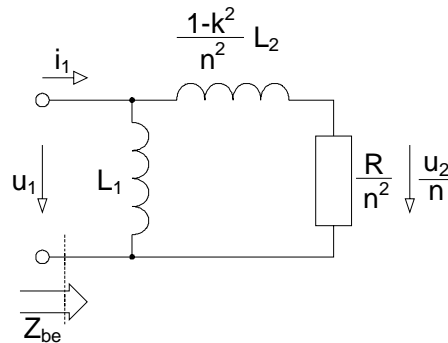
- A fokozatban van ugyan Miller-effektus, mivel a  $C_{b'e}$  kapacitás az egyik vége a bemenetre a másik vége a kimenetre kapcsolódik, a két pont közötti kisfrekvenciás erősítés viszont közel egységnyi, így a Miller-effektus hatására a  $C_{b'e}$  kapacitás a bemeneten egy  $C_{b'e}(1 - A_{u0})$  kisebb értékű kapacitással helyettesíthető. A fokozat kimenetén ez a kapacitás a kis kimeneti ellenállás miatt minimális hatású.
- A fokozat kimeneti ellenállása kicsi, így a kimeneti párhuzamos RC tag időállandója is kicsi, tehát a hozzá tartozó pólus frekvenciája nagy.
- Összességében a földelt kollektoros fokozatot szélessávú erősítésre használható.

## A transzformátor nagyfrekvenciás átvitele

A transzformátor általános helyettesítő képét a 7.8 ábrán adtuk meg. Most ezt a helyettesítő képet használva megvizsgáljuk a transzformátor nagyfrekvenciás átvitelét ohmos és kapacitív lezárások esetén.

### A transzformátor nagyfrekvenciás átvitele ohmos terhelés esetén

A transzformátor kisjelű modellje a 7.20 ábrán látható.



7.20 ábra. A transzformátor kisjelű modellje.

A korábban megadott eredmények szerint az ohmos terheléssel lezárt transzformátor feszültségátvitelét az

$$\frac{u_2}{u_1}(p) = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R}},$$

bemeneti impedanciáját a

$$Z_{be}(p) = pL_1 \frac{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R}}{1 + p \frac{L_2}{R}},$$

transzfer impedanciáját pedig az

$$\frac{u_2}{i_1}(p) = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{1 + p \frac{L_2}{R}}$$

kifejezésből határozhatjuk meg.

Ebből nyilvánvaló, hogy a feszültséggenerátorral meghajtott transzformátor feszültségerősítése nagyfrekvencián egy

$$\omega_p = \frac{R}{(1-k^2)L_2},$$

frekvenciájú negatív valós pólussal rendelkezik, kisfrekvencián viszont az átvitel

$$\frac{u_2}{u_1}(0) = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

értékű.



A transzformátor  $Z_{be}(p)$  bemeneti impedanciája egy  $\omega_{z1} = 0$  és egy

$$\omega_{z2} = \frac{R}{(1-k^2)L_2}$$

frekvenciájú valós negatív zérussal és egy

$$\omega_p = \frac{R}{L_2}$$

frekvenciájú valós negatív pólussal rendelkezik. Mivel  $\omega_{z1} < \omega_p < \omega_{z2}$ , a transzformátor bemeneti impedanciája közepes frekvencián ( $\omega_p < \omega < \omega_{z2}$ ) a

$$Z_{be0} = pL_1 \frac{1}{p \frac{L_2}{R}} = R \frac{L_1}{L_2} = k^2 \frac{R}{n^2}$$

értéket veszi fel.  $\omega_p$  alatt a bemeneti impedancia aszimptotikusan  $pL_1$ -hez,  $\omega_{z2}$  felett pedig  $p(1-k^2)L_1$ -hez tart.

A transzformátor  $\frac{u_2}{i_1}(p)$  transzfer impedanciájának egy  $\omega_z = 0$  és egy

$$\omega_p = \frac{R}{L_2}$$

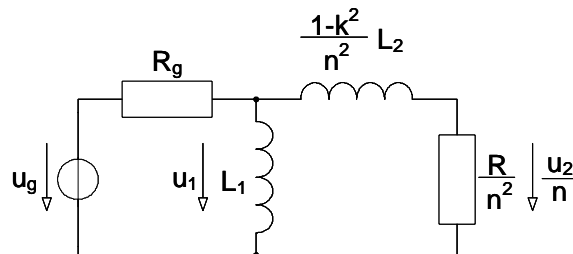
értékű valós negatív pólusa van. A transzfer impedancia  $\omega_p$  felett

$$\frac{u_2}{i_1}(p) = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{p \frac{L_2}{R}} = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} R = k^2 \frac{R}{n}$$

értékű.

### A transzformátor nagyfrekvenciás átvitele ohmos terhelés és véges generátorellenállás esetén

A fenti eredményekből a transzformátor átvitelét véges generátorellenállás esetén is meg tudjuk határozni. A 2.21 ábrán a véges generátorellenállással és ohmos terheléssel működő transzformátor helyettesítő képe látható.



2.21 ábra. A véges generátorellenállással és ohmos terheléssel működő transzformátor helyettesítő képe.

A kapcsolás átviteli függvényét az

$$\begin{aligned} \frac{u_2}{u_g}(p) &= \frac{u_2}{u_1} \frac{u_1}{u_g} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R}} \frac{Z_{be}(p)}{R_g + Z_{be}(p)} = \\ &= k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R}} \frac{pL_1 \frac{1+p \frac{(1-k^2)L_2}{R}}{1+p \frac{L_2}{R}}}{R_g + pL_1 \frac{1+p \frac{(1-k^2)L_2}{R}}{1+p \frac{L_2}{R}}} = \\ &= k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{R_g + pL_1 + p \frac{L_2}{R} R_g + p^2 \frac{(1-k^2)L_2 L_1}{R}} \end{aligned}$$

egyenletről számíthatjuk.

Az átvitel kisfrekvencián (ha  $\omega < \omega_p$ ) az

$$\frac{u_2}{u_g}(p) = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{R_g + pL_1 + p \frac{L_2}{R} R_g} \simeq n \frac{\frac{R}{n^2}}{R_g + \frac{R}{n^2}} \frac{p \frac{L_1}{R_g + \frac{R}{n^2}}}{1 + p \frac{L_1}{R_g + \frac{R}{n^2}}},$$

közepes frekvencián (ha  $\omega_p < \omega < \omega_{z2}$ ) az

$$\frac{u_2}{u_g}(p) = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{pL_1 + p \frac{L_2}{R} R_g} \simeq n \frac{\frac{R}{n^2}}{R_g + \frac{R}{n^2}},$$

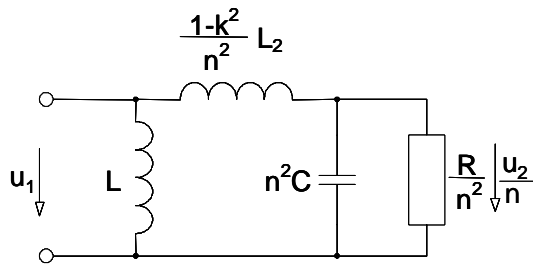
és nagyfrekvencián (ha  $\omega_{z2} < \omega$ ) az

$$\begin{aligned} \frac{u_2}{u_g}(p) &= k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{pL_1 + p \frac{L_2}{R} R_g + p^2 \frac{(1-k^2)L_2L_1}{R}} \simeq \\ &\simeq n \frac{\frac{R}{n^2}}{R_g + \frac{R}{n^2}} \frac{1}{1 + p \frac{(1-k^2)L_1}{R_g + \frac{R}{n^2}}} \end{aligned}$$

értékkel közelíthető.

### A transzformátor nagyfrekvenciás átvitele kapacitív terhelés és feszültséggenerátoros meghajtás esetén

A transzformátor helyettesítő képe kapacitív terhelés és feszültséggenerátoros meghajtás esetén a 2.22 ábrán látható.



2.22 ábra. A transzformátor helyettesítő képe kapacitív terhelés és feszültséggenerátoros meghajtás esetén.

A kapcsolás átviteli függvénye az

$$R \Rightarrow R \times \frac{1}{pC} = \frac{R}{1 + pCR}$$

helyettesítés után a korábbi egyenletekből egyszerűen meghatározható. Ennek alapján a kapcsolás feszültségátvitele az

$$\begin{aligned} \frac{u_2}{u_1}(p) &= k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R} (1 + pCR)} = \\ &= k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{1 + p \frac{(1-k^2)L_2}{R} + p^2 (1-k^2)L_2 C}, \end{aligned}$$

transzfer impedanciája az

$$\begin{aligned} \frac{u_2}{i_1}(p) &= k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{1 + p \frac{L_2}{R} (1 + pCR)} = \\ &= k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{pL_1}{1 + p \frac{L_2}{R} + p^2 L_2 C} \end{aligned}$$

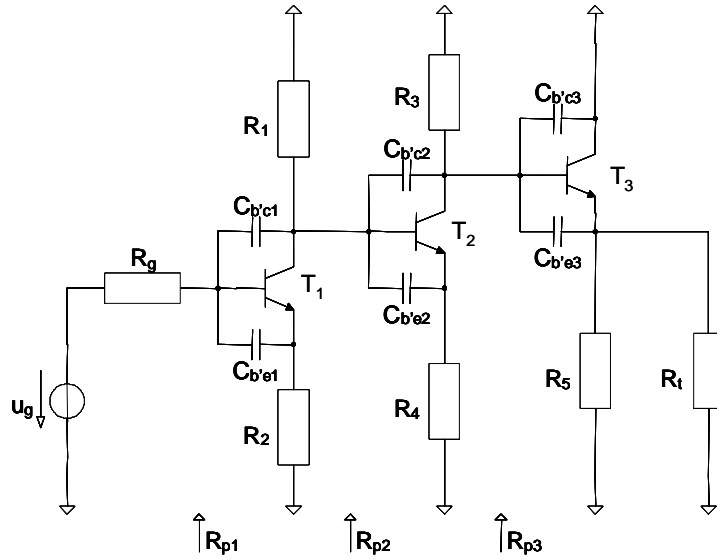
kifejezésekkel adható meg.

## A többfokozatú kapcsolások nagyfrekvenciás vizsgálata

Az elektronikus rendszerek általában több egymás után (kaszkádba) kapcsolt fokozatból állnak. Ezek együttes átvitelét a következő alapelvek szerint vizsgálhatjuk:

- Először fel kell rajzolni a többfokozatú kapcsolat eredő váltóáramú, illetve kisjelű helyettesítő képét, feltüntetve a nagyfrekvenciás átvitelre ható frekvenciafüggő elemeket (a tranzisztorok belső kapacitásait, a terhelő kapacitásokat, az induktivitásokat és a transzformátorok nagyfrekvenciás helyettesítő képét).
- Ezután az így kapott lineáris hálózat paraméterei bármilyen hálózatanalízis módszer alkalmazásával meghatározhatók.
- Csak kapacitív hatások esetén (ha a nagyfrekvenciás átvitelt csak a tranzisztorok belső kapacitásai és a terhelő kapacitások befolyásolják) az áramkör nagyfrekvenciás átvitelére jellemző adatokat (az átvitel valós negatív pólusainak a frekvenciáit) az alábbi módon lehet közelíteni:
  - Kihhasználva azt a tényt, hogy a tranzisztorokon lényegében egyirányban terjed a jel, azaz a tranzisztoros fokozatok a bemenetet és a kimenetet "elválasztják" egymástól, az egyes fokozatok nagyfrekvenciás átvitelét egymástól elkülönítve kezelhetjük.
  - Először a többfokozatú kapcsolat utolsó fokozatát vegyük górcső alá. Az utolsó fokozat ugyanis az előző fokozatot terheli, ezért a fokozat bemeneti impedanciája szükséges adat az előző fokozat erősítésének a meghatározására. Számítsuk ki az utolsó fokozat erősítését és a bemeneti impedanciában szereplő párhuzamos ohmos és kapacitív összetevőket. Ezen adatok birtokában lépünk át az utolsó előtti fokozatra és vizsgáljuk meg annak a paramétereit. Folytassuk a fenti eljárást egészen az első fokozatig.
  - Ha a vizsgálatot minden fokozat esetében elvégeztük, akkor az adatok birtokában meghatározhatjuk a többfokozatú kapcsolat kisfrekvenciás átvitelét és az egyes pontokat terhelő eredő párhuzamos ellenállásokat és kapacitásokat.
  - A nagyfrekvenciás átvitel vizsgálatához ezután meg kell határozni a fokozatok közötti párhuzamos RC tagok törésponti frekvenciáját, és ennek ismeretében ki tudjuk számolni a teljes rendszer felső határfrekvenciáját, amely a kiszámolt pólusok közül a legkisebb frekvenciájú, úgynevezett domináns pólus frekvenciájával egyenlő. Fontos megjegyezni, hogy ha egy fokozat erősítése már komplex, akkor a Miller-kapacitás fogalma már tisztán nem használható, ezért a fenti elv alapján csak a domináns pólus értékére lehet következtetni.

A fenti algoritmus illusztrálására számítsuk ki a 7.23 ábrán példaképpen megadott többfokozatú áramkör átviteli függvényét a nagyfrekvenciás tartományban.



7.23 ábra. Példa a többfokozatú kapcsolások nagyfrekvenciás vizsgálatára.

A kapcsolat eredő nagyfrekvenciás átvitelét a következő eljárással lehet közelíteni:

Először kiszámítjuk a harmadik fokozat előtti párhuzamos RC tag paramétereit, miszerint:

$$R_{p3} = R_3 \times (1 + \beta_3)(r_{d3} + (R_5 \times R_t)),$$

$$C_{p3} \simeq C_{b'c3} + C_{b'c2} + C_{b'e3}(1 - A_{u03}),$$

és

$$A_{u03} = \frac{R_5 \times R_t}{r_{d3} + (R_5 \times R_t)},$$

azaz

$$\omega_{p3} = \frac{1}{C_{p3}R_{p3}} \simeq \frac{1}{(C_{b'c3} + C_{b'c2} + C_{b'e3}(1 - A_{u03}))(R_3 \times (1 + \beta_3)(r_{d3} + (R_5 \times R_t)))}.$$

Ezután meghatározzuk a második fokozat paramétereit, azaz

$$R_{p2} = R_1 \times (1 + \beta_2)(r_{d2} + R_4),$$

$$C_{p2} \simeq C_{b'e2}(1 - A'_{u02}) + C_{b'c2}(1 - A_{u02}) + C_{b'c1},$$

ahol

$$A'_{u02} = \frac{R_4}{r_{d2} + R_4}, \quad \text{és} \quad A_{u02} = -\alpha_2 \frac{R_3 \times (1 + \beta_3)(r_{d3} + (R_5 \times R_t))}{r_{d2} + R_4},$$

azaz

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_{p2}R_{p2}} \simeq \frac{1}{(C_{b'e2}(1 - A'_{u02}) + C_{b'c2}(1 - A_{u02}) + C_{b'c1})(R_1 \times (1 + \beta_2)(r_{d2} + R_4))}.$$

Az első fokozat bemenetén

$$R_{p1} = R_g \times ((1 + \beta_1)(r_{d1} + R_2))$$

$$C_{p1} \simeq C_{b'e1}(1 - A'_{u01}) + C_{b'c1}(1 - A_{u01}),$$

ahol

$$A'_{u01} = \frac{R_2}{r_{d1} + R_2}, \quad \text{és} \quad A_{u01} = -\alpha_1 \frac{R_1 \times (1 + \beta_2)(r_{d2} + R_4)}{r_{d1} + R_2},$$

azaz

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{p1}R_{p1}} \simeq \frac{1}{(C_{b'e1}(1 - A'_{u01}) + C_{b'c1}(1 - A_{u01}))(R_g \times (1 + \beta_1)(r_{d1} + R_2))}.$$

Ezek alapján megállapítható, hogy a nagyfrekvenciás átvitel pólusait a különböző fokozatok bemenetén lévő tranzponált RC tagok időállandói határozzák meg. A többfokozatú kapcsolások felső határfrekvenciáját a különböző negatív valós pólusok ( $\omega_{p1}, \omega_{p2}, \omega_{p3}$ ) frekvenciájának a minimuma ( $\omega_{p\min}$ ) alapján számíthatjuk. A teljes átvitel ezután az erősítő határfrekvenciájáig az

$$\frac{u_{ki}}{u_g}(p) \simeq A_{u01}A_{u02}A_{u03} \frac{(1 + \beta_1)(r_{d1} + R_2)}{R_g + (1 + \beta_1)(r_{d1} + R_2)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_{p\min}}}$$

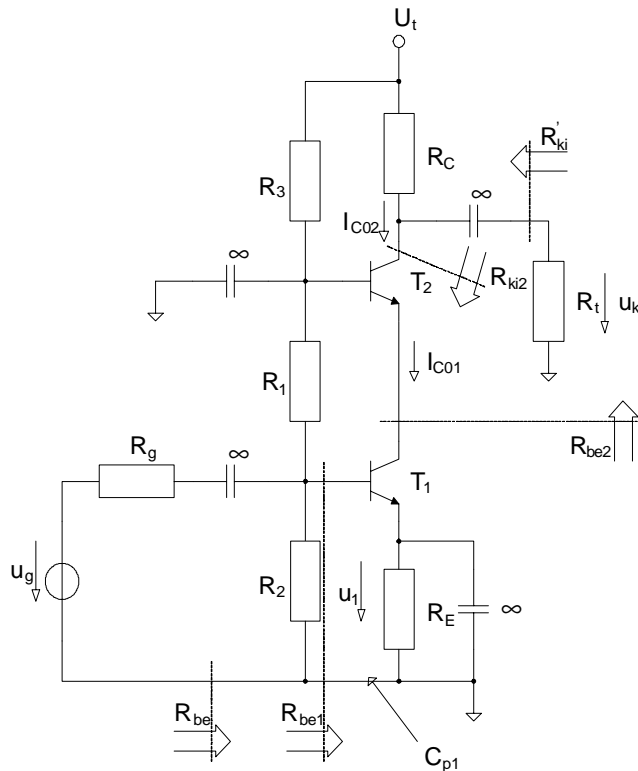
kifejezéssel közelíthető.

## Az analóg integrált áramkörök alapelemei

Ebben a fejezetben azokat az áramköröket analizáljuk, amelyek az analóg integrált áramkörökben fontos szerepet töltenek be. A most vizsgált kapcsolások két tranzisztort tartalmaznak, ezért kéttranzisztoros alkapcsolásokként is szokás őket említeni.

### A kaszkód erősítő tulajdonságai

A kaszkód fokozat egytelepes áramköri elrendezése a 8.1 ábrán látható.



8.1 ábra. A kaszkód fokozat egytelepes áramköri elrendezése.

A kaszkód fokozat egy földelt emitteres és egy földelt bázisú fokozat kaszkád kapcsolásával állítható elő. A fokozat munkaponti áramaira az

$$I_{C02} = A_2 I_{C01}$$

egyenlet érvényes.

A második, földelt bázisú fokozat feszültségerősítése az

$$A_{u2} = \alpha_2 \frac{R_C \times R_t}{r_{d2}},$$

bemeneti ellenállása az

$$R_{be2} = r_{d2}$$

kifejezésekkel adható meg.

Ennek alapján az első fokozat erősítése az

$$A_{u1} = -\alpha_1 \frac{r_{d2}}{r_{d1}},$$

bemeneti ellenállása az

$$R_{be1} = (1 + \beta_1)r_{d1}$$

egyenletekből számítható.

A teljes fokozat erősítése az

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = A_{u1}A_{u2} = -\alpha_2\alpha_1 \frac{R_C \times R_t}{r_{d2}} \frac{r_{d2}}{r_{d1}} = -\alpha_2\alpha_1 \frac{R_C \times R_t}{r_{d1}},$$

a fokozat bemeneti impedanciája az

$$Z'_{be} = R'_{be} = (1 + \beta_1)r_{d1} \times (R_1 \times R_2)$$

egyenletről határozható meg.

A kapcsolás kimeneti impedanciája közelítőleg végtelen, a fokozat kimeneti impedanciája

$$R'_{ki} = R_C.$$

A kaszkód fokozat tehát az alábbi tulajdonságokkal rendelkezik:

- A fokozat fázist fordít és a feszültségerősítése a földelt emitteres fokozat feszültségerősítésével közel azonos.
- A kaszkód erősítő bemeneti és kimeneti ellenállása, ideális esetben, a földelt emitteres fokozat paramétereivel azonos.
- A kaszkód erősítő bemenetén lévő földelt emitteres fokozat erősítése

$$A_{u1} = -\alpha_1 \frac{r_{d2}}{r_{d1}} \simeq -1$$

közel egységnyi, így az első, földelt emitteres fokozat bemenetén az eredő párhuzamos kapacitás értéke a

$$C_{p1} \simeq C_{b'e1} + C_{b'c1}(1 - A_{u0}) = C_{b'e1} + C_{b'c1} \left(1 + \alpha_1 \frac{r_{d2}}{r_{d1}}\right) \simeq C_{b'e1} + 2C_{b'c1}, \quad r_{d1} \simeq r_{d2}$$

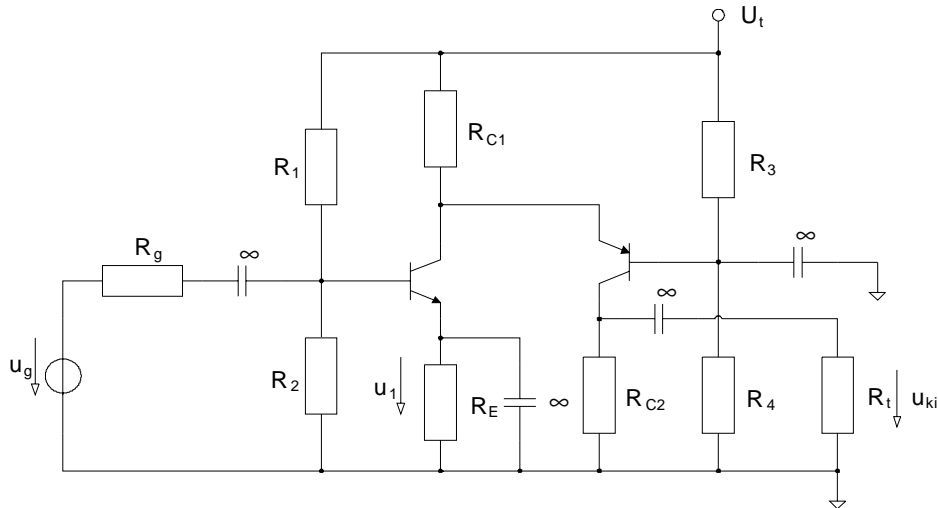
kifejezéssel adható meg, vagyis a második, földelt bázisú fokozat kis bemeneti ellenállásával az első fokozat erősítése csökkenthető, ami a Miller-kondenzátor értékét jelentősen csökkenti és ezzel a fokozat felső határfrekvenciája jelentősen növelhető.

- A fokozat kimeneti impedanciája közelíthető a végtelen generátorellenállással meghajtott földelt bázisú fokozat

$$R_{ki}^{-1} \simeq g_{b'c2} + (1 - \alpha_2)g_{b'e2}$$

kimeneti impedanciájával.

A kaszkód erősítő természetesen megvalósítható bármilyen kaszkádba kapcsolt földelt emitteres-földelt bázisú áramköri elrendezéssel. Az alternatív megoldás a 8.2 ábrán látható.

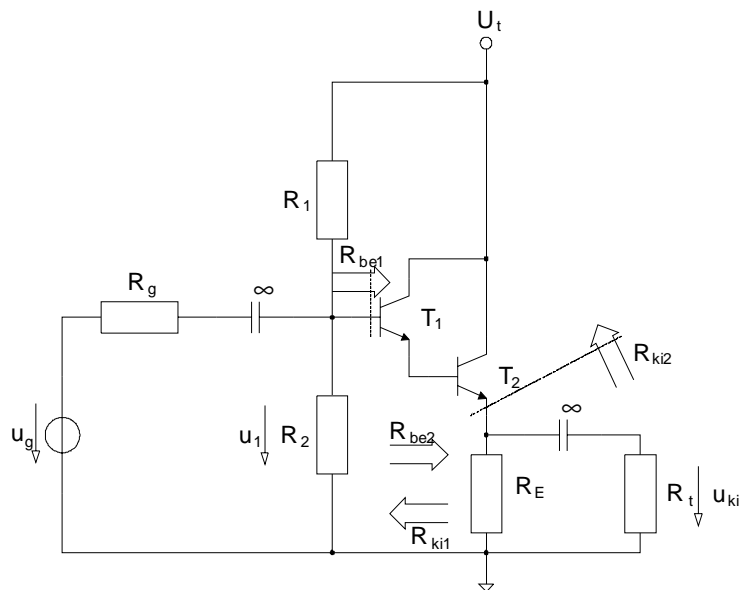


8.2 ábra. A kaszkód kapcsolás alternatív megoldása n-p-n és p-n-p tranziszttal. Célszerű hangsúlyozni, hogy ebben a kapcsolásban

$$I_{C02} \neq A_2 I_{C01}.$$

## A Darlington-fokozat tulajdonságai

A Darlington-fokozat földelt kollektoros kapcsolási elrendezése a 8.3 ábrán látható.



8.3 ábra. A Darlington-fokozat földelt kollektoros kapcsolási elrendezése. A kapcsolásra igaz, hogy

$$I_{E01} = (1 - A_2) I_{E02},$$

azaz a  $T_2$  tranzisztor bázisárama azonos a  $T_1$  tranzisztor emitteráramával. Mivel a fokozatot úgy is kezelhetjük, mint egy kaszkádba kapcsolt földelt kollektoros-földelt kollektoros párt, a korábban megismert szabályokat alkalmazva a második fokozat bemeneti ellenállása az

$$R_{be2} = (1 + \beta_2)(r_{d2} + (R_E \times R_t)),$$

az első fokozat kimeneti ellenállása pedig az

$$R_{ki1} = r_{d1} + \frac{R'_g}{1 + \beta_1}$$

egyenletekből számítható ( $R'_g = R_g \times R_1 \times R_2$ ).

A második,  $R_E \times R_t$  terheléssel rendelkező földelt kollektoros fokozat erősítése ezután az

$$A_{u02} = \frac{(R_E \times R_t)}{r_{d2} + (R_E \times R_t)}$$

kifejezéssel, az  $(1 + \beta_2)(r_{d2} + (R_E \times R_t))$  terheléssel rendelkező első földelt kollektoros fokozat erősítése pedig a

$$A_{u01} = \frac{(1 + \beta_2)(r_{d2} + (R_E \times R_t))}{r_{d1} + (1 + \beta_2)(r_{d2} + (R_E \times R_t))}$$

egyenlettel adható meg. Ennek alapján a fokozat teljes erősítését az

$$A_u = A_{u01}A_{u02} = \frac{(1 + \beta_2)(R_E \times R_t)}{r_{d1} + (1 + \beta_2)(r_{d2} + (R_E \times R_t))} = \frac{R_E \times R_t}{\frac{r_{d1}}{(1 + \beta_2)} + r_{d2} + (R_E \times R_t)}$$

egyenletből számíthatjuk.

A fokozat bemeneti ellenállása az

$$\begin{aligned} R_{be} &= (1 + \beta_1)(r_{d1} + (1 + \beta_2)(r_{d2} + (R_E \times R_t))) = \\ &= (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) \left( \frac{r_{d1}}{(1 + \beta_2)} + r_{d2} + (R_E \times R_t) \right) \end{aligned}$$

kifejezéssel adható meg, és az

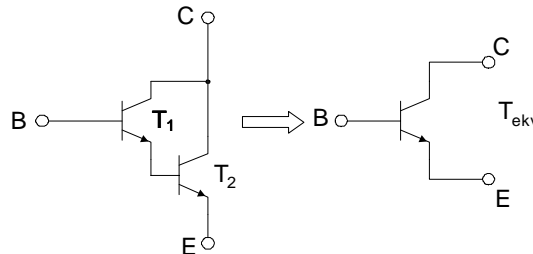
$$R_g' = R_g \times R_1 \times R_2$$

jelölést alkalmazva, a fokozat kimeneti ellenállása az

$$R_{ki} = r_{d2} + \frac{r_{d1}}{(1 + \beta_2)} + \frac{R_g'}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)}$$

formában írható fel.

A fenti kifejezéseket analizálva érdemes megfigyelni, hogy a Darlington-fokozatban szereplő  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztor pár egyetlen  $T_{ekv}$  tranzisztorral helyettesíthető (lásd a 8.4 ábrát).



8.4 ábra. A Darlington-tranzisztor pár ekvivalens helyettesítése.

Az ekvivalens tranzisztor az alábbi tulajdonságokkal rendelkezik:

- Az ekvivalens tranzisztor nyitófeszültsége  $U_{BE0ekv} = 2U_{BE0}$ .
- Az ekvivalens tranzisztor differenciális ellenállása

$$r_{dekv} = r_{d2} + \frac{r_{d1}}{(1 + \beta_2)}.$$

- Az ekvivalens tranzisztor földelt kollektoros áramerősítési tényezője

$$(1 + \beta_{ekv}) = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2).$$

Mivel a munkaponti áramok aránya adott, a két tranzisztor diódájának a differenciális ellenállása között fennáll az

$$r_{d1} \simeq (1 + \beta_2)r_{d2}$$

kapcsolat, így

$$r_{dekv} \simeq 2r_{d2},$$

amiből



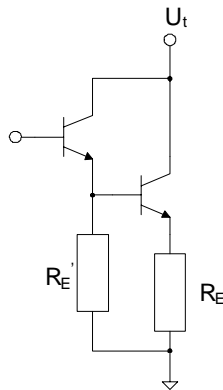
$$A_u \simeq \frac{R_E \times R_t}{2r_{d2} + (R_E \times R_t)},$$

$$R_{be} \simeq (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)(2r_{d2} + (R_E \times R_t)),$$

és

$$R_{ki} \simeq 2r_{d2} + \frac{R'_g}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)}.$$

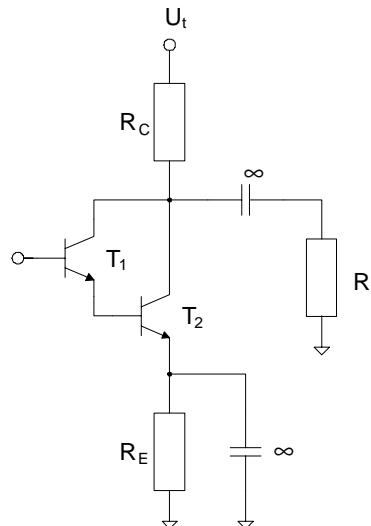
A Darlington-tranzisztor pár előnye a nagy áramerősítési tényező és az egyszerű munkapontbeállítás. A fokozat egy módosított változatát a 8.5 ábrán adtuk meg.



8.5 ábra. A Darlington-fokozat egy változata.

Ebben az elrendezésben az első tranzisztor munkaponti árama nagyobb a második tranzisztor bázisáramánál, aminek az az előnye, hogy kis áramoknál a tranzisztorok áramerősítési tényezője erősen lecsökken, amely hatást egy nagyobb munkaponti emitteráram beállításával csökkenteni lehet. A két tranzisztor differenciális ellenállásai között most az  $r_{d1} \simeq (1 + \beta_2)r_{d2}$  egyenlőség már nem áll fent.

A Darlington-fokozattal, azaz az ekvivalens tranzisztorral bármilyen alkapcsolást fel lehet építeni. A 8.6 ábrán egy Darlington-tranzisztor párral felépített földelt emitteres fokozat látható.

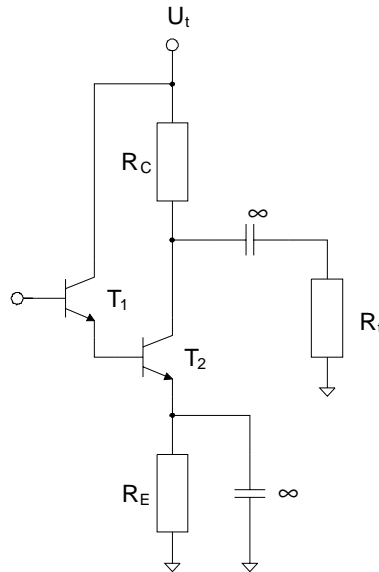


8.6 ábra. A Darlington-tranzisztorpárral felépített földelt emitteres fokozat.

A fokozat erősítése az

$$A_u \simeq -\frac{R_C \times R_t}{2r_{d2}}$$

kifejezéssel közelíthető. A földelt emitteres fokozatban fellépő Miller-hatást a 8.7 ábrán megadott elrendezéssel lehet csökkenteni.



8.7 ábra. A Miller-hatás csökkentése a Darlington-típusú fokozatban.

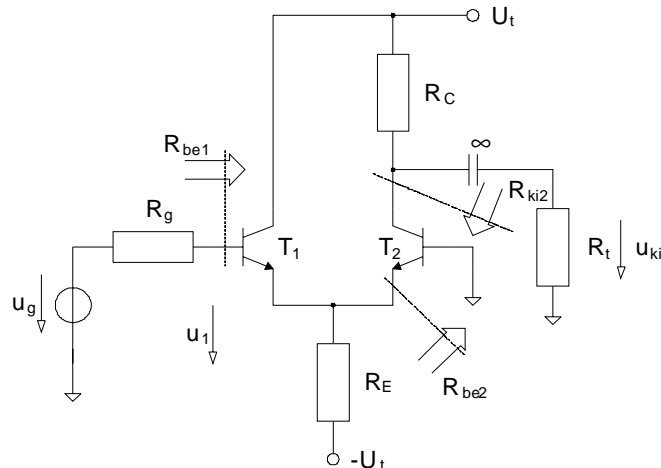
A 8.7 ábra áramkörében a  $T_1$  tranzisztorral felépített földelt kollektoros fokozat kis kimeneti impedanciával hajtja meg a  $T_2$  tranzisztorral felépített földelt emitteres fokozatot, amelynek a bemenetén a Miller-kapacitás található. Ezzel a megoldással a teljes fokozat bemenetén mérhető ekvivalens bemeneti kapacitás értéke csökkenthető a 8.6. ábrán megadott eredeti kapcsolás bemenetén mérhető kapacitáshoz képest. Így az áramkör felső határfrekvenciáját - elsősorban nagy generátorellenállás esetén - növelni lehet.

## A differenciálerősítő vizsgálata

A differenciálerősítő az analóg integrált áramkörök egyik legfontosabb építőeleme. A fejezet célja a differenciálerősítő nagyjelű és kisjelű tulajdonságainak a részletes vizsgálata.

### A földelt kollektoros-földelt bázisú alapelrendezés kisjelű vizsgálata

A kapcsolat általános analízise előtt vizsgáljuk meg a 8.8 ábrán megadott földelt kollektoros-földelt bázisú kaszkád fokozat kisjelű paramétereit.



8.8 ábra. A földelt kollektoros-földelt bázisú kaszkád fokozat felépítése.

A fokozat különleges tulajdonsága az, hogy a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztor emitterei össze vannak kötve, és a közös munkaponti áramot a negatív telepre kötött  $R_E$  ellenállás biztosítja. A kapcsolat előnye az, hogy a két tranzisztor bázisát lényegében azonosan földpotenciálra lehet kötni, és ha a tranzisztorok elektromos paramétereit és hőmérsékleteit azonosak, akkor a tranzisztorokon közel azonos munkaponti áram folyik.

Határozzuk meg ezután a fokozat kisjelű paramétereit. A  $T_2$  tranzisztorral felépített földelt bázisú fokozat bemeneti ellenállása az

$$R_{be2} = r_{d2},$$

a  $T_1$  tranzisztorral felépített földelt kollektoros fokozat bemeneti ellenállása pedig az

$$R_{be1} = (1 + \beta_1)[r_{d1} + (R_{be2} \times R_E)] = (1 + \beta_1)[r_{d1} + (r_{d2} \times R_E)]$$

kifejezésekkel írható fel.

Ezt felhasználva a második fokozat erősítésére az

$$A_{u2} = \frac{u_{ki}}{u_2} = \alpha_2 \frac{R_C \times R_t}{r_{d2}},$$

az első fokozat erősítésére az

$$A_{u1} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{r_{d2} \times R_E}{r_{d1} + (r_{d2} \times R_E)}$$

összefüggést kapjuk, ami alapján a két fokozat együttes átvitele:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = \alpha_2 \frac{R_C \times R_t}{r_{d2}} \frac{r_{d2} \times R_E}{r_{d1} + (r_{d2} \times R_E)}.$$

Ha az emitterellenállás értéke minden határon túl nő, akkor a fenti értékekre az

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} = \alpha_2 \frac{R_C \times R_t}{r_{d1} + r_{d2}}, \quad \text{ha } R_E \Rightarrow \infty,$$

és az

$$R_{be1} = (1 + \beta_1)(r_{d1} + r_{d2}), \quad \text{ha } R_E \Rightarrow \infty$$

mennyiségeket kapjuk.

Ennek alapján az elrendezés tulajdonságait az alábbiakban foglalhatjuk össze:

- A kapcsolás előnye a szimmetrikus elrendezésben rejlik. Emiatt a két azonos elektromos paraméterekkel rendelkező tranzisztor együttes munkaponti áramát ( $I_0$ ) egyetlen közös emitterellenállással be lehet állítani.
- A munkapont stabilitása nagy emitterellenállással most is biztosítható, ugyanis - azonos elektromos paraméterekkel rendelkező és azonos hőmérsékletű tranzisztorokat feltételezve - a tranzisztorok nyitófeszültségének a változása csak

$$\Delta I_0 \approx -\frac{\Delta U_{BE0}}{R_E}$$

áramváltozást okoz, ahol  $\Delta U_{BE0}$  a hőmérséklet hatására  $-2mV/C^0$  változik. Ez a munkaponti stabilitás a nagy emitterellenállással felépített munkapontbeállító alapelrendezés stabilitásával azonos.

- A fokozat erősítése viszont az emitterellenállás átblokkolása nélkül is megközelíti a földelt emitteres és földelt bázisú fokozat erősítésének a nagyságrendjét:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_1} \approx \alpha_2 \frac{R_C \times R_t}{r_{d1} + r_{d2}} = \alpha_2 \frac{R_C \times R_t}{2r_d}, \quad \text{ha } r_{d1} = r_{d2} = r_d,$$

a fokozat bemeneti ellenállása pedig közel azonos a földelt emitteres fokozatével:

$$R_{be1} = (1 + \beta_1)(r_{d1} + r_{d2}) = (1 + \beta_1)2r_d, \quad \text{ha } r_{d1} = r_{d2} = r_d.$$

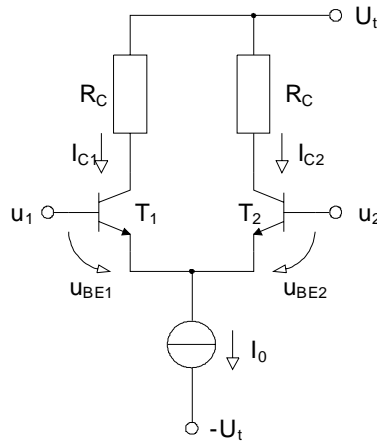
- Mindez azt jelenti, hogy ezzel az elrendezéssel nagy feszültségerősítésű és nagy áramerősítésű fokozatot nagy emitterkondenzátorok alkalmazása nélkül is meg tudunk valósítani. Ez az integrált áramkörökben feltétlenül szükséges követelmény.

## A differenciálerősítő általános nagyjelű analízise

### Az ideális differenciálerősítő karakterisztikái

A szimmetrikus felépítésű ideális differenciálerősítő kapcsolási rajza a 8.9 ábrán látható. A továbbiakban az a célunk, hogy meghatározzuk az ideális differenciálerősítő fokozat ohmos nagyjelű karakterisztikáját, és egyúttal elemezzük az áramköri elrendezés legfontosabb tulajdonságait. A vizsgálat során feltételezzük, hogy a tranzisztorok minden szempontból azonosak

(paraméterek, hőmérséklet, jellemző karakterisztikák,  $A_1 = A_2 = \alpha_1 = \alpha_2$ ), a tranzisztorok mellékhatásai elhanyagolhatók ( $g_{b'c} = g_{ce} = 0$ ,  $I_{S0} \ll i_{E1}; i_{E2}$ ), és nem foglalkozunk a tranzisztorok frekvenciafüggésével sem.



8.9 ábra. Az ideális differenciálerősítő kapcsolási elrendezése.

A 8.9 ábrán látható áramkörben a két tranzisztor munkapontját az emitterekhez kapcsolódó  $I_0$  áramú áramgenerátor állítja be. A szimmetrikus elrendezésből nyilvánvalóan következik, hogy azonos bemeneti  $u_1 = u_2$  feszültségek esetén a két tranzisztor emitterárama azonos, azaz éppen  $I_0/2$  értékű.

A korábbi vizsgálatokból tudjuk, hogy egy bipoláris tranzisztor emitteráramát az

$$i_E = I_{S0} \left[ \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right] \approx I_{S0} \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right)$$

egyenlettel számíthatjuk, ezért a 8.9 ábra kapcsolásában

$$i_{E1} = I_{S0} \left[ \exp\left(\frac{u_{BE1}}{U_T}\right) - 1 \right]$$

és

$$i_{E2} = I_{S0} \left[ \exp\left(\frac{u_{BE2}}{U_T}\right) - 1 \right].$$

Ezután írjuk fel az áramkörre vonatkozó alapegyenleteket. A két tranzisztor közös emitter pontjára felírható csomóponti egyenlet alapján a tranzisztorok emitteráramainak az összege

$$i_{E1} + i_{E2} = I_0$$

az áramgenerátor  $I_0$  áramával azonos. A tranzisztorok bemeneteire felírható hurokegyenlet alapján a bázisokat vezérlő bemeneti feszültségek különbségével

$$\Delta u = u_1 - u_2 = u_{BE1} - u_{BE2}$$

azonos a tranzisztorok  $u_{BE1}$  és  $u_{BE2}$  nyitófeszültségeinek a különbségével.

A csomóponti egyenlet mindkét oldalát  $i_{E1}$ -gyel osztva az

$$1 + \frac{i_{E2}}{i_{E1}} = \frac{I_0}{i_{E1}}$$

egyenlőséghez jutunk, amiből az

$$\frac{i_{E2}}{i_{E1}} = \exp\left(\frac{u_{BE2} - u_{BE1}}{U_T}\right) = \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)$$

összefüggés felhasználásával az

$$1 + \exp\left(\frac{u_{BE2} - u_{BE1}}{U_T}\right) = \frac{I_0}{i_{E1}}$$

egyenletet kapjuk. Ebből az  $i_{E1}$  áram egyszerűen meghatározható a  $\Delta u$  függvényében:

$$i_{E1} = I_0 \frac{1}{1 + \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)} = \frac{I_0}{2} \left[ 1 + \tanh\left(\frac{\Delta u}{2U_T}\right) \right].$$

Hasonló módon számolva  $i_{E2}$ -re az

$$i_{E2} = I_0 \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{\Delta u}{U_T}\right)} = \frac{I_0}{2} \left[ 1 - \tanh\left(\frac{\Delta u}{2U_T}\right) \right]$$

kifejezést kapjuk. Az egyenletek kiszámításakor felhasználtuk az

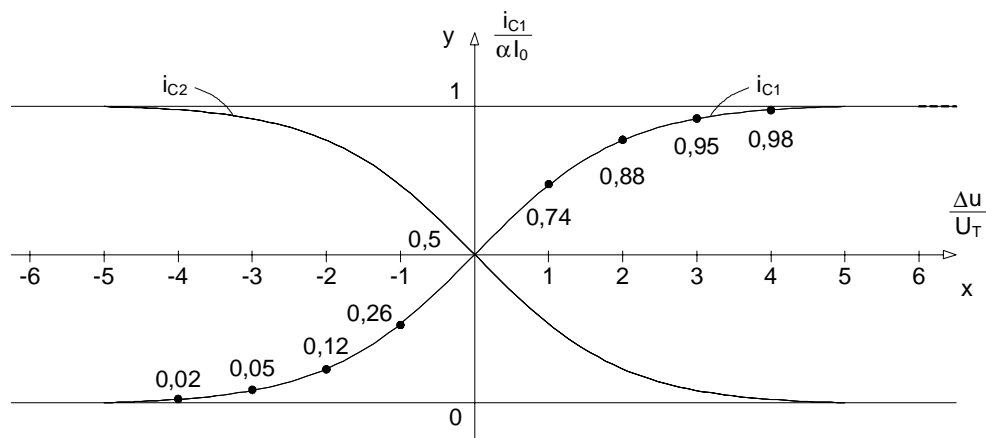
$$y = \frac{1}{1 + \exp(-x)} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1 - \exp(-x)}{1 + \exp(-x)} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \tanh\left(\frac{x}{2}\right) \right)$$

jól ismert azonosságot. Ha a kimeneti jel a két tranzisztor emitteráramának a különbsége, akkor erre az esetre az

$$i_{E1} - i_{E2} = I_0 \frac{1}{1 + \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)} - I_0 \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{\Delta u}{U_T}\right)} = I_0 \tanh\left(\frac{\Delta u}{2U_T}\right)$$

kifejezés érvényes.

A differenciálerősítő karakterisztikáit a 8.10 ábrán adjuk meg.



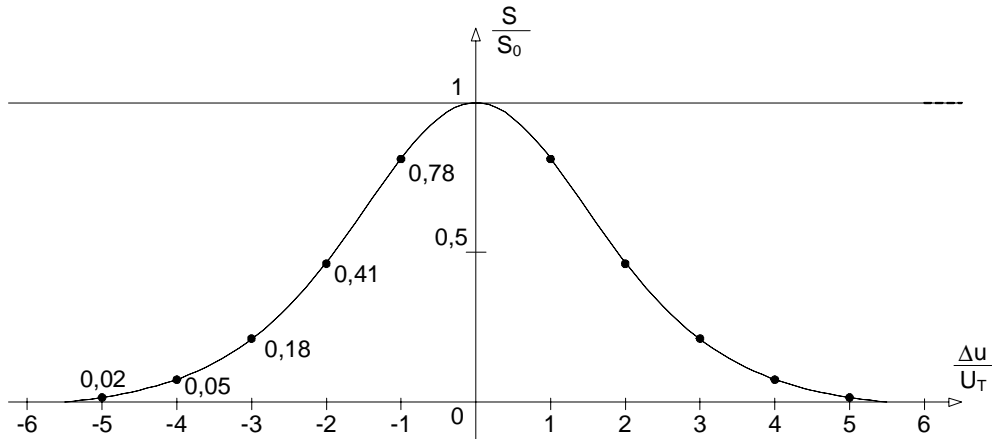
8.10 ábra. Az ideális differenciálerősítő kollektoráramai a differenciális vezérlőfeszültség függvényében.

Az ábra alapján megállapítható, hogy a  $\Delta u = 0$  értékhez az  $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I_0/2$  érték tartozik, és  $\Delta u$  növekedésével a  $T_1$  tranzisztor árama nő, a  $T_2$  tranzisztor árama pedig csökken. A differenciálerősítő bázisaira adott feszültségek különbségével tehát az  $I_0$  áramnak a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztor közötti megosztását tudjuk vezérelni. A karakterisztikákból jól látszik, hogy a  $|\Delta u| \geq 4U_T \approx 100mV$  feszültségkülönbség hatására közel a teljes  $I_0$  áram az egyik tranzisztoron folyik. Ezt úgy szoktuk fogalmazni, hogy a differenciálerősítő teljes "felbillentéséhez" közel  $100mV$  vezérlőfeszültség elegendő.

A 8.10 ábrán megadott karakterisztika deriváltja az ideális differenciálerősítő meredeksége, amit az

$$S = \frac{di_{C1}}{d\Delta u} = \alpha \frac{I_0}{U_T} \frac{\exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)}{\left(1 + \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)\right)^2} = -\frac{di_{C2}}{d\Delta u}$$

egyenlet segítségével határozhatunk meg. A meredekség értékét a  $\Delta u$  differenciális vezérlőfeszültség függvényében a 8.11 ábrán adjuk meg.



8.11 ábra. Az ideális differenciálerősítő meredeksége a differenciális vezérlőfeszültség függvényében.

Az ábrán a meredekséget az

$$S_0 = S \Big|_{\Delta u=0} = \alpha \frac{I_0}{4U_T} = \alpha \frac{1}{2r_d}$$

szimmetriaponthoz tartozó maximális meredekségre normáltuk. Az  $S_0$  értékét az egyes tranzisztorok

$$r_{d1} = r_{d2} = r_d = 2 \frac{U_T}{I_0}$$

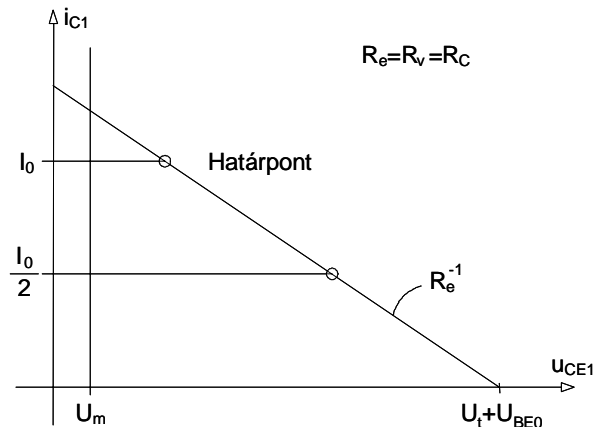
differenciális ellenállásai segítségével is meghatározhatjuk. A korábbi kisjelű analízis alapján egyébként tudjuk, hogy minden munkapontban fennáll az

$$S = \frac{di_{C1}}{d\Delta u} = \alpha \frac{I_0}{U_T} \frac{\exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)}{\left(1 + \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)\right)^2} = \alpha \frac{1}{r_{d1} + r_{d2}},$$

miel

$$\begin{aligned} \alpha \frac{I_0}{U_T} \frac{\exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)}{\left(1 + \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)\right)^2} &= \alpha \frac{I_0}{U_T} \frac{\frac{i_{E2}}{i_{E1}}}{\left(1 + \frac{i_{E2}}{i_{E1}}\right)^2} = \alpha \frac{I_0}{U_T} \frac{i_{E1} i_{E2}}{(i_{E1} + i_{E2})^2} = \\ &= \alpha \frac{1}{U_T} \frac{i_{E1} i_{E2}}{i_{E1} + i_{E2}} = \alpha \frac{1}{\frac{U_T}{i_{E1}} + \frac{U_T}{i_{E2}}} = \alpha \frac{1}{r_{d1} + r_{d2}}. \end{aligned}$$

A differenciálerősítő egyik tranzisztorának közelítő kimeneti karakterisztikája a 8.12 ábrán látható.



8.12 ábra. A differenciálerősítő egyik tranzisztorának kimeneti karakterisztikája. Az ábrát a baloldali tranzisztorra érvényes

$$U_t - i_{C1}R_C - u_{CE1} + u_{BE1} = u_1$$

egyenletből származtattuk az

$$u_{CE1} \simeq U_t + U_{BE0} - i_{C1}R_C, \quad \text{ha } u_{BE1} \simeq U_{BE0}, \quad \text{és } u_1 \simeq 0$$

közelítésekkel. A 8.12 ábra alapján megállapítható, hogy a differenciálerősítő tranzisztorai az

$$U_t + U_{BE0} - U_m > I_0R_C$$

feltétel teljesülése esetén nem érik el a telítési tartományt, ami miatt a differenciálerősítő gyors kapcsolóként is használható. A telítési tartományban ugyanis a bipoláris tranzisztorok bázis-kollektor diódája is kinyit, és ekkor a bázisérben nagy töltésmennyiség halmozódik fel. Ezt a töltést a tranzisztor lezárásához el kell a bázisérből távolítani, ami sok időt vehet igénybe. A telítés elkerülése tehát a kapcsolási időt csökkentheti, ami például logikai áramkörü alkalmazásoknál növeli a kapcsolási sebességet.

Összefoglalva az ideális differenciálerősítő az alábbi tulajdonságokkal rendelkezik:

- Az ideális differenciálerősítő előnye a szimmetrikus elrendezésben rejlik. Emiatt a két azonos elektromos paraméterekkel rendelkező és azonos hőmérsékletű tranzisztor munkaponti áramai csak a két tranzisztor bázisára adott feszültségek különbségétől, a differenciális vezérlőjeltől,  $\Delta u$ -tól függenek.
- A differenciálerősítő  $S$  meredeksége az

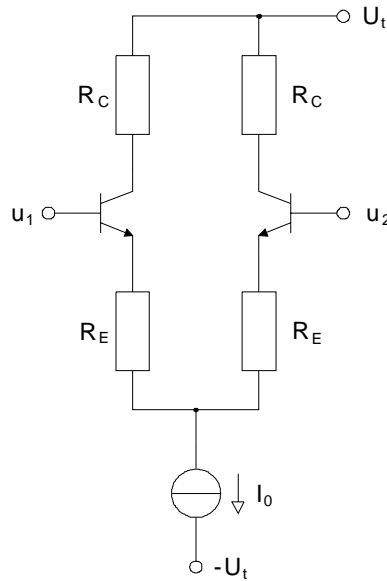
$$S = \alpha \frac{I_0}{U_T} \frac{\exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)}{\left(1 + \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)\right)^2}$$

kifejezés alapján arányos az  $I_0$  árammal és függ a munkaponti  $\Delta u$  feszültségtől is. Ezt a tulajdonságot felhasználva a differenciálerősítő meredekségét, ezáltal a differenciálerősítő kisjelű erősítését az  $I_0$  árammal és a munkaponti  $\Delta u$  feszültséggel is változtatni tudjuk (feszültséggel/árammal vezérelt erősítésű erősítő, pl. audio erősítők hangerő-szabályozása).

- A differenciálerősítő kisjelű kimeneti árama a bemenet kisjelű vezérlőfeszültség és a meredekség szorzatával állítható elő. Ha az  $I_0$  áram egy másik bemeneti vezérlőfeszültséggel arányosan változik, akkor a differenciálerősítő  $S$  meredeksége is arányos ezzel a bemeneti vezérlőfeszültséggel, ami azt jelenti, hogy a differenciálerősítő analóg jelek szorzására is használható. Analóg szorzásra többféle rendszertechnikai feladat megoldásánál is szükség van (moduláció, demoduláció, keverés, frekvenciatranszponálás, stb.).
- A differenciális vezérlőfeszültség a tranzisztorok közötti árammegosztást vezérli, és a differenciálerősítő már kb.  $100\text{mV}$  feszültség hatására felbillen, azaz közel a teljes  $I_0$  áram az egyik tranzisztoron folyik. Emellett a differenciálerősítő bizonyos feltételek teljesülése esetén telítésmentes gyors áramkapcsolóként viselkedik, ezért belőle gyors logikai áramköröket lehet építeni (ECL, emittercsatolt logikai család).

#### **A degenerálás hatása a differenciálerősítő karakterisztikáira (az emitterellenállások hatása)**

Az emitterellenállásokkal "degenerált" differenciálerősítő kapcsolási rajza a 8.13 ábrán látható.



8.13 ábra. A degenerált differenciálerősítő kapcsolási elrendezése.

Az ábrán megadott áramkör csak annyiban különbözik a 8.10 ábrán látható ideális differenciálerősítőtől, hogy itt a tranzisztorok emittereivel egy-egy  $R_E$  értékű emitterellenállást kapcsoltunk sorba. Ez annyit jelent, hogy a tranzisztorok exponenciális karakterisztikájú bázis-emitter diódáival sorba kapcsoltunk egy-egy lineáris karakterisztikájú elemet.

A degenerált differenciálerősítő karakterisztikájának a számításához írjuk fel a tranzisztorok bemeneteire érvényes hurokegyenletet, ami a

$$\Delta u_g = u_1 - u_2 = u_{BE1} - u_{BE2} + R_E(i_{E1} - i_{E2}) = \Delta u + R_E(i_{E1} - i_{E2})$$

kifejezéssel adható meg. A tranzisztorok emitteráramainak az összege az

$$i_{E1} + i_{E2} = I_0$$

egyenlet szerint most is az áramgenerátor  $I_0$  áramával azonos. Felhasználva ezeket az összefüggéseket, átrendezések után a

$$\Delta u_g = \Delta u + R_E I_0 \left( 2 \frac{i_{E1}}{I_0} - 1 \right), \quad \text{ahol} \quad \Delta u = u_{BE1} - u_{BE2},$$

illetve a

$$\Delta u_g = \Delta u + R_E I_0 \left( 2 \frac{i_{C1}}{\alpha I_0} - 1 \right)$$

egyenletekhez jutunk. Bevezetve ezután az

$$x = \frac{\Delta u}{U_T} \quad y = \frac{i_{C1}}{\alpha I_0}$$

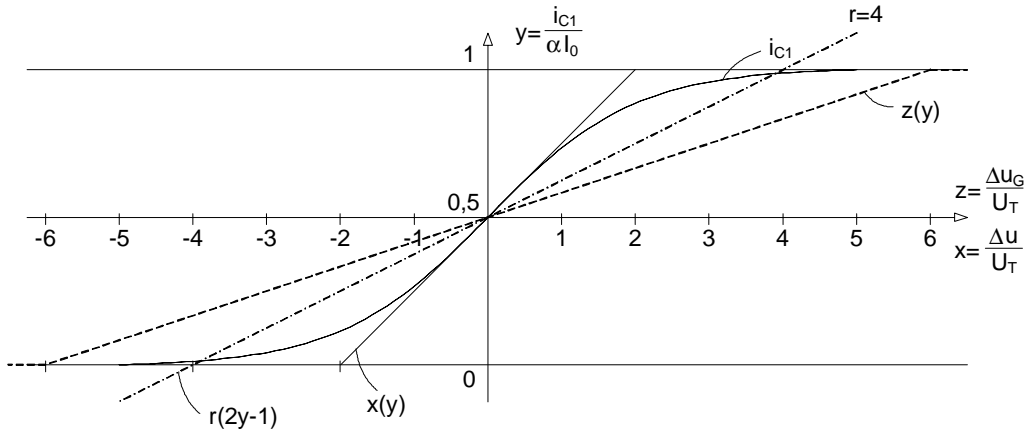
$$z = \frac{\Delta u_g}{U_T} \quad r = \frac{R_E I_0}{U_T}$$

jelöléseket a degenerált differenciálerősítő  $z(y)$  normalizált feszültség-áram karakterisztikáját a

$$z(y) = x(y) + r(2y - 1)$$

alakban adhatjuk meg, ahol  $x(y)$  az ideális differenciálerősítő normalizált feszültség-áram karakterisztikája,  $r$  pedig a degenerálás mértékére jellemző konstans. A degenerált differenciálerősítő karakterisztikáját a 8.14 ábrán adtuk meg  $r = 4$  esetében.





8.14 ábra. A degenerált differenciálerősítő kollektorárama a differenciális vezérlőfeszültség függvényében.

Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a degenerált differenciálerősítő meredeksége az emitterellenállások hatására lecsökken, a karakterisztika viszont lineárisabbá válik.

A degenerált differenciálerősítő meredekségét a karakterisztika deriváltjából számíthatjuk, azaz

$$\frac{1}{S_g} = \frac{d\Delta u_g}{di_{C1}} = \frac{d}{di_{C1}} \left[ \Delta u + R_E I_0 \left( 2 \frac{i_{C1}}{\alpha I_0} - 1 \right) \right] = \frac{d\Delta u}{di_{C1}} + 2 \frac{R_E}{\alpha} = \frac{1}{S} + 2 \frac{R_E}{\alpha},$$

amiből

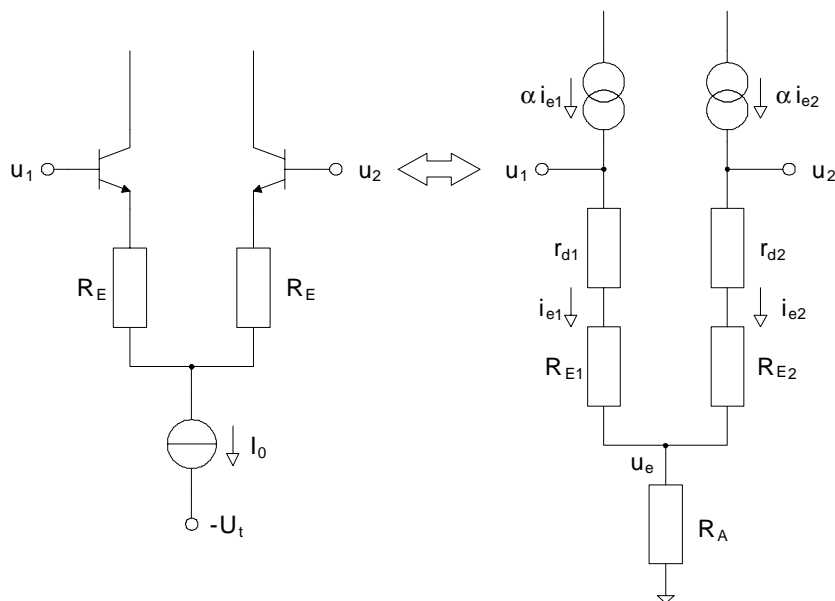
$$S_g = \frac{S}{1 + 2 \frac{R_E S}{\alpha}} = \frac{\alpha \frac{1}{r_{d1} + r_{d2}}}{1 + 2 \frac{R_E}{r_{d1} + r_{d2}}} = \alpha \frac{1}{r_{d1} + r_{d2} + 2R_E},$$

ami a kisjelű analízisből is kiszámítható.

### A differenciálerősítő kisjelű analízise

A fejezet célja a nem ideális differenciálerősítő legfontosabb kisjelű paramétereinek a meghatározása. Az itt bevezetett fogalmakat azonban nemcsak a vizsgált konkrét áramkör esetén, hanem minden szimmetrikus bemenettel és szimmetrikus vagy aszimmetrikus kimenettel rendelkező áramkör analízise során használhatók.

A vizsgálat tárgyát képező differenciálerősítő kapcsolási rajza és kisjelű helyettesítő képe a 8.15 ábrán látható.



8.15 ábra. A differenciálerősítő kapcsolási rajza és kisjelű helyettesítő modellje. A 8.15 ábrán megadott áramkör vizsgálatánál az alábbi feltételekből indulunk ki:

- A tranzisztorok munkaponti áramai különbözhetnek egymástól, azaz általában

$$r_{d1} \neq r_{d2}.$$

- A tranzisztorok kisjelű földelt bázisú áramerősítési tényezői (az általánosság csorbítása nélkül) azonosak egymással ( $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ ).
- A kapcsolásban szereplő  $I_0$  áramú áramgenerátor annyiban nem ideális, hogy a belső ellenállása véges ( $R_A$ ) értékű. Ez mindössze annyit jelent, hogy az áramgenerátor árama függ a közös emitterpont feszültségétől is, és ezt a függést a munkapont kis környezetében az  $R_A$  ellenállás írja le.
- A kisjelű helyettesítő képben a tranzisztorok bázis-emitter diódáinak a differenciális ellenállásai sorba kapcsolódnak az  $R_{E1}$  és  $R_{E2}$  emitterellenállásokkal, ezért a későbbiekben csak az

$$R_1 = r_{d1} + R_{E1}$$

$$R_2 = r_{d2} + R_{E2}$$

jelöléseket használjuk.

A kisjelű helyettesítő kép alapján felírhatjuk az

$$u_e + i_{e1}R_1 = u_1$$

$$u_e + i_{e2}R_2 = u_2 \quad ,$$

$$u_e = (i_{e1} + i_{e2})R_A$$

illetve az

$$i_{e1}(R_A + R_1) + i_{e2}R_A = u_1$$

$$i_{e1}R_A + i_{e2}(R_A + R_2) = u_2$$

egyenleteket, melyből a tranzisztorok kisjelű emitteráramaira az

$$i_{e1} = \frac{(R_A + R_2)u_1 - R_A u_2}{(R_A + R_1)(R_A + R_2) - R_A^2},$$

és

$$i_{e2} = \frac{-R_A u_1 + (R_A + R_1)u_2}{(R_A + R_1)(R_A + R_2) - R_A^2}$$

kifejezések adódnak, ahol

$$N = (R_A + R_1)(R_A + R_2) - R_A^2$$

a leíró lineáris egyenletrendszer determinánsa. Az emitteráramok ismeretében a tranzisztorok kollektoráramait az

$$i_{c1} = \alpha \frac{(R_A + R_2)u_1 - R_A u_2}{N},$$

és

$$i_{c2} = \alpha \frac{(R_A + R_1)u_2 - R_A u_1}{N}$$

egyenletekkel határozhatjuk meg.

Érdeemes megjegyezni, hogy természetesen ugyanezt az eredményt kapjuk akkor is, ha a 8.15 ábra kisjelű helyettesítő képének analízisének a szuperpozíció tétel és a több fokozatú áramkörök kisjelű vizsgálatánál megismert módszert alkalmazzuk például az  $i_{c1}$  áram kiszámítására. Eszerint az  $i_{c1}$  áram az

$$i_{c1} = \alpha \frac{u_1}{r_{d1} + R_{E1} + R_A \times (r_{d2} + R_{E2})} - \alpha \frac{u_2}{r_{d2} + R_{E2} + R_A \times (r_{d1} + R_{E1})} \frac{R_A}{R_A + r_{d1} + R_{E1}} =$$

$$\begin{aligned}
&= \alpha \frac{u_1}{R_1 + R_A \times R_2} - \alpha \frac{u_2}{R_2 + R_A \times R_1} \frac{R_A}{R_A + R_1} = \\
&= \alpha \frac{(R_A + R_2)u_1}{R_1(R_A + R_2) + R_A R_2} - \alpha \frac{(R_A + R_1)u_2}{R_2(R_A + R_1) + R_A R_1} \frac{R_A}{R_A + R_1} = \\
&= \alpha \frac{(R_A + R_2)u_1 - R_A u_2}{(R_A + R_2)(R_A + R_2) + R_A^2}
\end{aligned}$$

egyenlet segítségével határozható meg. Az egyenlet első tagja úgy adódott, hogy a kisjelű helyettesítő képből az  $u_2$  helyére nulla feszültséget kapcsolunk, és kiszámítottuk a  $T_1$  földelt emitteres fokozat kimeneti áramát abban az esetben, ha a fokozat emitterében  $R_{E1} + R_A \times (r_{d2} + R_{E2})$  ellenállás van. Az egyenlet második tagját pedig úgy számoltuk ki, hogy a kisjelű helyettesítő képből az  $u_1$  helyére nulla feszültséget kapcsolunk, és meghatároztuk a  $T_2$  földelt kollektoros és a vele kaszkádba kapcsolt,  $T_1$  földelt bázisú fokozat kimeneti áramát abban az esetben, ha a  $T_2$  földelt kollektoros fokozat kimeneti árama az

$$\frac{R_A}{R_A + r_{d1} + R_{E1}}$$

áramosztáson keresztül jut el a  $T_1$  földelt bázisú fokozat bemenetére. Egyszerűen belátható, hogy ezzel az eljárással a  $T_2$  tranzisztor kisjelű kollektoráramára az

$$i_{c2} = \alpha \frac{-R_A u_1 + (R_A + R_1)u_2}{(R_A + R_2)(R_A + R_2) + R_A^2}$$

kifejezés adódik, ami megegyezik a korábban kiszámított értékkel.

A kisjelű paraméterek további vizsgálata előtt vezessünk be a szimmetrikus bemenettel rendelkező áramkörök közös módusú és a differenciál módusú vezérlésének a fogalmát. Ez nem jelent mást, mint a bemeneti feszültségek felbontását két komponensre: az  $u_D$  differenciál módusú vezérlőjelre, amely definíció szerint a bemeneti feszültségek különbsége, és az  $u_K$  közös módusú vezérlőjelre, amely definíció szerint a két bemeneti feszültség számtani közepe. Ennek alapján az  $u_1$  és  $u_2$  bemeneti feszültségek és a közös módusú és differenciál módusú vezérlőfeszültségek között fennállnak az

$$\begin{aligned}
u_D = u_1 - u_2 &\Rightarrow u_1 = u_K + \frac{u_D}{2} \\
u_K = \frac{u_1 + u_2}{2} &\Rightarrow u_2 = u_K - \frac{u_D}{2}
\end{aligned}$$

egyenletek. A felbontás egyébként egy egyszerű lineáris transzformáció.

Az olvasóban természetesen felvetődik az a kérdés, hogy ennek a speciális transzformációnak egyáltalán mi az értelme. A válasz erre a kérdésre egyszerűen megadható:

- Az ideális differenciálerősítő kimeneti árama csak a bemeneti feszültségek különbségétől, tehát a differenciál módusú vezérlőjeltől függ.
- Ez azt jelenti, hogy elvileg bármilyen közösmódusú zavaró jel érkezik is az ideális differenciálerősítő bemenetére, annak a hatása a kimeneten nem érzékelhető még akkor sem, ha a közös módusú zavaró jel a hasznos differenciál módusú jellel azonos frekvenciatartományba esik, tehát lineáris szűréssel a hasznos jeltől nem választható el. Jó példa erre a mindenki által ismert EKG vizsgálat, ahol az emberi testre két aktív és egy referenciafeszültségre (földpotenciálra kötött) elektródát helyeznek. A hasznos jel a két aktív elektróda közötti különbségi feszültség (ez jellemző a szív működésére), a zavaró jel pedig a két aktív elektróda és a referenciapotenciálra kötött elektróda között mérhető feszültségek közös módusú összetevője (jellegzetesen itt igen nagy szintű, például 50Hz-es feszültség jelenik meg, ami a hasznos EKG jelek frekvenciatartományába esik). A hasznos és a zavaró jel szintje között több nagyságrend különbség is lehet, és a pontos EKG analízishez feltétlenül szükség van a közösmódusban érkező zavaró jel elnyomására. Egy ideális differenciálerősítő ezt a feladatot természetesen megoldaná, mivel csak a differenciál módusú vezérlésre érzékeny, de egy valóságos differenciálerősítő esetében meg kell vizsgálni azt, hogy ez az elnyomás milyen mértékű, azaz a hibajel a fokozat milyen mértékben nyomja el. Az  $u_D$  és

$u_K$  bevezetése ennek az analízisnek az elvégzését szolgálja.

Az  $u_1$  és  $u_2$ , valamint az  $u_D$  és  $u_K$  feszültség párok közötti kapcsolatot felhasználva a differenciálerősítő kimeneti áramait ki lehet fejezni az  $u_D$  és  $u_K$  feszültségek segítségével:

$$i_{c1} = \alpha \frac{R_2 u_K + \left(R_A + \frac{R_2}{2}\right) u_D}{N},$$

és

$$i_{c2} = \alpha \frac{R_1 u_K - \left(R_A + \frac{R_1}{2}\right) u_D}{N}.$$

Ha a kimeneti jel két kollektoráram különbségével arányos, akkor a hasznos jel a kimeneten az

$$i_{c1} - i_{c2} = \alpha \frac{(R_2 - R_1) u_K + \left(2R_A + \frac{R_1 + R_2}{2}\right) u_D}{N}$$

egyenletből számítható.

Ha a kimeneti jel az egyik kollektorárammal arányos, akkor aszimmetrikus, ha a két kollektoráram különbségével arányos, akkor szimmetrikus jelelvezetésről beszélünk.

Vezessük be ezután aszimmetrikus jelelvezetés esetén differenciálerősítő két kimeneti áramának az érzékenységet (a differenciálerősítő meredekségeit) a bemeneti  $u_1$  és  $u_2$  feszültségekre:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{i_{c1}}{u_1} \Big|_{u_2=0} = \alpha \frac{R_A + R_2}{N} & S_{21} &= \frac{i_{c2}}{u_1} \Big|_{u_2=0} = -\alpha \frac{R_A}{N} \\ S_{12} &= \frac{i_{c1}}{u_2} \Big|_{u_1=0} = -\alpha \frac{R_A}{N} & S_{22} &= \frac{i_{c2}}{u_2} \Big|_{u_1=0} = \alpha \frac{R_A + R_1}{N} \end{aligned},$$

valamint a differenciál- és közös módusú  $u_D$  és  $u_K$  vezérlésekre:

$$\begin{aligned} S_{D1} &= \frac{i_{c1}}{u_D} \Big|_{u_K=0} = \alpha \frac{R_A + \frac{R_2}{2}}{N} & S_{D2} &= \frac{i_{c2}}{u_D} \Big|_{u_K=0} = -\alpha \frac{R_A + \frac{R_1}{2}}{N} \\ S_{K1} &= \frac{i_{c1}}{u_K} \Big|_{u_D=0} = \alpha \frac{R_2}{N} & S_{K2} &= \frac{i_{c2}}{u_K} \Big|_{u_D=0} = \alpha \frac{R_1}{N} \end{aligned},$$

és adjuk meg ezeket az értékeket akkor is, ha a kimeneten szimmetrikus jelelvezetést alkalmazunk, vagyis a kimeneti jel a két kimeneti áram különbségével arányos:

$$\begin{aligned} S_D &= \frac{i_{c1} - i_{c2}}{u_D} \Big|_{u_K=0} = \alpha \frac{2R_A + \frac{R_1 + R_2}{2}}{N} \\ S_K &= \frac{i_{c1} - i_{c2}}{u_K} \Big|_{u_D=0} = \alpha \frac{R_2 - R_1}{N} \end{aligned}.$$

### A közös módusú elnyomási tényező vizsgálata

Közös módusú elnyomási (KME) tényezőnek nevezzük a differenciál módusú, illetve közös módusú jelekre vonatkozó érzékenységek hányadosát, mivel ez a szám azt mutatja meg, hogy azonos differenciál és közös módusú vezérlés hatására a fokozat kimenetén mekkora jel jelenik meg. A közös módusú elnyomási tényezőnek gyakran az abszolút értékéről beszélünk, mivel legtöbbször csak a kétféle jel nagyságának a viszonya hordoz információt számunkra.

Egyenleteinkből ez a mennyiség egyszerűen meghatározható aszimmetrikus jelelvezetés:

$$KME_{a1} = \frac{S_{D1}}{S_{K1}} = \frac{R_A + \frac{R_2}{2}}{R_2} = \frac{1}{2} + \frac{R_A}{R_2}, \quad \text{vagy} \quad KME_{a2} = \frac{S_{D2}}{S_{K2}} = \frac{1}{2} + \frac{R_A}{R_1},$$

és szimmetrikus jelelvezetés esetén:

$$KME_{sz} = \frac{S_D}{S_K} = \frac{2R_A + \frac{R_1 + R_2}{2}}{R_2 - R_1}.$$

### A közös módusú elnyomási tényező számítása akkor, ha a kimenő jel a differenciálerősítő kimeneti áramának lineáris kombinációjával arányos

Legyen a fokozat kimenő feszültsége az

$$u_{ki} = i_{c1} R_{C1} - i_{c2} R_{C2} = \alpha R_{C1} \frac{R_2 u_K + \left(R_A + \frac{R_2}{2}\right) u_D}{N} -$$

$$- \alpha R_{C2} \frac{R_1 u_K - \left(R_A + \frac{R_1}{2}\right) u_D}{N}$$

egyenlet szerint az  $i_{c1}$  és  $i_{c2}$  áramok lineáris kombinációjával arányos. Ekkor a közös módusú elnyomási tényezőt az

$$KME = \frac{R_{C1} \left(R_A + \frac{R_2}{2}\right) + R_{C2} \left(R_A + \frac{R_1}{2}\right)}{R_{C1} R_2 - R_{C2} R_1}$$

kifejezés segítségével határozhatjuk meg.

### A közös módusú elnyomási tényező többfokozatú erősítő esetén

Tételezzük fel, hogy a többfokozatú erősítő kimenetén lévő jel az

$$i_{ki} = a(i_{c1} - i_{c2}) + \frac{b}{2}(i_{c1} + i_{c2}), \quad KME_2 = \frac{a}{b}$$

áramtól függ, ahol  $i_{c1}$  és  $i_{c2}$  a bemeneten lévő első differenciálerősítő fokozat két kollektorárama,  $KME_2$  pedig a bemeneti fokozatot követő teljes erősítő közös módusú elnyomási tényezője. A differenciálerősítő kimeneti kollektoráramait felhasználva egyenletünk az

$$i_{ki} = a \left[ \alpha \frac{(R_2 - R_1) u_K + \left(2R_A + \frac{R_1 + R_2}{2}\right) u_D}{N} \right] + \frac{b}{2} \left[ \alpha \frac{(R_2 + R_1) u_K + \frac{R_2 - R_1}{2} u_D}{N} \right]$$

formában írható fel. Ebből az eredő közös módusú elnyomási tényező a

$$\begin{aligned} KME_e &= \frac{a \left(2R_A + \frac{R_1 + R_2}{2}\right) + \frac{b}{2} \frac{R_2 - R_1}{2}}{a(R_2 - R_1) + \frac{b}{2}(R_2 + R_1)} = \\ &= \frac{\left(2R_A + \frac{R_1 + R_2}{2}\right) KME_2 + \frac{R_2 - R_1}{4}}{(R_2 - R_1) KME_2 + \frac{R_2 + R_1}{2}} = \frac{KME_{sz} KME_2 + \frac{1}{4}}{KME_2 + \frac{1}{2} \frac{R_2 + R_1}{R_2 - R_1}} \end{aligned}$$

kifejezéssel adható meg. Ebből

$$\begin{aligned} KME_e &= KME_{sz}, \quad \text{ha } KME_2 \Rightarrow \infty \\ KME_e &= KME_a, \quad \text{ha } KME_2 = \pm \frac{1}{2}, \\ KME_e &= 2KME_a KME_2, \quad \text{ha } R_2 = R_1 = R \end{aligned}$$

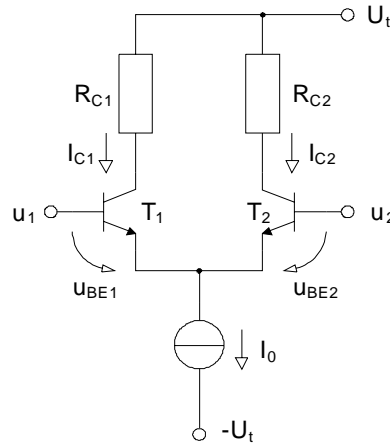
ami jól mutatja, hogy az első fokozat közösmódusú elnyomása a teljes fokozat eredő közösmódusú elnyomási tényezőjét alapvetően meghatározza, és ha az áramgenerátor  $R_A$  ellenállása végtelenhez tart, akkor a teljes fokozat eredő közös módusú elnyomása is minden határon túl nő. Jó közös módusú elnyomás akkor biztosítható, ha az első szimmetrikus fokozat közös módusú elnyomási tényezője nagy.

### A differenciálerősítő munkapontbeállítása

Az ideális differenciálerősítő munkapontbeállítása rendkívül egyszerű, hiszen tudjuk, hogy ideális esetben, ha a két tranzisztor minden paramétere és a hőmérséklete is azonos, akkor azonos bemeneti  $u_1 = u_2 = 0$  feszültségeknél a tranzisztorok emitterében pontosan  $I_0/2$ , bázisában pedig  $I_0/2(1+B)$  nagyságú áram folyik. A valóságos differenciálerősítők esetében ez nincs így, mivel sem a tranzisztorok paraméterei, sem pedig a tranzisztorok hőmérséklete nem azonos. A differenciálerősítő munkapontbeállítása során ezeknek az aszimmetriáknak a hatásával és azok modellezésével foglalkozunk.

### A differenciálerősítő offset feszültsége és annak a hőmérsékletfüggése (driftje)

Vizsgáljuk meg a 8.16 ábrán megadott nulla belső ellenállású feszültséggenerátorokkal vezérelt valóságos differenciálerősítő munkapontbeállítását.



8.16 ábra. A valóságos differenciálerősítő munkapontbeállítása.

A valóságos differenciálerősítő kimeneti áramai  $u_1 = u_2 = 0$  feszültség esetén nem lesznek azonosak, mivel a tranzisztorok paraméterei, és hőmérséklete eltér egymástól. Ahhoz, hogy a két kimeneti áram azonos legyen a bemenetet egy adott egyenfeszültséggel kell vezérelni. Ezt a feszültséget a differenciálerősítő ( $U_{off}$ ) offset feszültségének nevezzük. Határozzuk meg tehát azt a bemeneti vezérlőfeszültséget, ami a két tranzisztor kollektoráramát azonos értékűre állítja.

A tranzisztorok fizikai működéséből tudjuk, hogy az emitteráramokat az

$$i_{E1} = K_1 \exp\left(\frac{u_{BE1} - U_{ts}}{U_{T1}}\right), \quad K_1 \sim F_1 T_1^3$$

$$i_{E2} = K_2 \exp\left(\frac{u_{BE2} - U_{ts}}{U_{T2}}\right), \quad K_2 \sim F_2 T_2^3$$

egyenletekből számolhatjuk, ahol  $K_1$  és  $K_2$  a tranzisztorokra jellemző konstans,  $F_1$  és  $F_2$  a tranzisztorok felülete,  $T_1$  és  $T_2$  a tranzisztorok hőmérséklete,  $U_{T1}$  és  $U_{T2}$  a tranzisztorok hőmérsékletéhez tartozó termikus potenciál,  $u_{BE1}$  és  $u_{BE2}$  a tranzisztorok bázis-emitter feszültsége és  $U_{ts}$  a félvezető (szilícium) tiltott sávjának a szélessége.

A differenciálerősítőben lévő tranzisztorok emitteráramainak az összege azonos az áramgenerátor  $I_0$  áramával:

$$i_{E1} + i_{E2} = \frac{i_{C1}}{A_1} + \frac{i_{C2}}{A_2} = I_0,$$

amiből az azonos kollektoráramokra az

$$i_{C1} = i_{C2} = I_0 \frac{A_1 A_2}{A_1 + A_2}$$

értéket kapjuk.

Az offset feszültség az azonos kollektoráramokhoz tartozó  $u_{BE1}$  és  $u_{BE2}$  feszültségek különbsége, ami az

$$U_{off} = u_{BE1} - u_{BE2} \Big|_{i_{C1}=i_{C2}} = U_{T1} \ln\left(I_0 \frac{A_2}{A_1 + A_2} \frac{1}{K_1}\right) - U_{T2} \ln\left(I_0 \frac{A_1}{A_1 + A_2} \frac{1}{K_2}\right)$$

egyenlettel határozható meg, mivel a tranzisztorok áram-feszültség karakterisztikájából

$$u_{BE1} - U_{ts} = U_{T1} \ln\left(\frac{i_{E1}}{K_1}\right) = U_{T1} \ln\left(\frac{i_{C1}}{A_1 K_1}\right) = U_{T1} \ln\left(I_0 \frac{A_2}{A_1 + A_2} \frac{1}{K_1}\right)$$

$$u_{BE2} - U_{ts} = U_{T2} \ln\left(\frac{i_{E2}}{K_2}\right) = U_{T2} \ln\left(\frac{i_{C2}}{A_2 K_2}\right) = U_{T2} \ln\left(I_0 \frac{A_1}{A_1 + A_2} \frac{1}{K_2}\right)$$

Az offset feszültség fizikai okainak az azonosítása érdekében bontsuk fel a két tranzisztor termikus potenciálját egy közös módusú és egy differenciál módusú részre:

$$U_{T1} = U_T + \frac{\Delta U_T}{2}$$

$$U_{T2} = U_T - \frac{\Delta U_T}{2}$$

ahol  $U_T$  a két tranzisztor átlagos hőmérsékletével,  $\Delta U_T$  pedig a tranzisztorok hőmérsékletének a különbségével arányos. Ezeket felhasználva az offset feszültséget az

$$U_{off} = \Delta U_T \ln \left( I_0 \frac{\sqrt{A_1 A_2}}{A_1 + A_2} \frac{1}{\sqrt{K_1 K_2}} \right) + U_T \ln \left( \frac{A_2 F_2 T_2^3}{A_1 F_1 T_1^3} \right) = \Delta U_T \ln \left( I_0 \frac{\sqrt{A_1 A_2}}{A_1 + A_2} \frac{1}{\sqrt{K_1 K_2}} \right) + 3U_T \ln \left( \frac{T_2}{T_1} \right) + U_T \ln \left( \frac{A_2 F_2}{A_1 F_1} \right)$$

egyenlőséggel határozhatjuk meg. Ha  $\Delta U_T = 0$ , akkor az offset feszültség csak a tranzisztorok paramétereinek a különbségéből származik. Ha  $F_1 = F_2 = F$  és  $A_1 = A_2$ , azaz a tranzisztorok paraméterei azonosak, akkor az offset feszültség forrása a tranzisztorok hőmérséklete közötti különbség.

Ezek szerint azonos tranzisztorhőmérsékletek esetén:

$$U_{off} = U_T \ln \left( \frac{K_2}{K_1} \right) = U_T \ln \left( \frac{F_2}{F_1} \right), \quad \text{ha } \Delta U_T = 0 \text{ és } A_1 = A_2,$$

azaz az offset feszültség a tranzisztorok felületeinek az arányától függ, és azonos paraméterek esetén

$$U_{off} = \Delta U_T \ln \left( \frac{I_0}{2} \frac{1}{\sqrt{K_1 K_2}} \right) + 3U_T \ln \left( \frac{T_2}{T_1} \right) \simeq \frac{\Delta U_T}{U_T} (U_{BE0} - U_{ts}) + 3U_T \ln \left( \frac{T_2}{T_1} \right) \simeq -2 \left[ \frac{mV}{C^0} \right] \Delta T,$$

mivel

$$U_{BE0} - U_{ts} \simeq U_T \ln \left( \frac{I_0}{2\sqrt{K_1 K_2}} \right).$$

Elmondhatjuk tehát, hogy a differenciálerősítő eredő  $U_{off}$  feszültsége két tag összegéből áll: az egyik tag csak a tranzisztorok paramétereinek aszimmetriájától, a másik pedig lényegében a tranzisztorok hőmérsékletének különbségétől függ.

A fenti kifejezések alapján az offset feszültség maga is függ a hőmérséklettől. Az offset feszültség hőmérséklet szerinti deriváltját az offset feszültség driftjének nevezzük. A drift értékét  $A_1 = A_2$  esetén a

$$\frac{dU_{off}}{dT} \simeq \frac{d(\Delta U_T)}{dT} \ln \left( \frac{I_0}{2K} \right) + \frac{dU_T}{dT} \ln \left( \frac{K_2}{K_1} \right)$$

egyenlet segítségével számolhatjuk ( $K = \sqrt{K_1 K_2}$ ).

Ha  $\Delta U_T = 0$ , akkor a drift értéke a

$$\frac{dU_{off}}{dT} = \frac{dU_T}{dT} \ln \left( \frac{K_2}{K_1} \right) = \frac{U_T}{T} \ln \left( \frac{K_2}{K_1} \right) = \frac{U_{off}}{T}, \quad \text{ha } \Delta U_T = 0, \quad \text{mivel } \frac{dU_T}{dT} = \frac{U_T}{T}$$

kifejezéssel határozható meg, ha  $K_1 = K_2 = K$  és  $A_1 = A_2$ , akkor pedig a

$$\frac{dU_{off}}{dT} \simeq \frac{d(\Delta U_T)}{dT} \frac{\Delta U_T}{\Delta U_T} \ln \left( \frac{I_0}{2K} \right) = U_{off} \frac{d(\Delta U_T)}{dT} \frac{1}{\Delta U_T}$$

értéket kapjuk.

### Példa

Határozzuk meg egy differenciálerősítő offset feszültségét és annak driftjét, ha  $\Delta U_T = 0$ ,  $A_1 = A_2$  és adott a tranzisztorok  $F_1$  és  $F_2 = F_1 + \Delta F = 1,05F_1$  felülete, azaz a tranzisztorok felülete 5%-kal tér el egymástól. Az offset feszültség értéke ennek alapján

$$U_{off} = U_T \ln \left( \frac{F_2}{F_1} \right) = U_T \ln \left( \frac{F_1 + \Delta F}{F_1} \right) = U_T \ln \left( 1 + \frac{\Delta F}{F_1} \right) \simeq U_T \frac{\Delta F}{F_1}, \quad \text{ha } \frac{\Delta F}{F_1} \ll 1,$$

amiből

$$U_{off} \simeq 0,05U_T = 1,3mV.$$

Az offset feszültség hőmérséklet szerinti deriváltja

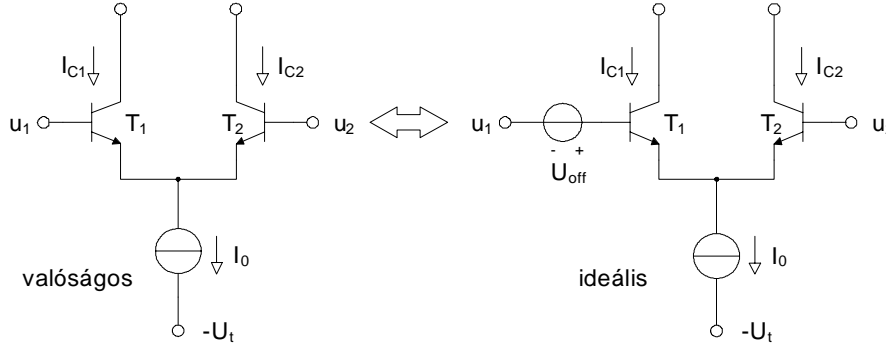
$$\frac{dU_{off}}{dT} = \frac{U_{off}}{T}$$

egyenletből határozható meg, amiből

$$\frac{dU_{off}}{dT} \approx \frac{1,3}{300} \left[ \frac{mV}{C^0} \right] = 4,33 \left[ \frac{\mu V}{C^0} \right].$$

**A valóságos differenciálerősítő offset feszültségének a modellezése**

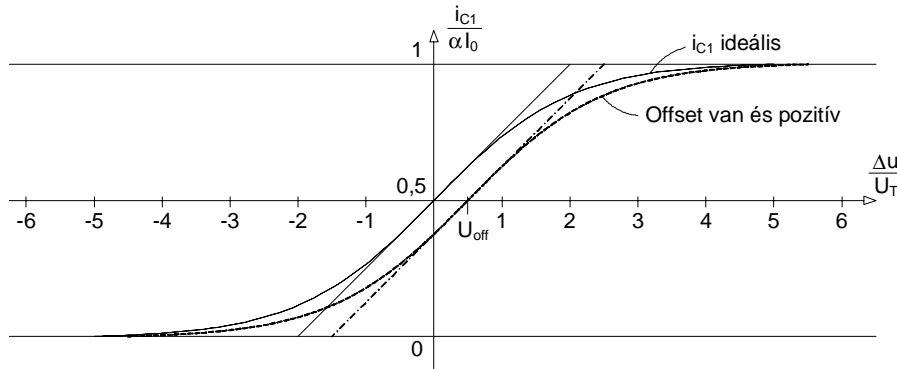
A valóságos differenciálerősítő offset feszültségének a modellje a 8.17 ábrán látható.



8.17 ábra. A valóságos differenciálerősítő egyenáramú modellje az offset feszültség szempontjából.

A valóságos differenciálerősítőt az offset feszültség szempontjából egy ideális (offset feszültség mentes) differenciálerősítővel és egy ideális feszültséggenerátorral helyettesíthetjük. A helyettesítő áramkör offset feszültség szempontjából úgy viselkedik, mint a valóságos differenciálerősítő. Ha ugyanis a helyettesítő áramkör bemenetére  $u_1 = u_2 = 0$  feszültséget kapcsolunk, akkor a modellben szereplő ideális differenciálerősítő kimeneti kollektoráramai nem lesznek azonosak, mivel az ideális differenciálerősítőt ekkor éppen  $u_{BE1} - u_{BE2} = -U_{off}$  feszültség vezérli. A kimeneti áramok kiegyenlítéséhez pedig a helyettesítő áramkör bemenetére éppen  $u_1 - u_2 = U_{off}$  feszültséget kell kapcsolni.

Az offset feszültség a differenciálerősítő karakterisztikáját a vízszintes tengely mentén eltolja. Ez látható a 8.18 ábrán.



8.18 ábra. Az offset feszültség hatásának illusztrálása a differenciálerősítő karakterisztikáján.

**A fokozat offset feszültsége és annak a hőmérsékletfüggése (driftje)**

Ha a differenciálerősítő kimeneti jele a két kollektoron mérhető feszültség különbsége, akkor a kiegyenlítés feltétele az

$$i_{C1}R_{C1} = i_{C2}R_{C2}$$

kifejezéssel adható meg. Jelöljük kiegyenlítés esetén a kollektorellenállásokon eső feszültséget  $u_C$ -vel:

$$i_{C1}R_{C1} = i_{C2}R_{C2} = i_{E1}A_1R_{C1} = i_{E2}A_2R_{C2} = u_C,$$

és segítségével írjuk fel a szokásos csomóponti egyenletet a közös emitterpontra:



$$\frac{u_C}{A_1 R_{C1}} + \frac{u_C}{A_2 R_{C2}} = I_0,$$

amelyből a kiegyenlítéshez tartozó  $u_C$  feszültség az

$$u_C = I_0 \frac{A_1 A_2 R_{C1} R_{C2}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}}$$

kifejezéssel határozható meg. Ebből a tranzisztorok emitteráramaira az

$$i_{E1} = I_0 \frac{A_2 R_{C2}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}}$$

$$i_{E2} = I_0 \frac{A_1 R_{C1}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}}$$

értékek adódnak.

A korábban alkalmazott eljárás szerint a differenciálerősítő offset feszültsége ilyenkor az

$$U_{off} = u_{BE1} - u_{BE2} = U_{T1} \ln \left( I_0 \frac{A_2 R_{C2}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}} \frac{1}{K_1} \right) - U_{T2} \ln \left( I_0 \frac{A_1 R_{C1}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}} \frac{1}{K_2} \right)$$

egyenletből számítható, mivel a tranzisztorok áram-feszültség karakterisztikájából

$$u_{BE1} - U_{ts} = U_{T1} \ln \left( \frac{i_{E1}}{K_1} \right) = U_{T1} \ln \left( I_0 \frac{A_2 R_{C2}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}} \frac{1}{K_1} \right)$$

$$u_{BE2} - U_{ts} = U_{T2} \ln \left( \frac{i_{E2}}{K_2} \right) = U_{T2} \ln \left( I_0 \frac{A_1 R_{C1}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}} \frac{1}{K_2} \right)$$

Az offset feszültség fizikai okainak azonosítása érdekében ismét bontsuk fel a két tranzisztor termikus potenciálját egy közös módusú és egy differenciál módusú részre:

$$U_{T1} = U_T + \frac{\Delta U_T}{2}$$

$$U_{T2} = U_T - \frac{\Delta U_T}{2}$$

ahol  $U_T$  a két tranzisztor átlagos hőmérsékletével,  $\Delta U_T$  pedig a tranzisztorok hőmérsékletének a különbségével arányos. Ezeket felhasználva az offset feszültséget az

$$U_{off} = \Delta U_T \ln \left( I_0 \frac{\sqrt{A_1 A_2}}{A_1 R_{C1} + A_2 R_{C2}} \frac{\sqrt{R_{C1} R_{C2}}}{\sqrt{K_1 K_2}} \right) + U_T \ln \left( \frac{A_2 K_2 R_{C2}}{A_1 K_1 R_{C1}} \right)$$

egyenlőséggel határozhatjuk meg.

Ebből  $\Delta U_T = 0$  és  $A_1 = A_2$  esetén az

$$U_{off} = U_T \ln \left( \frac{K_2 R_{C2}}{K_1 R_{C1}} \right), \quad \text{ha } \Delta U_T = 0 \quad \text{és} \quad A_1 = A_2,$$

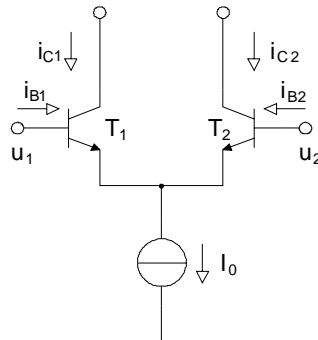
$K_1 R_{C2} = K_2 R_{C2}$  és  $A_1 = A_2$  esetén pedig az

$$U_{off} = \Delta U_T \ln \left( I_0 \frac{\sqrt{R_{C1} R_{C2}}}{R_{C1} + R_{C2}} \frac{1}{\sqrt{K_1 K_2}} \right), \quad \text{ha } K_1 R_{C2} = K_2 R_{C2} \quad \text{és} \quad A_1 = A_2$$

értékeket kapjuk.

### **A differenciálerősítő bemeneti árama, offset árama és annak a hőmérsékletfüggése (driftje)**

A 8.19 ábrán megadott valóságos differenciálerősítő bázisain munkaponti bázisáramok folynak.



8.19 ábra. A valóságos differenciálerősítő a bemeneti bázisáramokkal.  
Ha a tranzisztorok kollektoráramai kiegyenlített állapotban azonosak:

$$i_{C1} = i_{C2},$$

akkor az  $I_{CB0} = 0$  feltétel mellett

$$i_{B1} = \frac{i_{C1}}{B_1}, \quad \text{és} \quad i_{B2} = \frac{i_{C2}}{B_2}.$$

A korábbiakhoz hasonlóan bontsuk fel az  $I_{B1}$  és  $I_{B2}$  munkaponti bázisáramokat egy közös módusú és egy differenciál módusú részre az

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}, \quad I_{off} = I_{B1} - I_{B2}$$

definíciós összefüggések alapján, ahol  $I_B$  az átlagos munkaponti bázisáram (a differenciálerősítő bias árama),  $I_{off}$  pedig a munkaponti bázisáramok különbsége (a differenciálerősítő offset árama). Az  $I_B$  és  $I_{off}$  kapcsolatát a munkaponti bázisáramokkal az

$$I_{B1} = I_B + \frac{I_{off}}{2}$$

$$I_{B2} = I_B - \frac{I_{off}}{2}$$

egyenletpár adja meg.

Az offset áram hőmérséklet szerinti

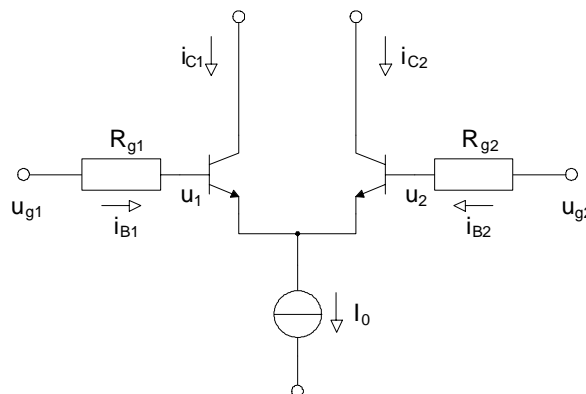
$$\frac{dI_{off}}{dt}$$

deriváltját az offset áram driftjének, az átlagos bemeneti áram hőmérséklet szerinti

$$\frac{dI_B}{dt}$$

deriváltját pedig az  $I_B$  áram driftjének nevezzük.

Határozzuk meg ezután a kiegyenlítéshez szükséges eredő hibafeszültséget a 8.20 ábrán megadott véges generátorellenállásokkal vezérelt differenciálerősítő esetén.



8.20 ábra. A differenciálerősítő eredő hibafeszültségének a meghatározása.  
Az eredő hibafeszültség az a

$$\Delta u_g = u_{g1} - u_{g2}$$

feszültség, ami a differenciálerősítő kimenetén az  $i_{C1} = i_{C2}$  egyensúlyi helyzetet létrehozza. A kapcsolás bemeneti körére felírt hurokegyenlet szerint

$$u_{g1} - u_{g2} = u_1 - u_2 + I_{B1}R_{g1} - I_{B2}R_{g2}.$$

ami a generátorellenállások szimmetrikus felbontása után

$$\begin{aligned} \Delta R_g &= R_{g1} - R_{g2} \\ R_g &= \frac{R_{g1} + R_{g2}}{2}, \end{aligned}$$

az

$$u_{g1} - u_{g2} = u_1 - u_2 + (I_{B1} - I_{B2})R_g + \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \Delta R_g$$

alakban adható meg. Mivel a differenciálerősítő kiegyenlítéséhez az

$$u_1 - u_2 = U_{off}$$

egyenlőségnek kell teljesülni, a kapcsolás eredő hibafeszültsége az

$$U_h = U_{off} + I_{off}R_g + I_B \Delta R_g$$

formában adható meg.

Az eredő hibafeszültség hőmérsékletfüggése a

$$\frac{dU_h}{dT} = \frac{dU_{off}}{dT} + \frac{dI_{off}}{dT} R_g + \frac{dI_B}{dT} \Delta R_g$$

egyenletből számítható.

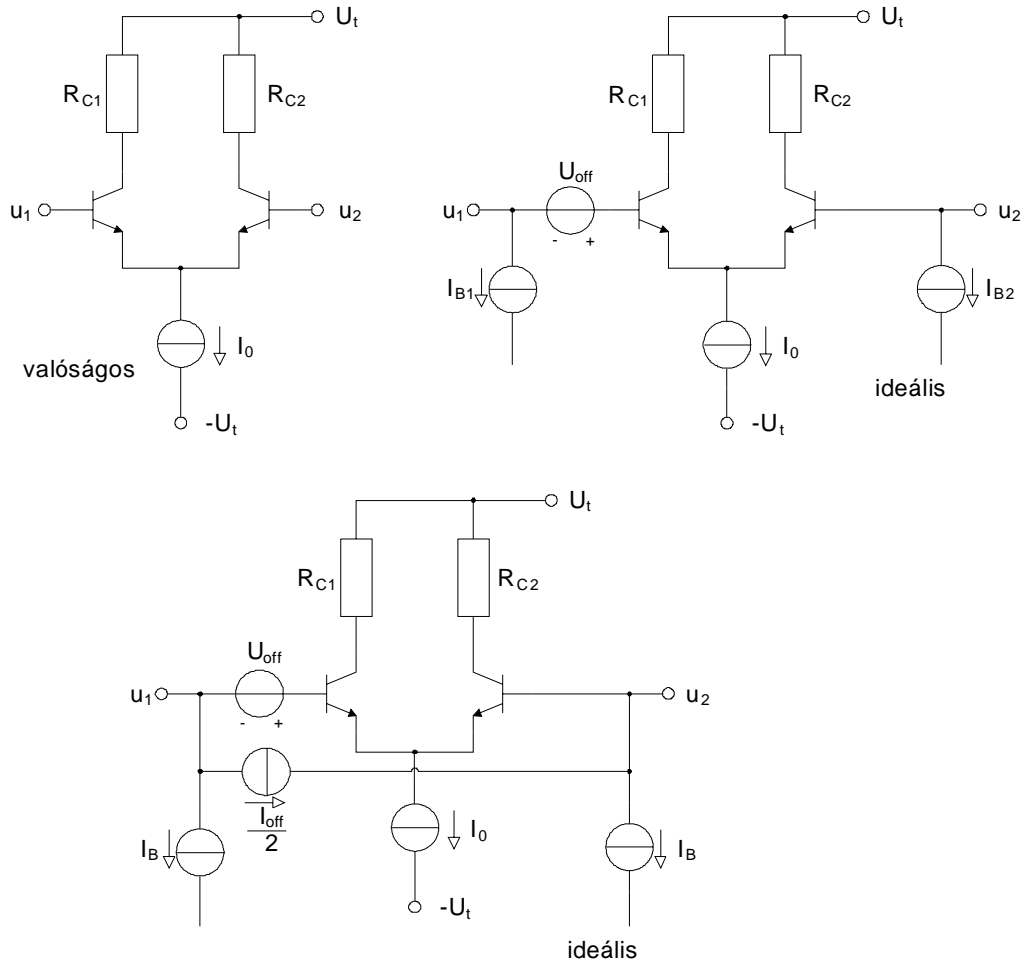
Ebből az alábbi következtetéseket vonhatjuk le:

- A differenciálerősítő kiegyenlítéséhez szükséges eredő hibafeszültség három összetevőből áll: az offset feszültségből, az offset áram által az átlagos generátorellenálláson létrehozott feszültségből és az átlagos bemeneti áram által a generátorellenállások különbségén létrehozott feszültségből.
- Mivel egy adott differenciálerősítő esetén az  $U_{off}$  és  $I_{off}$  a tranzisztorok közötti különbségektől (paraméterek, hőmérséklet) függ, ezek előjele pozitív és negatív is lehet.
- A tranzisztorok  $I_B$  átlagos bemeneti bázisárama mindig határozott előjelű, és előjele az alkalmazott félvezetőeszköz típusától függ. A kifejezésből jól látható, hogy az  $I_B$  átlagos bemeneti bázisáram hatása azonos generátorellenállások választásával ( $\Delta R_g = 0$ ) eltüntethető (optimális választás). Ilyen esetben az eredő hibafeszültségre az

$$U_h = U_{off} + I_{off}R_g$$

értéket kapjuk.

Az offset feszültséggel és véges bemeneti áramokkal rendelkező valóságos differenciálerősítőt a 8.21 ábrán megadott munkaponti modellel írhatjuk le.

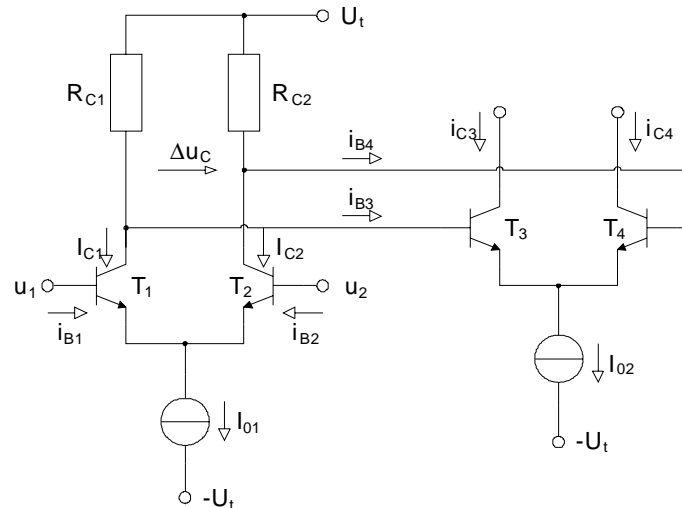


8.21 ábra. Az offset feszültséggel és véges bemeneti áramokkal rendelkező valóságos differenciálerősítő munkaponti modelljei.

A modellekben az offset feszültséggel és véges bemeneti áramokkal rendelkező valóságos differenciálerősítőt egy ideális (offset feszültség és bemeneti áram mentes) differenciálerősítővel és ideális feszültség- és áramgenerátorokkal helyettesítjük. Egyszerűen belátható, hogy munkapontbeállítás szempontjából a modell és a valóságos differenciálerősítő azonos módon viselkedik.

### Többfokozatú kapcsolások eredő hibafeszültsége

Vizsgáljuk meg ezután, hogy egy több fokozatból álló szimmetrikus bemenetű kapcsolás kiegyenlítéséhez mekkora eredő hibafeszültségre van szükség. A kérdés tehát az, hogy az eredő hibafeszültséget melyik fokozat befolyásolja leginkább. A kérdésre a 8.21 ábrán megadott áramkör vizsgálata során adjuk meg a választ.



8.21 ábra. Egy többfokozatú áramkör eredő hibafeszültségének a meghatározása.

Az áramkörben két differenciálerősítőt kaszkádba kapcsoltunk, és keressük azt a bemeneti  $U_{he} = \Delta u = u_1 - u_2$  eredő hibafeszültséget, amely a kimeneti  $i_{C3}$  és  $i_{C4}$  áramokat azonos értékűre állítja. Az általánosság csorbítása nélkül - pusztán a leírás túlbonyolításának elkerülése érdekében - csak azzal az esettel foglalkozunk, amikor  $\Delta U_T = 0$  és a tranzisztorok áramerősítési tényezői páronként egyformák ( $A_1 = A_2$ ,  $A_3 = A_4$ ), tehát

$$i_{ki} = i_{C3} - i_{C4} = 0, \quad \Delta U_T = 0, \quad A_1 = A_2, \quad A_3 = A_4.$$

A korábbiakból tudjuk, hogy a második fokozat offset feszültsége az

$$U_{off2} = U_T \ln\left(\frac{K_4}{K_3}\right),$$

az első fokozat offset feszültsége az

$$U_{off1} = U_T \ln\left(\frac{K_2 R_{C2}}{K_1 R_{C1}}\right)$$

kifejezéssel adható meg, ahol  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  és  $K_4$  a rendre az egyes tranzisztorok felületével arányos állandó.

A kapcsolás kiegyenlítéséhez a második fokozat bemenetén

$$\Delta U_C = U_{off2}$$

feszültségnek kell megjelenni, és tudjuk, hogy a második fokozat bemeneti bázisáramai,

$$i_{B4} = I_{B4}$$

$$i_{B3} = I_{B3}$$

az első fokozat kollektorait terhelik. A korábbi modellek alapján a második fokozat esetén bevezethetjük az

$$I_B = \frac{I_{B3} + I_{B4}}{2} \quad R = \frac{R_{C1} + R_{C2}}{2}$$

$$I_{off} = I_{B3} - I_{B4} \quad \Delta R = R_{C1} - R_{C2}$$

jelöléseket, és ezek felhasználásával felírhatjuk az első fokozat kimenetére vonatkozó hurokegyenletet:

$$\Delta U_C = U_{off2} = (i_{C2} + i_{B4})R_{C2} - (i_{C1} + i_{B3})R_{C1}.$$

Az egyenlet átrendezésével

$$U_{off2} = i_{C2}R_{C2} - i_{C1}R_{C1} + i_{B4}R_{C2} - i_{B3}R_{C1},$$

amiből

$$i_{C1}R_{C1} - i_{C2}R_{C2} = -U_{off2} - I_{off}R - I_B\Delta R = -U_{h2},$$

ahol  $U_{h2}$  a második fokozat eredő hibafeszültsége a bemeneti áramok és a meghajtó generátorellenállások ( $R_{C1}$  és  $R_{C2}$ ) figyelembevételével.

Ezután írjuk fel az első fokozat közös emitterére érvényes csomóponti egyenletet:

$$i_{C1}A_2 + i_{C2}A_1 = I_0A_1A_2,$$

és ezek alapján az első fokozatban számítsuk ki a kiegyenlített állapothoz tartozó emitteráramok értékét:

$$\begin{aligned} i_{E1} &= \frac{-U_{h2} + I_0A_2R_{C2}}{R_{C1}A_1 + R_{C2}A_2} \\ i_{E2} &= \frac{U_{h2} + I_0A_1R_{C1}}{R_{C1}A_1 + R_{C2}A_2} \end{aligned}$$

A korábbi eljárás megismétlésével a teljes áramkör eredő hibafeszültsége az

$$\begin{aligned} U_{he} &= u_1 - u_2 \Big|_{i_{C3}=i_{C4}} = u_{BE1} - u_{BE2} \Big|_{i_{C3}=i_{C4}} = U_T \ln \left( \frac{I_0A_2R_{C2} - U_{h2} \frac{K_2}{K_1}}{I_0A_1R_{C1} + U_{h2} \frac{K_2}{K_1}} \right) = \\ &= U_T \ln \left( \frac{A_2R_{C2}K_2}{A_1R_{C1}K_1} \right) + U_T \ln \left( \frac{1 - U_{h2} \frac{1}{A_2I_0R_{C2}}}{1 + U_{h2} \frac{1}{A_1I_0R_{C1}}} \right) \end{aligned}$$

egyenlőséggel adható meg. Ha a második fokozat  $U_{h2}$  hibafeszültsége jóval kisebb, mint az  $I_0$  áram által a kollektorellenállásokon létrehozott egyenfeszültség, akkor az eredő hibafeszültség az

$$U_{he} \simeq U_{off1} - U_{h2} \frac{U_T}{I_0} \left( \frac{1}{A_2R_{C2}} + \frac{1}{A_1R_{C1}} \right), \quad \text{ha } |U_{h2}| \ll I_0R_{C2}; I_0R_{C1}$$

értékkel közelíthető. Ebből átrendezéssel az

$$U_{he} \simeq U_{off1} - U_{h2} \frac{2U_T}{\alpha I_0 R_C} = U_{off1} - U_{h2} \frac{1}{A_{u01}}$$

egyenlethez jutunk, ahol  $A_{u01}$  az első fokozat egyenáramú erősítése.

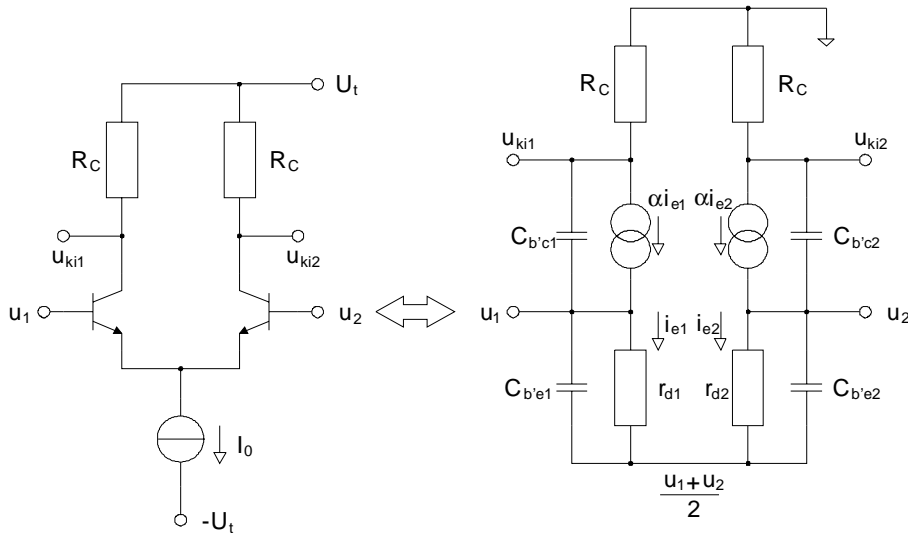
Ennek alapján megállapíthatjuk:

- A több fokozatú kapcsolások eredő hibafeszültsége a bemeneti fokozat hibafeszültségétől és a következő fokozatok hibafeszültségének a bemenetre redukált értékétől függ.
- A redukációs tényező a bemenet és az aktuális fokozat bemenete közötti egyenfeszültségű erősítés értéke.
- Ennek alapján nyilvánvaló, hogy a többfokozatú erősítők eredő hibafeszültségét lényegében az első fokozat hibafeszültsége határozza meg.

## A differenciálerősítő frekvenciafüggése

### Szimmetrikus vezérlés és szimmetrikus kimenet esete

A 8.22 ábrán megadtuk a differenciálerősítő frekvenciafüggő kisjelű helyettesítő képét szimmetrikus vezérlés és szimmetrikus kimenet esetén.



8.22 ábra. A differenciálerősítő nagyfrekvenciás átvitele szimmetrikus vezérlés esetén. Ha a kapcsolás teljesen szimmetrikus, akkor fennállnak az

$$r_{d1} = r_{d2} = r_d$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$$

$$C_{b'c1} = C_{b'c2} = C_{b'c}$$

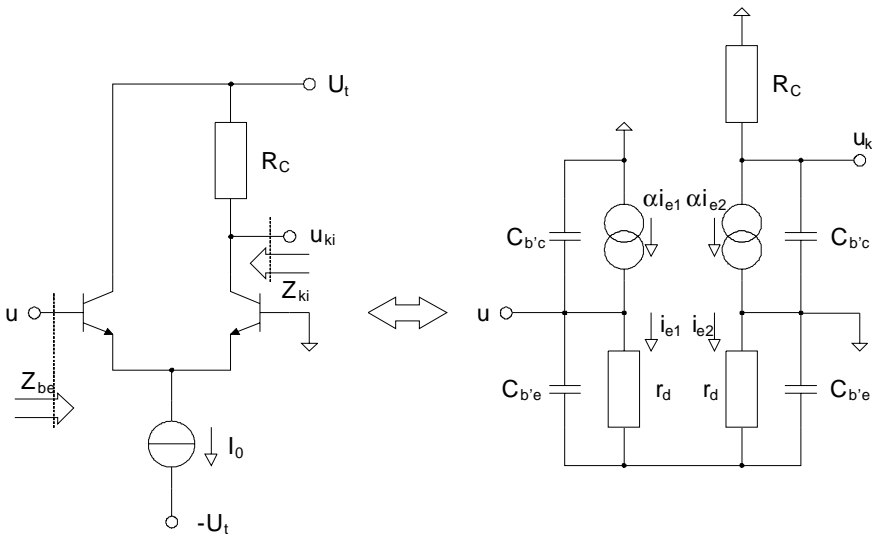
$$C_{b'e1} = C_{b'e2} = C_{b'e}$$

azonosságok. Ezeket figyelembe véve megállapíthatjuk:

- Ha  $u_1 = u_2$  (tisztán közös módusú vezérlés), akkor a  $C_{b'e1} = C_{b'e2} = C_{b'e}$  kondenzátorokon nincsen feszültség, tehát csak a  $C_{b'c1} = C_{b'c2} = C_{b'c}$  kondenzátorokon át jut ki jel a kimenetre. Miller-hatás nincs, mivel a fokozat erősítése nulla (végtelen értékű átblokkolatlan emitterellenállás).
- Ha  $u_1 = -u_2$  (tisztán differenciál módusú vezérlés), akkor a fokozatok földelt emitteres erősítőként működnek, és a párhuzamos  $r_d \times 1/pC_{b'e}$  impedanciákon éppen  $u_1$ , illetve  $-u_2$  feszültség jelenik meg. A tranzisztorok erősítése nagy, így a Miller-hatás jelentős.

**Aszimmetrikus vezérlés és aszimmetrikus kimenet esete**

A 8.23 ábrán megadtuk a differenciálerősítő frekvenciafüggő kisjelű helyettesítő képét aszimmetrikus vezérlés és aszimmetrikus kimenet esetén.



8.23 ábra. A differenciálerősítő nagyfrekvenciás átvitele aszimmetrikus vezérlés esetén. Most is feltételezzük, hogy a kapcsolás teljesen szimmetrikus, tehát fennállnak az

$$\begin{aligned} r_{d1} &= r_{d2} = r_d \\ \alpha_1 &= \alpha_2 = \alpha \\ C_{b'c1} &= C_{b'c2} = C_{b'c} \\ C_{b'e1} &= C_{b'e2} = C_{b'e} \end{aligned}$$

azonosságok.

Ezeket figyelembe véve megállapíthatjuk:

- Az erősítő egy földelt kollektoros és egy földelt bázisú fokozat kaszkádba kapcsolása. A fokozat nem fordít fázist és Miller-hatás nincs.
- Az erősítő bemeneti admittanciáját a

$$Z_{be}^{-1}(p) = \frac{1}{2(1 + \beta)r_d} + \frac{1}{2}pC_{b'e} + pC_{b'c},$$

kimeneti admittanciáját a

$$Z_{ki}^{-1}(p) = \frac{1}{R_C} + pC_{b'c},$$

frekvenciafüggő erősítését az

$$A_u(p) = \alpha \frac{R_C}{2r_d} \frac{1}{1 + pC_{b'c}R_C}$$

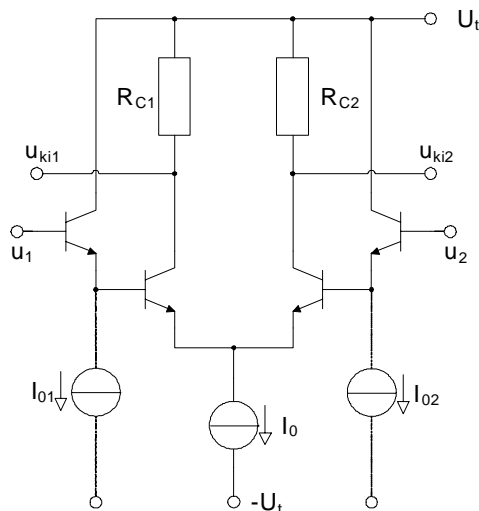
kifejezésekkel adhatjuk meg.

- Ennek alapján a fokozat szélessávú átvitelre alkalmas.

## A differenciálerősítő kapcsolástechnikai változatai

### Darlington-fokozat a bemeneti impedancia növelésére

A 8.24 ábrán egy bemeneti Darlington-fokozatokkal kiegészített differenciálerősítő kapcsolási rajzát adtuk meg.



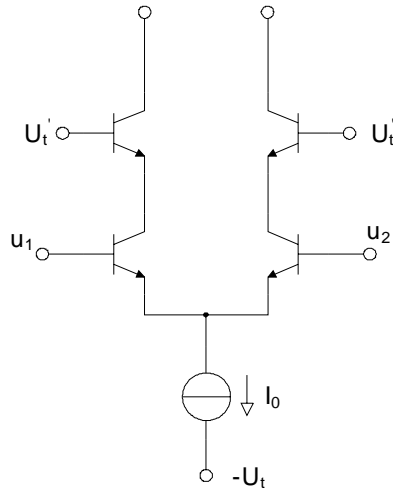
8.24 ábra. Egy bemeneti Darlington-fokozatokkal kiegészített differenciálerősítő kapcsolási rajza.

A megoldás jelentősen növeli a differenciálerősítő bemeneti impedanciáját, és leválasztja a bemenetre transzformált Miller-kapacitásokat is.

### Kaszód fokozatokkal felépített differenciálerősítő

A 8.25 ábrán egy kaszód fokozatokkal felépített differenciálerősítő kapcsolási rajzát adtuk meg.



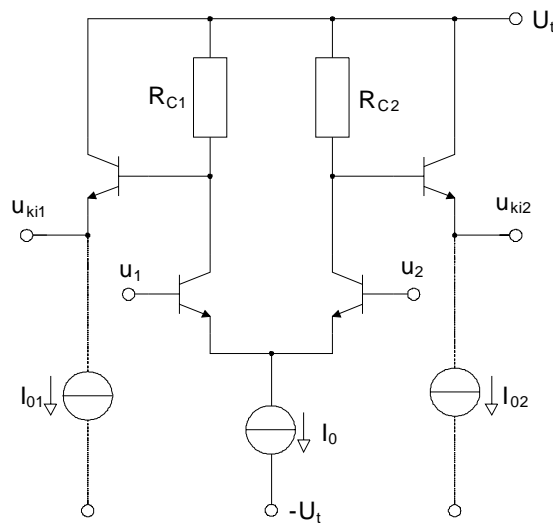


8.25 ábra. Egy kaszkód fokozatokkal felépített differenciálerősítő kapcsolási rajza.

A megoldás jelentősen növeli a differenciálerősítő felső határfrekvenciáját, mivel csökkenti a bemenetre transzformált Miller-kapacitások értékét (lásd a kaszkód fokozat tulajdonságait).

### Kimeneti emitterkövetőkkel felépített differenciálerősítő a kimeneti impedancia csökkentésére

A 8.26 ábrán egy kimeneti emitterkövetőkkel kiegészített differenciálerősítő kapcsolási rajzát adtuk meg.



8.26 ábra. Egy kimeneti emitterkövetőkkel kiegészített differenciálerősítő kapcsolási rajza.

A megoldás jelentősen csökkenti a differenciálerősítő kimeneti impedanciáját, és leválasztja a kimenetre kapcsolódó terhelő kapacitásokat.

## A kapcsolások nemlineáris torzítása (frekvenciafüggetlen vizsgálat)

Kisjelű vezérlés esetén azt feltételeztük, hogy az aktív eszköz a munkapont kis környezetében a Taylor.sor első tagjával közelíthető. Az aktív eszközök karakterisztikája azonban a munkapont környezetében általában nem lineáris, ezért a lineáris közelítés a karakterisztikát nem írja le pontosan. A nemlineáris torzítás éppen ennek a közelítésnek a hibájáról ad felvilágosítást oly módon, hogy a nemlineáris karakterisztikára adott szinuszos vezérlés hatására keletkező kimeneti jel eltérését vizsgálja a szinuszos jelalaktól.

A szinuszos mintajelel ezért célszerű alkalmazni, mert általában ismert, hogy egy dinamikus (frekvenciafüggő) lineáris rendszer állandósult állapotban szinuszos vezérlő jelre a rendszer

minden pontján szinuszos választ ad. Úgy szoktuk mondani, hogy a szinuszos jel a dinamikus (frekvenciafüggő) lineáris rendszerek sajátfüggvénye. Éppen ezért a frekvenciafüggő nemlineáris rendszerek vizsgálatára szinuszos mintajelét célszerű választani.

Ebben a fejezetben csak frekvencia független esetekkel foglalkozunk, azaz feltételezzük, hogy áramkörökben nincsen sem kapacitív, sem induktív elem.

Tételezzük fel, hogy az aktív eszközök transzfer karakterisztikáját a munkapont környezetében az

$$i = f(u)$$

függvény írja le, ami a munkapontban az

$$\begin{aligned} i &= I_0 + \frac{df(u)}{du}\bigg|_{u=U_0} (u - U_0) + \frac{1}{2!} \frac{d^2f(u)}{du^2}\bigg|_{u=U_0} (u - U_0)^2 + \\ &+ \frac{1}{3!} \frac{d^3f(u)}{du^3}\bigg|_{u=U_0} (u - U_0)^3 + \dots + \frac{1}{n!} \frac{d^n f(u)}{du^n}\bigg|_{u=U_0} (u - U_0)^n + \dots = \\ &= I_0 + S_1(u - U_0) + S_2(u - U_0)^2 + S_3(u - U_0)^3 + \dots + S_n(u - U_0)^n + \dots \end{aligned}$$

Taylor-sorral közelíthető, ahol  $I_0$  és  $U_0$  a munkaponti áram és a munkaponti feszültség értéke, és

$$S_i = \frac{1}{i!} \frac{d^i f(u)}{du^i}\bigg|_{u=U_0}$$

a karakterisztika  $i$ -dik deriváltjának és az  $i$ -dik faktoriálisnak a hányadosa.

A továbbiakban feltesszük, hogy a hasznos vezérlő jel szinuszos ( $u_{be}(t) = U_{be} \cos(\omega t)$ ), és azt vizsgáljuk, hogy a hatására keletkező kimeneti jel ( $i_{ki}(t) = i(t) - I_0$ ) alakja milyen mértékben tér el a szinuszos jelalaktól.

Behelyettesítve a kifejezésbe a hasznos vezérlő jelet a kimeneti és bemeneti mennyiségek között az

$$i_{ki}(t) = S_1 u_{be}(t) + S_2 u_{be}^2(t) + S_3 u_{be}^3(t) + \dots + S_n u_{be}^n(t)$$

összefüggést kapjuk. A továbbiakban a nemlineáris hatások vizsgálatánál csak kis nemlinearitásokkal foglalkozunk, ami annyit jelent, hogy a karakterisztikát a Taylor-sor első három tagjával közelítjük. Így a kimeneti jel

$$i_{ki}(t) = S_1 U_{be} \cos(\omega t) + S_2 U_{be}^2 \cos^2(\omega t) + S_3 U_{be}^3 \cos^3(\omega t).$$

Felhasználva a

$$\cos^2(\alpha) = \frac{1 + \cos(2\alpha)}{2}$$

és a

$$\cos^3(\alpha) = \frac{3 \cos(\alpha) + \cos(3\alpha)}{4}$$

elemi trigonometriai azonosságokat a kimeneti jelre az

$$i_{ki}(t) = S_1 U_{be} \cos(\omega t) + S_2 U_{be}^2 \frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} + S_3 U_{be}^3 \frac{3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t)}{4}$$

kifejezést kapjuk.

A nemlinearitások hatására a kimeneti jelben nem csak  $\omega$  frekvenciájú, úgynevezett alapharmonikus, hanem  $2\omega$  és  $3\omega$  frekvenciájú, úgynevezett felharmonikus összetevők is megjelennek. A kimeneti jel alapharmonikusa

$$I_{ki1} = S_1 U_{be} + \frac{3}{4} S_3 U_{be}^3,$$

második harmonikusa

$$I_{ki2} = \frac{1}{2} S_2 U_{be}^2,$$

harmadik harmonikusa pedig

$$I_{ki3} = \frac{1}{4} S_3 U_{be}^3$$

amplitúdójú.

Definíciószerűen a rendszer  $j$ -dik harmonikus torzítási tényezője a

$$k_j = \frac{I_{kij}}{I_{ki1}}$$

hányadossal adható meg. Ennek alapján esetünkben

$$k_2 = \left| \frac{\frac{1}{2} S_2 U_{be}}{S_1 + \frac{3}{4} S_3 U_{be}^2} \right| \simeq \left| \frac{1}{2} \frac{S_2}{S_1} U_{be} \right|, \quad \text{ha } |S_1 U_{be}| \gg \left| \frac{3}{4} S_3 U_{be}^3 \right|$$

és

$$k_3 = \left| \frac{\frac{1}{4} S_3 U_{be}^2}{S_1 + \frac{3}{4} S_3 U_{be}^2} \right| \simeq \left| \frac{1}{4} \frac{S_3}{S_1} U_{be}^2 \right|, \quad \text{ha } |S_1 U_{be}| \gg \left| \frac{3}{4} S_3 U_{be}^3 \right|.$$

A rendszer teljes harmonikus torzítási tényezőjét definíciószerűen a

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} I_{kij}^2}}{I_{ki1}} = \sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} k_j^2}$$

kifejezéssel adhatjuk meg, ami nem más, mint a felharmonikusok és az alapharmonikus által hordozott teljesítmény hányadosának a viszonya, vagy másképpen fogalmazva a felharmonikusok eredő effektív értékének és az alapharmonikus effektív értékének a hányadosa.

### A bipoláris tranzistoros földelt emitteres fokozat harmonikus torzítási tényezője

A korábbi fejezetekből tudjuk, hogy a bipoláris tranzistor transzfer karakterisztikáját az

$$i_C = AI_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) \simeq AI_{S0} \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right)$$

függvény írja le, és földelt emitteres kapcsolásban a bemeneti feszültség a tranzistor  $u_{BE}$  bázis-emitter feszültsége, a kimeneti feszültség pedig az  $i_C$  kollektorárammal arányos. Ezért a harmonikus torzítási tényező kiszámításához elegendő az  $i_C = f(u_{BE})$  karakterisztika deriváltjait előállítani az  $I_{C0} = f(U_{BE0})$  munkapontban, és az így megkapott együtthatókkal a torzítási tényezők meghatározhatók.

Felhasználva, hogy

$$\frac{d}{dx} \exp(x) = \exp(x),$$

az

$$I_{C0} = AI_{S0} \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right),$$

$$S_1 = \frac{AI_{S0}}{U_T} \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right) = \frac{I_{C0}}{U_T},$$

$$S_2 = \frac{1}{2!} \frac{AI_{S0}}{U_T^2} \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right) = \frac{1}{2!} \frac{I_{C0}}{U_T^2}$$

és az

$$S_3 = \frac{1}{3!} \frac{AI_{S0}}{U_T^3} \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right) = \frac{1}{3!} \frac{I_{C0}}{U_T^3}$$

eredményeket kapjuk, amiből

$$k_2 \simeq \left| \frac{1}{2} \frac{S_2}{S_1} U_{be} \right| = \frac{1}{2} \frac{\frac{1}{2!} \frac{I_{C0}}{U_T^2}}{\frac{I_{C0}}{U_T}} U_{be} = \frac{1}{4} \frac{U_{be}}{U_T},$$

és

$$k_3 \simeq \left| \frac{1}{4} \frac{S_3}{S_1} U_{be} \right| = \frac{1}{4} \frac{\frac{1}{3!} \frac{I_{C0}}{U_T^3}}{\frac{I_{C0}}{U_T}} U_{be}^2 = \frac{1}{24} \left( \frac{U_{be}}{U_T} \right)^2.$$

Ha például  $U_{be} = 2,6 \text{ mV}$ , akkor a  $k_2 = 1/40 = 2,5 \%$  és  $k_3 = 1/2400 = 0,042 \%$ , ha  $U_{be} = 1 \text{ mV}$ , akkor a  $k_2 = 1/104 = 0,96 \%$  és  $k_3 = 1/16224 = 0,0062 \%$ .

## A bipoláris tranzistoros differenciálerősítő harmonikus torzítási tényezője

A korábbi fejezetekből tudjuk, hogy a bipoláris tranzistoros differenciálerősítő tranzfer karakterisztikáját az

$$i_{C1} - i_{C2} = \frac{AI_0}{1 + \exp\left(-\frac{\Delta u}{U_T}\right)} - \frac{AI_0}{1 + \exp\left(\frac{\Delta u}{U_T}\right)} = AI_0 \tanh\left(\frac{\Delta u}{2U_T}\right)$$

függvény írja le, és a bemeneti feszültség a két tranzisztor bázisára adott feszültségek különbsége ( $\Delta u = u_{BE1} - u_{BE2}$ ), a kimeneti feszültség pedig az  $i_{C1} - i_{C2}$  kollektoráramok különbségével arányos. A differenciálerősítő szimmetriapontjában (ha  $\Delta u = u_{BE1} - u_{BE2} = 0$ ) a két tranzisztor árama azonos, így a kimeneti áram zérus értékű. A harmonikus torzítási tényező kiszámításához elegendő az  $i_{C1} - i_{C2} = f(\Delta u)$  karakterisztika deriváltjait előállítani az  $I_{C01} - I_{C02} = f(0) = 0$  munkapontban, és az így megkapott együtthatókkal a torzítási tényezők meghatározhatók.

Felhasználva a

$$\begin{aligned} \frac{d}{dx} \tanh(x) &= 1 - \tanh^2(x), \\ \frac{d^2}{dx^2} \tanh(x) &= \tanh(x)(2 \tanh^2(x) - 2) \end{aligned}$$

és a

$$\frac{d^3}{dx^3} \tanh(x) = \tanh^2(x)(4 - 4 \tanh^2(x)) - 2(\tanh^2(x) - 1)^2$$

azonosságokat az

$$\begin{aligned} I_{C01} - I_{C02} &= AI_0 \tanh(0) = 0, \\ S_1 &= \frac{AI_0}{2U_T} (1 - \tanh^2(0)) = \frac{AI_0}{2U_T}, \\ S_2 &= \frac{1}{2!} \frac{AI_0}{4U_T^2} (\tanh(0)(2 \tanh^2(0) - 2)) = 0 \end{aligned}$$

és az

$$S_3 = \frac{1}{3!} \frac{AI_0}{8U_T^3} (\tanh^2(0)(4 - 4 \tanh^2(0)) - 2(\tanh^2(0) - 1)^2) = -\frac{1}{3!} \frac{2AI_0}{8U_T^3}$$

eredményeket kapjuk, amiből

$$k_2 \simeq \left| \frac{1}{2} \frac{S_2}{S_1} U_{be} \right| = 0,$$

és

$$k_3 \simeq \left| \frac{1}{4} \frac{S_3}{S_1} U_{be} \right| = \frac{1}{4} \frac{\frac{1}{3!} \frac{2AI_0}{8U_T^3}}{\frac{AI_0}{2U_T}} U_{be}^2 = \frac{1}{48} \left( \frac{U_{be}}{U_T} \right)^2.$$

Ha például  $U_{be} = 2,6 \text{ mV}$ , akkor a  $k_2 = 0$  és  $k_3 = 1/4800 = 0,021 \%$ , ha  $U_{be} = 1 \text{ mV}$ , akkor a  $k_2 = 0$  és  $k_3 = 1/32448 = 0,00155 \%$ .

A szimmetriapontban a műveleti erősítőnek nincsen második harmonikus torzítása, mivel itt a karakterisztikának inflexiós pontja van, így a második derivált értéke nulla.

## A műveleti erősítők

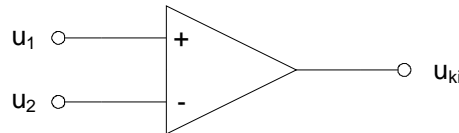
Ebben a fejezetben az analóg áramkörök egyik alapelemével, a műveleti erősítővel foglalkozunk. Szakítva az elemi áramkörök korábbi analitikus megközelítésével a műveleti erősítő esetében az ideális - tehát a valóságban nem létező - elem definíciójából és alapvető alkalmazásaiból indulunk ki. Ennek az alábbi négy oka van:

- A műveleti erősítő bonyolult kapcsolási elrendezésű, általában sok aktív elemet tartalmazó funkcionális áramkör, amelynek az alkalmazás szempontjából csak a globális leíró paraméterei fontosak,
- Az alapvető alkalmazások vizsgálatánál célszerű a lényeges hatásokat elválasztani a másodlagos jelenségektől, így mód van az áramkörök működésének könnyebb megértésére,
- Az ideális műveleti erősítő segítségével számos fontos áramköri és fizikai jelenség szemléletesen leírható,
- A műveleti erősítőt sok paraméter tekintetében közel ideális formában meg lehet valósítani, ezért a másodlagos hatásokkal elegendő a megvalósított áramkör pontosabb analízisének foglalkozni.

## Az ideális műveleti erősítő és az alapkapsolások

### Az ideális műveleti erősítő definíciója és helyettesítő képe

A 9.1 ábrán megadtuk az ideális műveleti erősítő jelképi jelölését.



9.1 ábra. Az ideális műveleti erősítő jelképi jelölése.

Az ideális műveleti erősítő olyan áramköri elem, amelynek az alábbi tulajdonságai vannak:

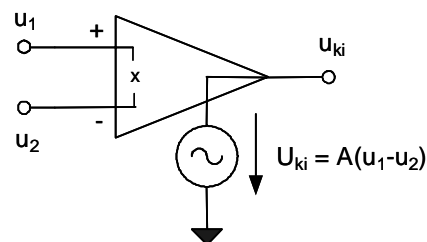
- Az ideális műveleti erősítő lineáris, szimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű elem,
- A kimeneti feszültség az

$$u_{ki} = A(u_1 - u_2), \quad A \Rightarrow \infty$$

kifejezés szerint, a két bemenetre adott feszültség különbségével arányos, és az  $A$  differenciál módusú erősítés értéke végtelen,

- Az eszköz közös módusú erősítése zérus értékű, azaz a közös módusú elnyomási tényező (KME) végtelen,
- Az ideális műveleti erősítő bemenetén nem folyik áram, azaz a bemeneti ellenállása végtelen,
- A fokozat kimeneti ellenállása nulla értékű,
- Az erősítő offset feszültsége ( $U_{off}$ ), offset árama ( $I_{off}$ ) és átlagos bemeneti árama ( $I_B$ ) nulla értékű,
- Az ideális műveleti erősítő frekvencia független elem, azaz a sávszélessége végtelen.

Ezek alapján megállapíthatjuk, hogy az ideális műveleti erősítő egy egyszerű feszültséggel vezérelt feszültséggenerátorral helyettesíthető, amelynek a bemenetén nem folyik áram (lásd a 9.2 ábrát).



9.2 ábra. Az ideális műveleti erősítő helyettesítő képe.

Természetesen az ideális műveleti erősítő a valóságban nem létezik, de a valóságos műveleti

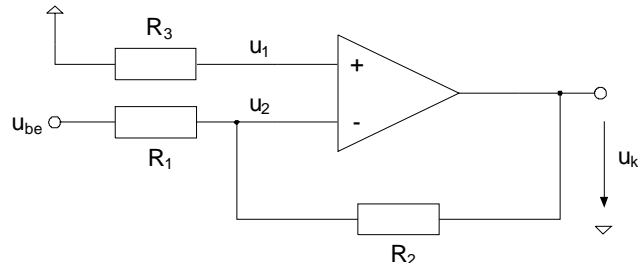
erősítő tulajdonságait és helyettesítő modelljét az ideális erősítőhöz viszonyítva lehet célszerűen meghatározni.

## Alapkapcsolások ideális műveleti erősítővel

Az alábbiakban két alapkapcsolást vizsgálunk.

### Fázisfordító alapkapcsolás

A 9.3 ábrán a fázisfordító alapkapcsolás látható.



9.3 ábra. A fázisfordító alapkapcsolás műveleti erősítővel.

Ebben a kapcsolásban a műveleti erősítő pozitív bemenetén nulla feszültség (földpotenciál) van, és tudjuk, hogy véges értékű kimeneti feszültség esetén a bemenetek között mérhető  $u_1 - u_2$  feszültség értéke nulla, mivel az ideális műveleti erősítő (differenciál módusú) feszültségerősítése végtelen. Ebből az következik, hogy véges kimeneti feszültség esetén az erősítő negatív bemenetén is nulla feszültségnek kell lenni, azaz a negatív bemenet is földpotenciálon van. Ugyanakkor azt is tudjuk, hogy az ideális műveleti erősítő bemenetein nem folyik áram, ezért a negatív bemenetre felírhatjuk az

$$\frac{u_{be} - u_2}{R_1} + \frac{u_{ki} - u_2}{R_2} = 0, \quad u_2 = 0$$

csomóponti egyenletet, melyből a kimeneti és bemeneti feszültségek közötti kapcsolatra az

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

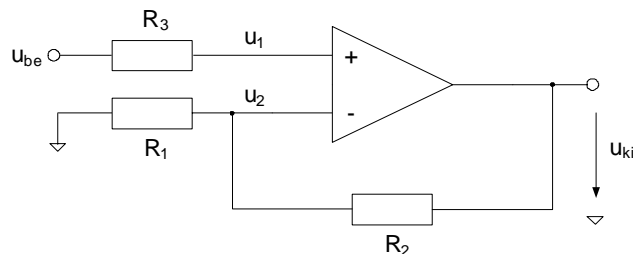
összefüggés adódik.

A kapcsolásban tehát az erősítő negatív bemenetén földpotenciál van annak ellenére, hogy ez a pont galvanikusan nem kapcsolódik a földhöz. Ugyanakkor a negatív bemeneten a föld felé nem folyik áram, vagyis a negatív bemenet csak látszólagos földpotenciálú pont. Éppen ez az oka annak, hogy ezt a pontot **virtuális földpontnak** nevezzük.

Megállapíthatjuk tehát, hogy a műveleti erősítő fázisfordító alapkapcsolása negatív erősítésű, és az erősítés értéke csak az  $R_1, R_2$  ellenállások arányától függ.

### Fázist nem fordító alapkapcsolás

A fázist nem fordító alapkapcsolás a 9.4 ábrán látható.



9.4 ábra. A fázist nem fordító alapkapcsolás műveleti erősítővel.

Ebben a kapcsolásban a műveleti erősítő pozitív bemenetére a bemeneti vezérlő feszültség kapcsolódik. Véges kimeneti feszültség esetén a két bemenet közötti  $u_1 - u_2$  feszültség nulla értékű, mivel tudjuk, hogy az ideális műveleti erősítő (differenciál módusú) feszültségerősítése végtelen. Ugyanakkor azt is tudjuk, hogy az ideális műveleti erősítő bemenetein nem folyik áram, ezért felírhatjuk az

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

összefüggést, mivel a kimeneti feszültség az  $R_1 - R_2$  terheletlen ellenállásosztón keresztül jut vissza a bemenetre, amiből

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Megállapíthatjuk tehát, hogy a műveleti erősítő fázist nem fordító alapkapcsolása pozitív erősítésű, és az erősítés értéke csak az  $R_1, R_2$  ellenállások arányától függ.

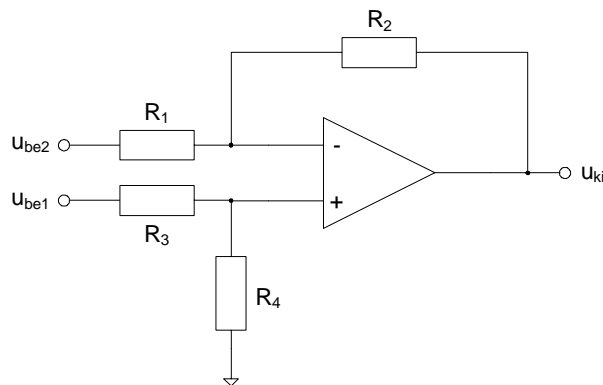
### A lineáris alpműveletek megvalósítása műveleti erősítővel.

A műveleti erősítő arról kapta a nevét, hogy vele el lehet végezni a négy alapvető lineáris műveletet. Lineáris alpműveleteknek nevezzük az alábbi matematikai feladatokat:

- Konstanssal való szorzás (erősítés),
- Kivonás,
- Összeadás,
- Integrálás,
- Differenciálás.

#### Kivonó áramkör

A kivonó áramkör kapcsolási rajzát a 9.5 ábrán adtuk meg.



9.5 ábra. A kivonó áramkör kapcsolási rajza.

Az áramkört két bemeneti feszültség vezérli, az  $u_{be1}$  és az  $u_{be2}$ . A korábbi eredmények felhasználásával, miszerint a műveleti erősítő két bemenete között a feszültség zérus értékű, valamint a bemeneteken nem folyik áram, a szuperpozíció tétel alkalmazásával az áramkörre felírható az alábbi egyenlet

$$\begin{aligned} u_{ki} &= u_{be1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_{be2} \frac{R_2}{R_1} = \\ &= u_{be1} \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \frac{R_4}{R_3} - u_{be2} \frac{R_2}{R_1}, \end{aligned}$$

amiből az

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

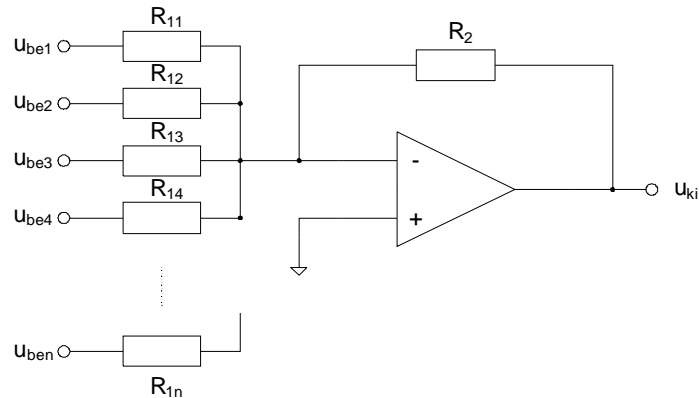
egyenlőség teljesülése esetén a kapcsolás kimenetén az

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

feszültség jelenik meg, ami azt jelenti, hogy a kapcsolás alkalmas arra, hogy a kimenetén a két bemeneti feszültség különbségével arányos jelet állítson elő.

#### Összeadó áramkör

Az összeadó áramkör kapcsolási rajzát a 9.6 ábrán adtuk meg.



9.6 ábra. Az összeadó áramkör kapcsolási rajza.

A korábbiakból tudjuk, hogy a kapcsolás negatív bemenete **virtuális földpont**, azaz a negatív bemeneten a feszültség nulla értékű, ugyanakkor a műveleti erősítő bemenetén nem folyik áram. Ennek alapján a negatív bemenetre felírhatjuk a

$$\sum_{i=1}^n \frac{u_{bei}}{R_{1i}} + \frac{u_{ki}}{R_2} = 0,$$

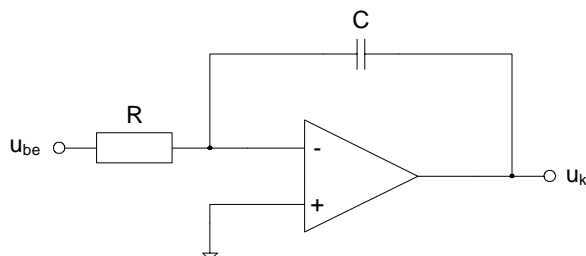
csomóponti egyenletet, amiből a kimeneti feszültség

$$u_{ki} = - \sum_{i=1}^n u_{bei} \frac{R_2}{R_{1i}},$$

tehát a kapcsolás elő tudja állítani a bemeneti feszültségek pozitív lineáris kombinációját.

### Integráló kapcsolás

Az integráló áramkör kapcsolási rajzát a 9.7 ábrán adtuk meg.



9.7 ábra. Az integráló áramkör kapcsolási rajza.

A műveleti erősítő negatív bemenete most is **virtuális földpont**, azaz a negatív bemeneten a feszültség nulla értékű, ugyanakkor a műveleti erősítő bemenetén nem folyik áram. Ennek alapján a negatív bemenetre felírhatjuk a

$$\frac{u_{be}(p)}{R} + pCu_{ki}(p) = 0,$$

egyenletet, amiből

$$u_{ki}(p) = -\frac{1}{pRC} u_{be}(p).$$

A komplex frekvenciatartományban az  $1/p$ -vel való szorzás integrálásnak felel meg, ezért az időtartományban, a kapcsolás kimenetén a bemeneti jel integrálja jelenik meg az

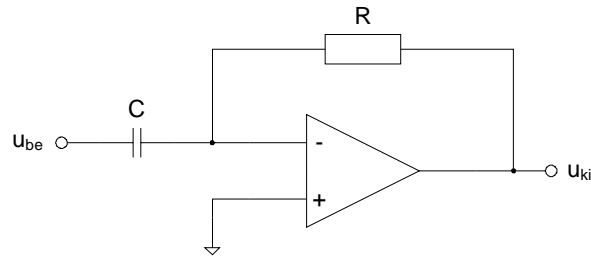
$$u_{ki}(t) = U_{ki0} - \frac{1}{RC} \int_0^t u_{be}(\vartheta) d\vartheta$$

kifejezés szerint, ahol  $U_{ki0}$  a kezdeti feltétel, az integrátor kimeneti jele a  $t = 0$  időpontban.

### Differenciáló áramkör

A differenciáló áramkör kapcsolási rajzát a 9.8 ábrán adtuk meg.





9.8 ábra. A differenciáló áramkör kapcsolási rajza.

A műveleti erősítő negatív bemenete most is **virtuális földpont**, azaz a negatív bemeneten a feszültség nulla értékű, ugyanakkor a műveleti erősítő bemenetén nem folyik áram. Ennek alapján a negatív bemenetre felírhatjuk a

$$pCu_{be}(p) + \frac{u_{ki}(p)}{R} = 0,$$

csomóponti egyenletet, amiből

$$u_{ki}(p) = -pRCu_{be}(p).$$

A komplex frekvenciatartományban az  $p$ -vel való szorzás deriválásnak felel meg, ezért az időtartományban, a kapcsolás kimenetén a bemeneti jel deriváltja jelenik meg az

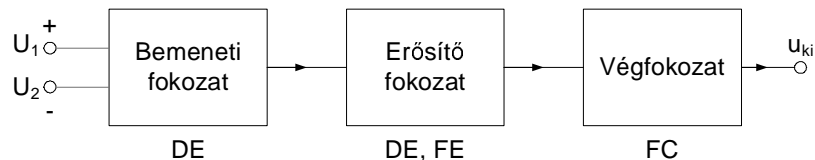
$$u_{ki}(t) = -RC \frac{du_{be}(t)}{dt}$$

kifejezés szerint, azaz a kapcsolás alkalmas egy jel idő szerinti deriváltjának az előállítására.

## A műveleti erősítő áramköri felépítése

### Általános struktúrák

A műveleti erősítők általános felépítése a 9.9 ábrán látható.



9.9 ábra. A műveleti erősítők általános felépítése.

Az ábra arra utal, hogy egy műveleti erősítő általában három fokozatból épül fel. A bemeneti fokozat feladata a szimmetrikus bemenet, a nagy közös módusú elnyomás, a kis hibafeszültség (kis  $U_{off}$ ), a kis bemeneti áram (kis  $I_B$  és  $I_{off}$ ) és az ezzel együtt járó nagy bemeneti ellenállás biztosítása. A második fokozat a rendszer nagy erősítését biztosítja, míg a végfokozat feladata a szükséges teljesítmény előállítása a terhelés számára, és a viszonylag kis kimeneti impedancia létrehozása.

A felsoroltakon kívül az egyes fokozatokban az alábbi feladatokat is meg kell oldani:

- Vezérlés nélkül az ideális műveleti erősítő szimmetrikus bemeneti és aszimmetrikus kimeneti pontjainak azonosan nulla potenciálon kell lenni. Ezzel szemben tudjuk, hogy az aktív eszközök (tranzisztorok) vezérlő elektródái (tipikusan bázis, illetve gate) és kimeneti elektródái (tipikusan kollektor és emitter, illetve drain és source) között egyenfeszültség különbség van. Ez azt jelenti, hogy például egy n-p-n tranzisztorral felépített földelt emitteres fokozat esetében nulla bemeneti bázisfeszültség mellett a fokozat kimenetén (a tranzisztor kollektorán) pozitív egyenfeszültség jelenik meg (ekkor működik a tranzisztor a normál aktív tartományban). Ha el akarjuk érni, hogy a műveleti erősítő aszimmetrikus kimenetén nulla egyenfeszültség jelenjen meg, valamelyik fokozatnak gondoskodni kell az úgynevezett **szintáttevésről**, ami a példánkban említett pozitív szinteltolást kompenzálja, azaz egy ellentétes előjelű szinteltolást valósít meg.
- A szimmetrikus bemeneti jelekből aszimmetrikus kimeneti jelet kell létrehozni, ami annyit

jelent, hogy a bemeneti jeleket ki kell vonni egymásból. Ezt az **aszimmetrizálási** feladatot általában a bemeneti differenciálerősítők oldják meg.

- Az erősítőfokozat tervezésekor gondoskodni kell arról, hogy az áramkör különleges igénybevételek (nagy bemeneti feszültség, kis kimeneti terhelés) esetén se menjen tönkre. Ehhez a kapcsolásba **speciális védelmeket** kell beépíteni.
- A műveleti erősítők általában visszacsatolt rendszerben működnek. Ahhoz, hogy elkerüljük a visszacsatolt áramkör instabilitását, a műveleti erősítő erősítésének a **frekvenciafüggését** speciálisan kell kialakítani.

A következőkben az egyes fokozatok lehetséges változatait ismertetjük bipoláris tranzisztorok, NMOS és CMOS elemek felhasználásával.

### Bemeneti fokozat

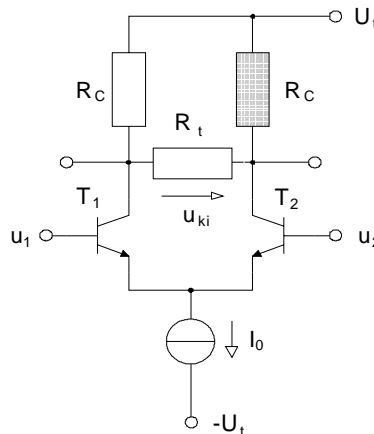
A bemeneti fokozatnak a következő feladatokat kell megoldani:

- A szimmetrikus bemenet létrehozása, tipikusan differenciálerősítő elrendezéssel,
- Nagy közös módusú elnyomás biztosítása,
- Nagy közös módusú jeltartomány feldolgozása,
- Kis  $U_{off}$ ,  $I_{off}$  és  $I_B$  megvalósítása,
- Nagy bemeneti ellenállás és nagy erősítés biztosítása.

Az alábbiakban a bemeneti fokozatok néhány lehetséges változatát ismertetjük:

### Bipoláris tranzisztoros alapelrendezés (differenciálerősítő)

A bipoláris tranzisztoros alapelrendezés kapcsolási rajza a 9.10.a ábrán látható.



9.10.a ábra. A bipoláris tranzisztoros bemeneti fokozat alapelrendezésének a kapcsolási rajza.

A fokozat legfontosabb paraméterei a következők:

- Differenciális erősítés a kollektorok közé kapcsolt  $R_t$  ellenállás esetén:

$$A_D = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = 2\alpha \frac{R_C \times \frac{R_t}{2}}{2r_d}, \quad r_d = 2 \frac{U_T}{I_0},$$

- A differenciális bemeneti ellenállás:

$$R_{beD} = 2(1 + \beta)r_d,$$

- Az átlagos bemeneti áram:

$$I_B = \frac{I_0}{2(1 + B)}.$$

A fokozat hibái a következők:

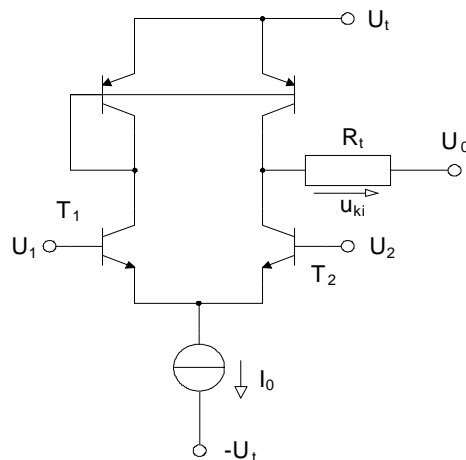
- A bemeneti áram, átlagos tranzisztorparaméterek esetén, viszonylag nagy, ugyanis a bipoláris tranzisztorok  $B$ -ja igen kis munkaponti áramoknál csökken, ezért az  $I_B$  áram egy határ alá nem csökkenthető,
- A kimenet szimmetrikus, tehát az aszimmetrizálási feladatot egy másik fokozattal kell

megoldani,

- A fokozat a bemeneti szintet pozitív irányba tolja el, ezért a szintáttevést egy következő fokozattal kell megoldani,
- Pozitív irányban a bemeneti közös módusú jeltartomány viszonylag kicsi, mivel a két bázispont feszültségét differenciál módusú vezérlés nélkül csak  $U_T - R_C I_0/2$  értékig lehet növelni. Ennél nagyobb bemeneti feszültségeknél a tranzisztorok telítésbe kerülnek, és a fokozat erősítésének az előjele megváltozik (a földelt emitteres fokozatok eredetileg fázist fordítanak, de a kollektor-bázis dióda nyitása után ez a fázisfordítás megszűnik, így visszacsatolt áramkör esetén az visszacsatolás előjele ellentétesre változik (lásd ennek hatását a következő fejezetekben)),
- A bemeneti pontokat Miller-kondenzátorok terhelik.

### Áramtükros aszimmetrikus kimenetű bipoláris tranzisztoros elrendezés

Az áramtükros aszimmetrikus kimenetű bipoláris tranzisztoros elrendezés kapcsolási rajza a 9.10.b ábrán látható.



9.10.b ábra. Az áramtükros aszimmetrikus kimenetű bipoláris tranzisztoros elrendezés kapcsolási rajza.

A fokozat megoldja az aszimmetrizálás feladatát, és növelheti a bemeneti közös módusú vezérlő jel tartományát, ha az  $U_0$  feszültség nagyobb, mint a 9.10.a ábra szerinti fokozatban az  $U_T - R_C I_0/2$  érték. A kapcsolás legfontosabb paraméterei a következők:

- Differenciális erősítés (ideális áramtükör esetén):

$$A_D = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \alpha \frac{R_t}{r_d}, \quad r_d = 2 \frac{U_T}{I_0},$$

- A differenciális bemeneti ellenállás:

$$R_{beD} = 2(1 + \beta)r_d,$$

- Az átlagos bemeneti áram:

$$I_B = \frac{I_0}{2(1 + \beta)}.$$

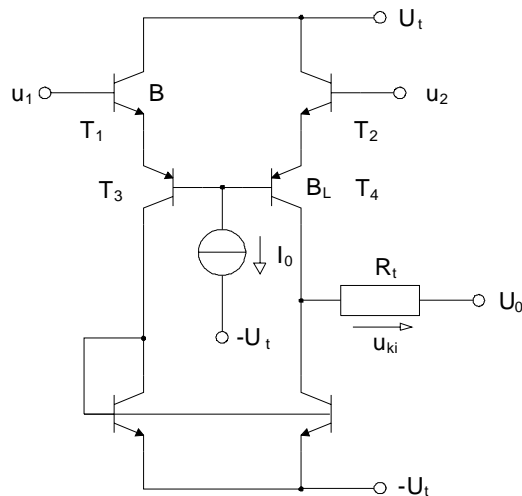
A fokozat hibái a következők:

- A bemeneti áram, átlagos tranzisztorparaméterek esetén, viszonylag nagy,
- A fokozat a bemeneti szintet pozitív irányba tolja el, ezért a szintáttevést egy következő fokozattal kell megoldani,
- Pozitív irányban a bemeneti közös módusú jeltartomány viszonylag kicsi, mivel a két bázispont feszültségét csak  $U_0$  értékig lehet növelni. Ennél nagyobb bemeneti feszültségeknél a jobboldali tranzisztor telítésbe kerül, és az erősítés előjele megváltozik,
- A jobboldali bemeneti pontot Miller-kondenzátor terheli.

### Megnövelt bemeneti közös módusú jeltartománnyal rendelkező bipoláris tranzisztoros

### elrendezés

A megnövelt bemeneti közös módusú jeltartománnyal rendelkező bipoláris tranzisztoros elrendezés kapcsolási rajza a 9.10.c ábrán látható.



9.10.c ábra. A megnövelt bemeneti közös módusú jeltartománnyal rendelkező bipoláris tranzisztoros elrendezés kapcsolási rajza.

A vizsgált áramkör egy módosított differenciálerősítő fokozat, amelyben a bemeneti n-p-n tranzisztorok emittereihez a kis földelt emitteres áramerősítési tényezőjű ( $B_L = 2 \div 3$ ), úgynevezett laterális p-n-p tranzisztorok emitterei kapcsolódnak. A p-n-p tranzisztorok bázisáramainak az összege  $I_0$  értékű, így az emitteráramok összege éppen  $I_0(1 + B_L)$ , ami a bemeneti n-p-n tranzisztorok emitteráramainak az összegével is azonos. Emiatt a fokozat a szokásos differenciálerősítőhöz hasonló módon működik, azzal a különbséggel, hogy a fokozat kimenete a bemenethez képest negatív potenciálon van. A negatív telepre kapcsolt áramtükör a kimenetet aszimmetrikussá teszi. A különleges kapcsolási elrendezés azért növeli meg a bemeneti közös módusú jeltartományt, mert a bemeneti n-p-n tranzisztorok bázisaira most pozitív irányban közel telepfeszültség, negatív irányban pedig  $U_0 + 2U_{BE0} < 0$  feszültség kapcsolható. A legfontosabb előny azonban az, hogy az áramkör fázist nem fordító (földelt kollektoros és földelt bázisú) alapkapsolásokból áll, így az erősítése tranzisztorok telítése esetén sem vált előjelet. A földelt emitteres alapkapsolás hiánya miatt a fokozat bemenetét Miller-kondenzátor sem terheli.

A fokozat legfontosabb paraméterei a következők:

- Differenciális erősítés (ideális áramtükör esetén):

$$A_D = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \alpha_L \frac{R_t}{r_d + r_{dL}}, \quad r_d = r_{dL} = 2 \frac{U_T}{I_0(1 + B_L)},$$

- A differenciális bemeneti ellenállás:

$$R_{beD} = 2(1 + \beta)(r_d + r_{dL}),$$

- Az átlagos bemeneti áram:

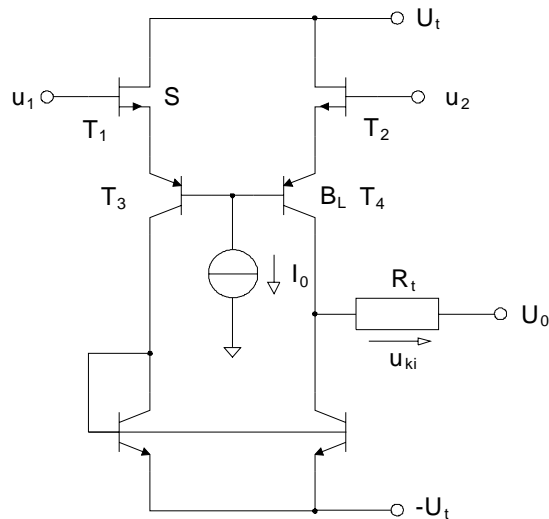
$$I_B = \frac{I_0(1 + B_L)}{2(1 + B)}.$$

A fokozat hibái a következők:

- A bemeneti áram viszonylag nagy,
- A fokozat a bemeneti szintet negatív irányba tolja el, ezért a szintáttevést egy következő fokozattal kell megvalósítani.

### JFET-es bemenetű, megnövelt bemeneti közös módusú jeltartománnyal rendelkező bipoláris tranzisztoros elrendezés

A JFET-es bemenetű, megnövelt bemeneti közös módusú jeltartománnyal rendelkező bipoláris tranzisztoros elrendezés kapcsolási rajza a 9.10.d ábrán látható.



9.10.d ábra. A JFET-es bemenetű, megnövelt bemeneti közös módusú jeltartománnyal rendelkező bipoláris tranzisztoros elrendezés kapcsolási rajza.

Az áramkör felépítése lényegében azonos a 9.10.c ábrán megadott elrendezéssel, azzal az egyetlen különbséggel, hogy itt a bemeneti bipoláris n-p-n tranzisztorok helyett n-csatornás JFET-eket alkalmazunk. Ez jelentősen képes megnövelni a bemeneti ellenállást, és csökkenteni a bemeneti áramokat, ugyanakkor a fokozat offset feszültsége növekszik, mivel a bipoláris tranzisztoros fokozatok offset feszültsége általában kisebb, mint a JFET-es fokozatoké.

A fokozat legfontosabb paraméterei a következők:

- Differenciális erősítés (ideális áramtükör esetén):

$$A_D = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \alpha_L \frac{R_t}{\frac{1}{S} + r_{dL}}, \quad r_{dL} = 2 \frac{U_T}{I_0(1 + B_L)},$$

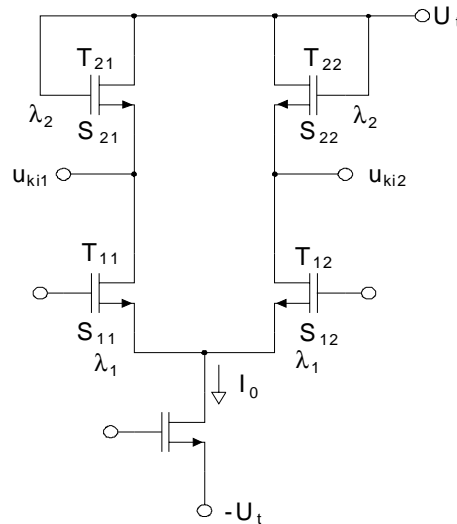
- A differenciális bemeneti ellenállás közel végtelen,
- A bemeneti áram közel nulla.

A fokozat hibái a következők:

- A fokozat offset feszültsége a bipoláris tranzisztoros fokozatéhoz képest viszonylag nagy,
- A fokozat a bemeneti szintet negatív irányba tolja el, ezért a szintáttevést egy következő fokozattal kell megvalósítani.

#### **Bemeneti fokozat n-csatornás MOS FET-ekkel**

Az n-csatornás MOS FET-ekkel felépített bemeneti fokozat kapcsolási rajza a 9.10.e ábrán látható.



9.10.e ábra. Az n-csatornás MOS FET-ekkel felépített bemeneti fokozat kapcsolási rajza.

A kapcsolás alapvető újdonsága a bipoláris tranzisztorokat tartalmazó kapcsolásokkal szemben, hogy itt az ellenállásokat is aktív félvezető eszközök segítségével valósítjuk meg, kihasználva azt a tényt, hogy kis drain-source feszültségek esetén a térvezérlésű tranzisztorok ellenállásként viselkednek. A kapcsolás egy egyszerű n-csatornás MOS tranzisztorokkal felépített differenciálerősítő, melyben a differenciálerősítő aktív elemei az azonos paraméterekkel rendelkező  $S_{11} = S_{12} = S_1$  meredekségű alsó tranzisztorok, míg a drain oldali terhelő ellenállásokat a szintén azonos paraméterekkel rendelkező  $S_{21} = S_{22} = S_2$  meredekségű felső tranzisztorok valósítják meg.

A fokozat tulajdonságainak az elemzéséhez érdemes felidézni a MOS tranzisztorokkal kapcsolatos alapismereteinket. Egy n-csatornás MOS FET kimeneti áramát az **elzáródás alatti** tartományban az

$$i_D = K[2u_{DS}(u_{GS} - U_P) - u_{DS}^2], \quad u_{DS} < u_{GS} - U_P$$

összefüggéssel határozhatjuk meg, ahol az eszköz paramétereit a

$$K = k' \frac{W}{L}, \quad k' = \frac{1}{2} \mu C_0^*$$

kifejezések adják meg, melyben  $W$  a csatorna szélessége,  $L$  a csatorna hosszúsága,  $k'$  pedig az eszközre jellemző konstans, amely az elektronok mozgékonyaságától ( $\mu$ ) és a gateoxid négyzetes kapacitásától ( $C_0^*$ ) függ. Megjegyzendő, hogy a korábbi leírásokban szereplő  $I_{D00}$  paraméter értékét az

$$I_{D00} = KU_P^2$$

egyenletből határozhatjuk meg.

Az **elzáródás felett** az eszköz kimeneti árama közel állandó, és ideális esetben az

$$i_D = K(u_{GS} - U_P)^2, \quad u_{DS} > u_{GS} - U_P$$

egyenlettel határozható meg. Ebben a tartományban az eszköz meredekségét ( $S$ ) az

$$S = \frac{di_D}{du_{GS}} = 2K(u_{GS} - U_P) = 2K\sqrt{\frac{i_D}{K}} = 2\sqrt{i_D K} = 2\sqrt{k' i_D} \sqrt{\frac{W}{L}}$$

egyenletből számíthatjuk, amiből jól látható, hogy adott drain-áram esetén a meredekség négyzetgyökösen függ a csatorna szélességének és a csatorna hosszának a hányadosától.

Megjegyzendő, hogy a MOS eszközök kimeneti drain-árama kis mértékben az elzáródás felett is függ a drain-source feszültségtől. Ezt a függést kétféleképpen szokás leírni:

- A nagyjelű modellben a  $\kappa$  paraméter bevezetésével, amivel az elzáródás feletti tartományban a kimeneti áramot közelítőleg az

$$i_D = K(u_{GS} - U_P)^2(1 + \kappa u_{DS}), \quad u_{DS} > u_{GS} - U_P$$

kifejezés segítségével lehet meghatározni,

- A kisjelű modellben a drain és a source közé kapcsolt ellenállással.

A továbbiakban az áramkörök analizésénél ez utóbbi modellt fogjuk alkalmazni.

A MOS tranzisztorok esetében még egy fontos hatásról kell említést tenni, ami akkor jelentkezik, ha integrált áramköri megvalósítás esetén a tranzisztor source feszültsége nem azonos az integrált áramkör közös hordozójának (az úgynevezett substrat-nak vagy bulk-nek) a feszültségével, ami n-csatornás MOS FET-es integrált áramköröknél mindig a negatív telepfeszültség. Ekkor a source-ra adott feszültség hatására változik a tranzisztor  $U_P$  elzáródási feszültsége, és ezen keresztül változik a tranzisztor kimeneti árama is. Ez a feszültség tehát a gate-source feszültséghez hasonlóan vezérli az eszköz áramát. A MOS FET-ek fizikai működéséből következik, hogy a tranzisztor elzáródási feszültsége az

$$U_P = U_{P0} + \gamma \left[ \sqrt{-u_{BS} + 2\Phi_F} - \sqrt{2\Phi_F} \right]$$

egyenlet szerint függ az  $u_{BS}$  szubsztrát-source feszültségtől, ahol  $\Phi_F$  a Fermi-szint,  $U_{P0}$  egy konstans,

$$\gamma = \frac{\sqrt{2\varepsilon_S q N_A}}{C_0^*}$$

pedig egy olyan mennyiség, amelyben  $\varepsilon_S$  a Si dielektromos állandója,  $q$  az elektron töltése,  $N_A$  a substrat szennyezősűrűsége és  $C_0^*$  a gateoxid négyzetes kapacitása. A drain-áram  $u_{BS}$  szerinti deriváltja, azaz a drain-áram substrat-source feszültség szerinti meredeksége az

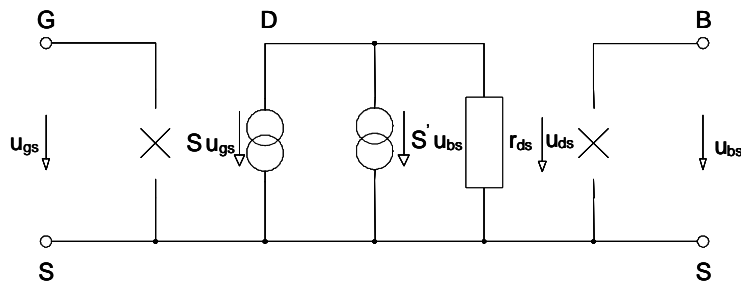
$$S' = \frac{di_D}{du_{BS}} = \frac{di_D}{dU_P} \frac{dU_P}{du_{BS}} = -2K(u_{GS} - U_P) \frac{\gamma}{2} \frac{-1}{\sqrt{-u_{BS} + 2\Phi_F}} = S\lambda$$

kifejezéssel határozható meg, ahol  $\lambda$  értékét a

$$\lambda = \frac{\gamma}{2} \frac{1}{\sqrt{-u_{BS} + 2\Phi_F}}$$

egyenletből számíthatjuk. Az egyenlet alapján megállapíthatjuk, hogy az  $S'$  meredekség arányos a tranzisztor eredeti  $S$  munkaponti meredekségével, és az arányossági tényező éppen  $\lambda$ .

Ennek alapján felrajzolhatjuk az n-csatornás MOS FET általános kisjelű helyettesítő képét, figyelembe véve a kimeneti áram függését a gate-source, a substrat-source és a drain-source feszültségektől. Az n-csatornás MOS FET általános kisjelű helyettesítő képe a 9.10.f ábrán látható.



9.10.f ábra. Az n-csatornás MOS FET általános kisjelű helyettesítő képe.

A helyettesítő képen  $u_{gs}$  a kisjelű gate-source feszültség,  $u_{bs}$  a kisjelű substrat-source feszültség,  $u_{ds}$  a kisjelű drain-source feszültség,  $r_{ds}$  a drain-source ellenállás,  $S$  és  $S'$  pedig a két meredekség.

Ha a gate-source feszültség  $u_{gs} = 0$  és a drain és a substrat földpotenciálón van, akkor felírhatjuk az

$$i_s = -S' u_{bs} - \frac{u_{ds}}{r_{ds}} = S' u_s + \frac{u_s}{r_{ds}}, \quad u_s = -u_{ds} = -u_{bs}$$

egyenletet, ahol  $u_s$  a source-on mérhető kisjelű feszültség és  $i_s$  a source-on folyó kisjelű áram. Ebből a source oldali vezérlés hatására a source oldalán mért  $r_{dse}$  eredő ellenállás értéke

$$r_{dse} = \frac{u_s}{i_s} = r_{ds} \times \frac{1}{S'} \simeq \frac{1}{S\lambda}, \quad \text{ha } r_{ds} \gg \frac{1}{S}.$$

Ha a gate, a drain és a substrat is földpotenciálón van, akkor a fenti egyenlet az alábbi módon változik:

$$i_s = -Su_{gs} - S' u_{bs} - \frac{u_{ds}}{r_{ds}} = Su_s + S' u_s + \frac{u_s}{r_{ds}}, \quad u_s = -u_{ds} = -u_{bs} = -u_{gs}$$

amiből a source oldalon mérhető eredő ellenállásra az alábbi összefüggés adódik:

$$r_{dse} = \frac{u_s}{i_s} = r_{ds} \times \frac{1}{S'} \times \frac{1}{S} \simeq \frac{1}{S'} \times \frac{1}{S} = \frac{1}{S} \frac{1}{1+\lambda}, \quad r_{ds} \gg \frac{1}{S}.$$

A fenti egyenletek felhasználásával meghatározhatjuk a 9.10.e ábrán felrajzolt fokozat kisjelű paramétereit. Ezek a következők:

- Differenciális erősítés szimmetrikus kimenet esetén:

$$A_D = \frac{u_{ki2} - u_{ki1}}{u_D} = \frac{\frac{1}{S_2} \frac{1}{1+\lambda_2}}{\frac{1}{S_1}} = \frac{1}{1+\lambda_2} \frac{S_1}{S_2} = \frac{1}{1+\lambda_2} \frac{\sqrt{\frac{W_1}{L_1}}}{\sqrt{\frac{W_2}{L_2}}},$$

mivel

$$S_1 = 2\sqrt{k' I_{D01}} \sqrt{\frac{W_1}{L_1}} \quad \text{és} \quad S_2 = 2\sqrt{k' I_{D02}} \sqrt{\frac{W_2}{L_2}}, \quad I_{D01} = I_{D02} = \frac{I_0}{2},$$

ahol  $S_1$  az alsó,  $S_2$  a felső tranzisztorok meredeksége,  $W_1$  és  $L_1$ , illetve  $W_2$  és  $L_2$  rendre az alsó és a felső tranzisztor pár geometriája,  $I_{D01} = I_{D02}$  az alsó és felső tranzisztorok közös munkaponti árama,

- A differenciális bemeneti ellenállás közel végtelen,
  - Az átlagos bemeneti áram közel nulla.
- A fokozat hibái a következők:
- A fokozat bemeneti közös módusú jeltartománya viszonylag kicsi, és a földelt source-os alapelrendezések alkalmazása következtében túlvezérlés esetén itt is megváltozhat az erősítés előjele.
  - A fokozat offset feszültsége a bipoláris tranzisztoros fokozathoz képest viszonylag nagy,
  - A fokozat a bemeneti szintet pozitív irányba tolja el, ezért a szintáttevést egy következő fokozattal kell megvalósítani.
  - A földelt source-os bemeneti elrendezés miatt a bemeneteken fellép a Miller-effektus is.

Példaképpen határozzuk meg a fokozat differenciális erősítését a

$$\frac{W_1}{L_1} = \frac{254}{12}, \quad \frac{W_2}{L_2} = \frac{12}{154}, \quad \lambda_2 = 0,05$$

adatokkal, amiből az

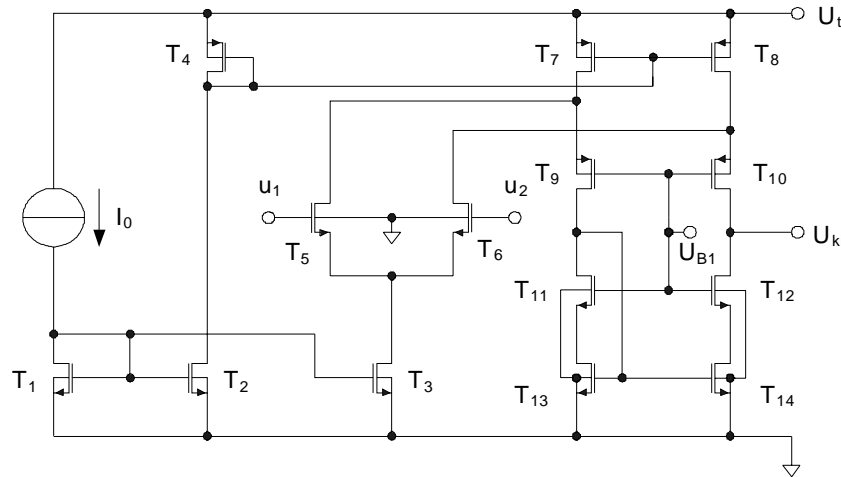
$$A_D = \frac{1}{1+0,05} \frac{\sqrt{\frac{254}{12}}}{\sqrt{\frac{12}{154}}} = 20,159$$

érték adódik.

### CMOS eszközökkel felépített bemeneti, erősítő és szintáttevé fokozat

A CMOS bemeneti, erősítő és szintáttevé fokozat kapcsolási elrendezése a 9.10.g ábrán látható.





9.10.g ábra. A CMOS bemeneti, erősítő és szintáttevő fokozat kapcsolási elrendezése.

A kapcsolás alapvető újdonsága az NMOS tranzisztorokat tartalmazó kapcsolásokkal szemben, hogy itt a fokozatot terhelő ellenállásokat komplementer tranzisztorokkal valósítjuk meg. Meg kell jegyezni, hogy ebben a kapcsolási elrendezésben a MOS eszközök substrat-ja n-csatornás eszközöknél földön, p-csatornás eszközöknél az  $U_t$  telepfeszültségen van, így az NMOS fokozatoknál tárgyalt substrat hatások (az áram változása az  $u_{BS}$  substrat-source feszültség hatására) nem jelentkeznek.

A kapcsolás munkaponti áramáról az  $I_0$  áramú áramgenerátor és a  $T_1$ ,  $T_2$  és  $T_4$  tranzisztorokból álló áramtükör gondoskodik, amely a  $T_3$  n-csatornás, és a  $T_7$  és  $T_8$  p-csatornás tranzisztorok munkapontját állítja be. Azonos  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_7$  és  $T_8$  tranzisztorok esetén a szimmetriapontban a  $T_5$ ,  $T_6$ ,  $T_9$ ,  $T_{10}$ ,  $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{13}$  és  $T_{14}$  tranzisztorok árama  $I_0/2$  értékű.

A kapcsolás erősítő fokozata a  $T_5$ ,  $T_6$ ,  $T_9$  és  $T_{10}$  tranzisztorokból álló CMOS "visszahajtott" (folded) kaszkód differenciálerősítő, melynek a kimeneti feszültsége az

$$u_{ki} = 2 \frac{u_1 - u_2}{\frac{1}{S_5} + \frac{1}{S_6}} R_{ter} = 2(u_1 - u_2) \frac{S_5 S_6}{S_5 + S_6} R_{ter}$$

kifejezéssel határozható meg, ahol  $S_5$  és  $S_6$  a megfelelő indexű tranzisztorok munkaponti meredeksége, és  $R_{ter}$  a kimeneten mérhető eredő terhelő ellenállás. A kimeneti feszültség a szimmetriapontban, ha  $S_5 = S_6 = S$ , az

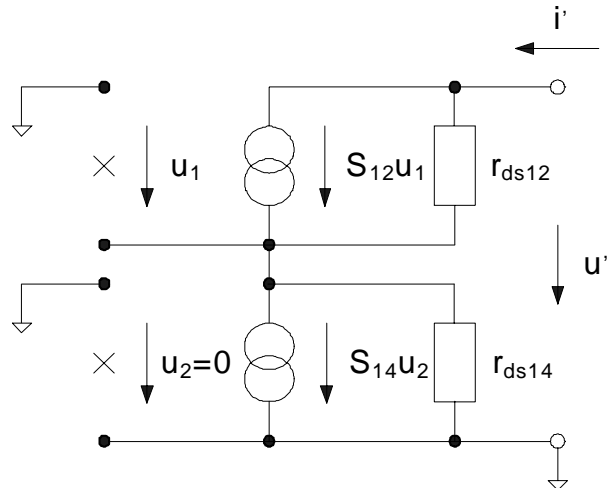
$$u_{ki} = 2(u_1 - u_2) \frac{S}{2} R_{ter} = (u_1 - u_2) S R_{ter}$$

alakban adható meg.

A kaszkód elrendezésnek az alábbi előnyei vannak:

- A fokozat sávszélessége nagy, mivel a  $T_5$  és  $T_6$  tranzisztor drain-jét a  $T_9$  és  $T_{10}$  földelt gate-es tranzisztor kis bemeneti ellenállása terheli, ami növeli a felső határfrekvenciát,
- A fokozatban az n-csatornás  $T_5$  és  $T_6$  tranzisztorok a  $T_9$  és  $T_{10}$  p-csatornás tranzisztorok követik, amelyek biztosítják azt, hogy a fokozat statikus kimeneti feszültsége negatív irányban tolódjon el (szintáttevési funkció),
- A fokozat erősítését az  $R_{ter}$  kimeneten mérhető eredő terhelő ellenállás határozza meg, ami a kaszkód elrendezés következtében nagyobb, mint az egyszerű földelt source-es fokozatoké. Az  $R_{ter}$  kimeneten mérhető eredő terhelő ellenállás a  $T_{12}$  és  $T_{14}$  tranzisztorból álló kaszkód fokozat, és a  $T_6$ ,  $T_8$  és  $T_{10}$  tranzisztorokból álló rendszer kimeneti ellenállásának párhuzamos eredőjéből számolható.

A  $T_{12}$  és  $T_{14}$  tranzisztorból álló kaszkód fokozat kimeneti ellenállását a 9.10.h ábra alapján határozhatjuk meg.



9.10.h ábra. A  $T_{12}$  és  $T_{14}$  tranzisztorból álló kaszkód fokozat kimeneti ellenállásának számítása.

- A kapcsolásban  $r_{ds12}$  és  $S_{12}$  a  $T_{12}$ ,  $r_{ds14}$  és  $S_{14}$  a  $T_{14}$  tranzisztor drain-source ellenállása és meredeksége. A fokozat kimeneti ellenállását az

$$R_{ki1} = \frac{u'}{i'}$$

egyenlet alapján lehet meghatározni.

Ehhez felírhatjuk az

$$i' = S_{12}u_1 + \frac{u' + u_1}{r_{ds12}}$$

és a

$$-u_1 = i' r_{ds14}$$

egyenleteket, amiből átrendezés után az

$$i' = -i' r_{ds14} S_{12} + \frac{u'}{r_{ds12}} - \frac{i' r_{ds14}}{r_{ds12}}$$

egyenlőséghez jutunk. Ebből a kimeneti ellenállásra az

$$R_{ki1} = \frac{u'}{i'} = \frac{1 + r_{ds14} S_{12} + \frac{r_{ds14}}{r_{ds12}}}{\frac{1}{r_{ds12}}} = r_{ds12} + r_{ds14}(1 + S_{12} r_{ds12})$$

kifejezés adódik, ami biztosan nagyobb, mint  $r_{ds12}$ , a  $T_{12}$  tranzisztor kimeneti ellenállása.

Hasonló módon kiszámítható a  $T_6$ ,  $T_8$  és  $T_{10}$  tranzisztorok paramétereinek felhasználásával a felső kaszkód fokozat kimeneti ellenállása is, amire az

$$R_{ki2} = r_{ds10} + (r_{ds6} \times r_{ds8})(1 + S_{10} r_{ds10})$$

összefüggést kapjuk, ahol  $r_{ds10}$  és  $S_{10}$  a  $T_{10}$  tranzisztor drain-source ellenállása és meredeksége,  $r_{ds6}$  és  $r_{ds8}$  a  $T_6$  és  $T_8$  tranzisztor drain-source ellenállása.

Ennek alapján az eredő terhelő ellenállás értéke

$$R_{ter} = R_{ki1} \times R_{ki2} = (r_{ds12} + r_{ds14}(1 + S_{12} r_{ds12})) \times (r_{ds10} + (r_{ds6} \times r_{ds8})(1 + S_{10} r_{ds10})).$$

### Erősítő fokozat

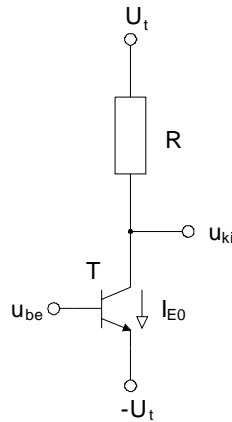
Az erősítő fokozatnak a következő feladatokat kell megoldani:

- Aszimmetrizálás, ha a bemeneti fokozat kimenete szimmetrikus,
- Nagy erősítés és szintáttevés,
- A frekvenciamenet alakítása.
- A végfokozat meghajtása.

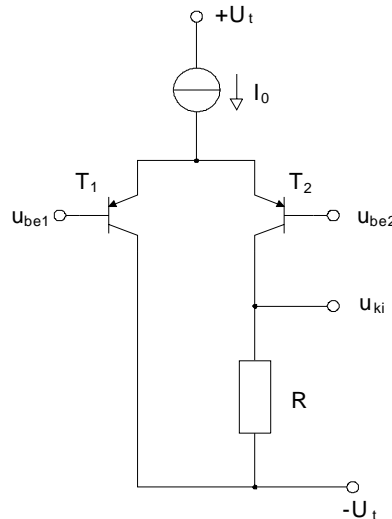
Az alábbiakban az erősítő fokozatok néhány lehetséges változatát adjuk meg:

### Aszimmetrikus és szimmetrikus bipoláris tranzisztoros alapelrendezés (földelt emitteres fokozat, differenciálerősítő)

Az aszimmetrikus bipoláris tranzisztoros alapelrendezés kapcsolási rajza a 9.11.a, a szimmetrikus pedig a 9.11.b ábrán látható.



9.11.a ábra. Az aszimmetrikus bipoláris tranzisztoros alapelrendezés kapcsolási rajza.



9.11.b ábra. A szimmetrikus bipoláris tranzisztoros alapelrendezés kapcsolási rajza.

Az **aszimmetrikus** elrendezés legfontosabb paraméterei az alábbiak:

- A feszültségerősítés a tranzisztor kollektorára kapcsolt  $R$  eredő terhelőellenállás esetén:

$$A = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\alpha \frac{R}{r_d}, \quad r_d = \frac{U_T}{I_{E0}},$$

- A bemeneti ellenállás:

$$R_{be} = (1 + \beta)r_d,$$

- A bemeneti áram:

$$I_B = \frac{I_{E0}}{1 + \beta},$$

- A fokozat a szintet pozitív irányba tolja el az n-p-n tranzisztor alkalmazása következtében, ezért olyan bemeneti fokozat után célszerű kapcsolni, amely a szintet eredetileg negatív irányba tolta el (például ilyen a korábban ismertetett megnövelt bemeneti közös módusú jeltartománnyal rendelkező bipoláris tranzisztoros elrendezés),
- A fokozat földelt emitteres elrendezésű, ezért a bemenetén megjelenik a Miller-kondenzátor. Fontos megjegyezni, hogy itt a Miller-hatás kimondottan hasznos, ugyanis itt lehet beállítani a műveleti erősítő frekvenciamenetének domináns (legkisebb frekvenciájú) pólusát, amit a

tranzisztor kollektora és bázisa között lévő eredő kapacitás és a fokozat erősítése határoz meg. A Miller-hatás következtében a kollektor és bázis közé kapcsolt viszonylag kis kapacitással igen nagy kapacitív hatást lehet elérni, ami integrált áramköri megvalósítás esetén rendkívül előnyös, ugyanis nagy kapacitást a félvezető lapkán nehezen lehet megvalósítani.

A **szimmetrikus** elrendezés legfontosabb paraméterei az alábbiak:

- A feszültségerősítés a jobboldali tranzisztor kollektorára kapcsolt  $R$  eredő terhelőellenállás esetén:

$$A = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \alpha \frac{R}{2r_d}, \quad r_d = 2 \frac{U_T}{I_0}, \quad u_{be} = u_{be1} - u_{be2},$$

- A bemeneti ellenállás:

$$R_{be} = 2(1 + \beta)r_d,$$

- Az átlagos bemeneti áram:

$$I_B = \frac{I_0}{2(1 + \beta)},$$

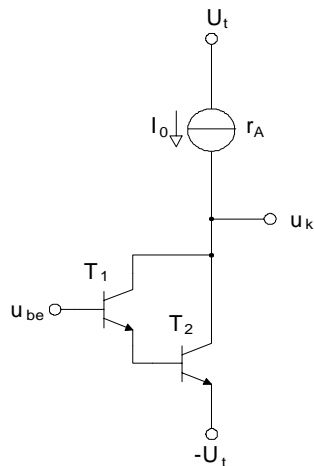
- A fokozat a szintet negatív irányba tolja el a p-n-p tranzisztor alkalmazása következtében, ezért olyan bemeneti fokozat után célszerű kapcsolni, amely a szintet eredetileg pozitív irányba tolta el (például ilyen egy n-p-n tranzisztorokkal megvalósított differenciálerősítő).

A fokozatok hibái a következők:

- A bemeneti áram, átlagos tranzisztorparaméterek esetén, viszonylag nagy,
- A fokozat bemeneti ellenállása viszonylag kicsi,
- A jobboldali bemeneti pontot Miller-kondenzátor terheli.

#### Darlington-tranzisztoros aszimmetrikus elrendezés áramgenerátoros terheléssel

Az áramgenerátoros terhelésű Darlington-tranzisztoros aszimmetrikus erősítő fokozat kapcsolási rajza a 9.11.c ábrán látható.



9.11.c ábra. Az áramgenerátoros terhelésű Darlington-tranzisztoros aszimmetrikus erősítő fokozat kapcsolási rajza.

A fokozat a 9.11.a ábrán megadott kapcsolási elrendezés Darlington-tranzisztoros változata. A fokozat az eredeti kapcsolás bemeneti ellenállását növeli meg, így a bemeneti fokozat erősítését képes növelni.

A Darlington-tranzisztoros kapcsolás legfontosabb paraméterei az alábbiak:

- A feszültségerősítés a tranzisztor kollektorára kapcsolt  $r_A$  eredő terhelőellenállás esetén:

$$A = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\alpha \frac{r_A}{2r_d}, \quad r_d \approx \frac{U_T}{I_0},$$

- A bemeneti ellenállás:

$$R_{be} = 2(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)r_d,$$

- A bemeneti áram:

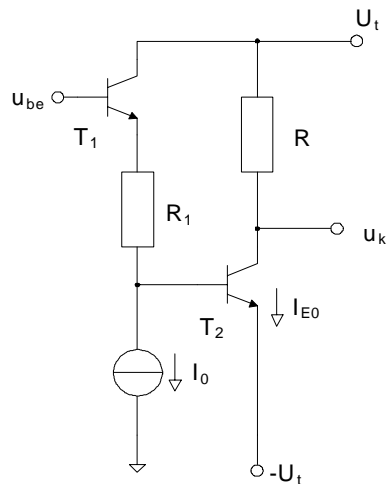
$$I_B = \frac{I_{E02}}{(1 + B_1)(1 + B_2)},$$

ahol  $I_{E02}$  a  $T_2$  tranzisztor munkaponti emitterárama.

- A fokozat a szintet pozitív irányba tolja el az n-p-n tranzisztorok alkalmazása következtében, ezért olyan bemeneti fokozat után célszerű kapcsolni, amely a szintet eredetileg negatív irányba tolta el,
- A fokozat földelt emitteres elrendezésű, ezért a bemenetén megjelenik a Miller-kondenzátor. Ez a hatás a korábbiakban vizsgált aszimmetrikus fokozathoz hasonlóan itt is hasznos.

### Negatív irányú szintáttevő és erősítő fokozat bipoláris n-p-n tranzisztorokkal

A bipoláris n-p-n tranzisztorokkal megvalósított negatív irányú szintáttevő és erősítő fokozat kapcsolási elrendezése a 9.11.d ábrán látható.



9.11.d ábra. A bipoláris n-p-n tranzisztorokkal megvalósított negatív irányú szintáttevő és erősítő fokozat kapcsolási elrendezése.

A kapcsolás több feladatot old meg egyszerre:

- A kapcsolás bemenetén egy emitterkövető található, mely biztosítja a fokozat nagy bemeneti ellenállását,
- A fokozat a bemenetén mérhető egyenfeszültséget  $U_{BE0} + I_0 R_1$  feszültséggel tolja el negatív irányba, így nagy pozitív bemeneti egyenfeszültségű forrással is jól lehet vezérelni a fokozat második tranzisztorát, mely a bemenetén  $U_{BE0}$  feszültséget igényel,
- A kapcsolás kimenetén lévő földelt emitteres fokozat gondoskodik a teljes kapcsolás nagy erősítéséről. Természetesen az ábra  $T_2$  tranzisztorának munkapontja ebben az elrendezésben bizonytalan, és emellett a kimeneti (kollektor-) feszültsége a bázishoz képest megint pozitívabb kell legyen, de ezekről a műveleti erősítő visszacsatolása gondoskodik.

A kapcsolás legfontosabb paraméterei az alábbiak:

- A feszültségerősítés a jobboldali tranzisztor kollektorára kapcsolt  $R$  eredő terhelőellenállás esetén:

$$A = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{\alpha_2 R}{r_{d2} + \frac{r_{d1} + R_1}{(1 + \beta_2)}}, \quad r_{d2} = \frac{U_T}{I_{E0}}, \quad r_{d1} \approx \frac{U_T}{I_0}$$

- A bemeneti ellenállás:

$$R_{be} = (1 + \beta_1)(r_{d1} + R_1 + r_{d2}(1 + \beta_2)),$$

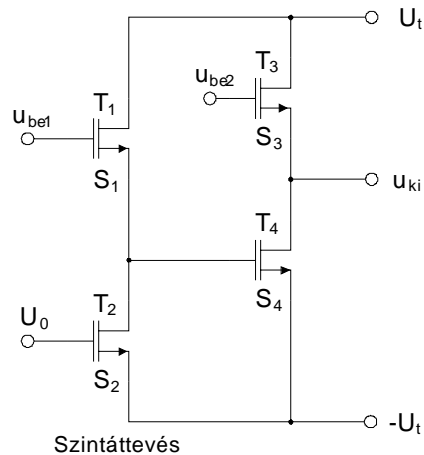
- A bemeneti áram:

$$I_B \approx \frac{I_0}{(1 + B_1)},$$

- A fokozat a szintet negatív irányba tolja el, ezért olyan bemeneti fokozat után célszerű kapcsolni, amely a szintet eredetileg pozitív irányba tolta el,
- A fokozat második tranzisztora földelt emitteres elrendezésű, ezért a bemenetén megjelenik a Miller-kondenzátor. Ez a hatás a korábbi aszimmetrikus fokozatokhoz hasonlóan itt is hasznos.

### Erősítő kapcsolás n-csatornás MOS tranzisztorokkal

Az n-csatornás MOS tranzisztorokkal megvalósított erősítő fokozat kapcsolási rajza a 9.11.e ábrán látható.

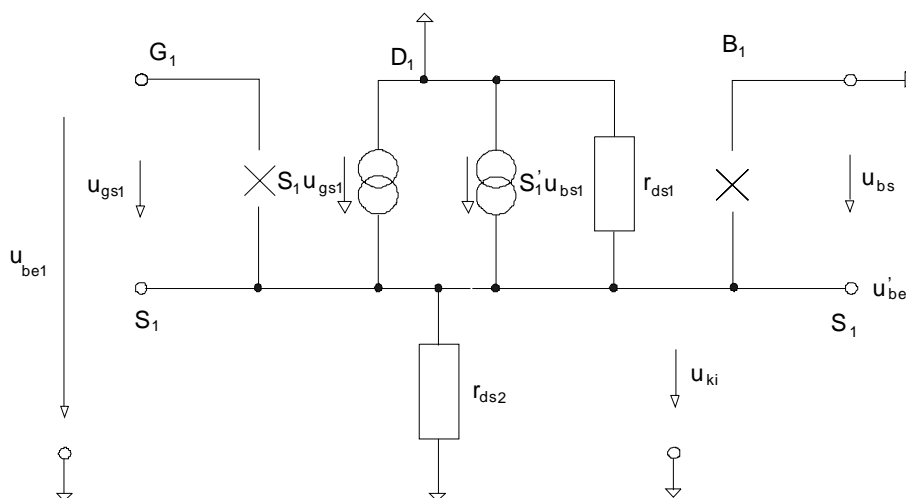


9.11.e ábra. Az n-csatornás MOS tranzisztorokkal megvalósított erősítő fokozat kapcsolási rajza.

A fokozat funkcionálisan hasonlít a 9.11.d ábrán megadott bipoláris n-p-n tranzisztorokkal megvalósított negatív irányú szintáttevő és erősítő fokozat kapcsolási elrendezéséhez. Ez a fokozat két feladatot old meg egyszerre:

- A kapcsolás bemenetén egy source-követő fokozat található ( $T_1$  tranzisztor), mely a kapcsolás bemenetén mérhető egyenfeszültséget  $U_{GS01}$  feszültséggel tolja el negatív irányba. A bemeneti tranzisztor munkaponti áramát a  $T_2$  tranzisztorral megvalósított áramgenerátor biztosítja,
- A kapcsolás kimenetén lévő földelt source-os ( $T_4$  tranzisztor) és source-követő fokozat ( $T_3$  tranzisztor) gondoskodik a kapcsolás erősítéséről. A földelt source-os fokozat terhelését a  $T_3$  tranzisztor biztosítja.

A fokozat kisjelű paramétereinek a meghatározásához elemezzük az egyes fokozatok kisjelű helyettesítő képeit. A bemeneti source-követő fokozat ( $T_1$  tranzisztor) kisjelű helyettesítő képe a 9.11.f ábrán látható.



9.11.f ábra. A bemeneti source-követő fokozat kisjelű helyettesítő képe. A fokozat eredő terhelő ellenállása

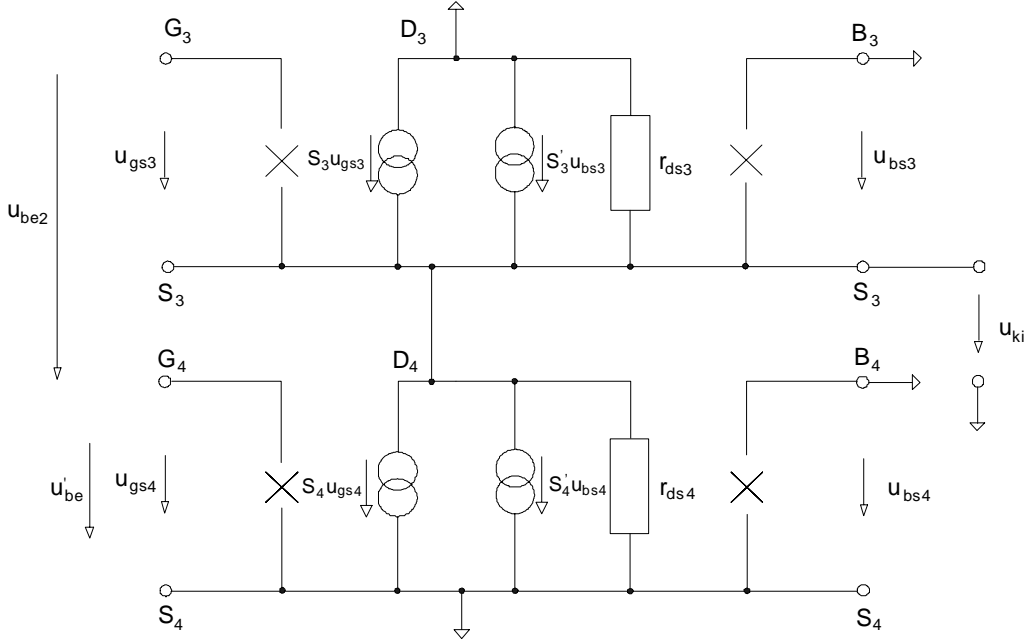
$$r_{ds1} \times r_{ds2} \times \frac{1}{S_1}$$

értékű, így az  $S_1$  meredekségű tranzisztossal felépített source-követő fokozat erősítése az

$$\frac{u'_{be}}{u_{be1}} = \frac{r_{ds1} \times r_{ds2} \times \frac{1}{S_1}}{r_{ds1} \times r_{ds2} \times \frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_1}} = \frac{S_1}{\frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds2}} + S_1 + S_1'} \approx \frac{S_1}{S_1 + S_1'} = \frac{1}{1 + \lambda_1}, \quad r_{ds1}, r_{ds2} \gg \frac{1}{S_1}$$

egyenletből számítható.

A kapcsolás kimenetén lévő földelt source-os ( $T_4$  tranzisztor) és source-követő fokozat ( $T_3$  tranzisztor) kijelű helyettesítő képe a 9.11.g ábrán látható.



9.11.g ábra. A kapcsolás kimenetén lévő földelt source-os ( $T_4$  tranzisztor) és source-követő fokozat ( $T_3$  tranzisztor) kijelű helyettesítő képe.

A fokozatot két forrás ( $u'_{be}$  és  $u_{be2}$ ) vezérli, ezért a kimeneti feszültséget a szuperpozíció tétel felhasználásával határozzuk meg.

Ha  $u'_{be} = 0$ , és csak az  $u_{be2}$  vezérli az áramkört, akkor visszajutunk az előző példában szereplő source-követő kapcsoláshoz, amely az

$$r_{ds3} \times r_{ds4} \times \frac{1}{S_3}$$

eredő terhelőellenállást hajtja meg egy  $S_3$  meredekségű tranzisztossal. A kapcsolás átviteli függvénye ezért az

$$\frac{u_{ki}}{u_{be2}} = \frac{r_{ds3} \times r_{ds4} \times \frac{1}{S_3}}{r_{ds3} \times r_{ds4} \times \frac{1}{S_3} + \frac{1}{S_3}} = \frac{S_3}{\frac{1}{r_{ds3}} + \frac{1}{r_{ds4}} + S_3 + S_3'} \approx \frac{S_3}{S_3 + S_3'} = \frac{1}{1 + \lambda_3}, \quad r_{ds3}, r_{ds4} \gg \frac{1}{S_3}$$

kifejezéssel adható meg.

Ha  $u_{be2} = 0$ , és csak az  $u'_{be}$  vezérli az áramkört, akkor a egy földelt source-os fokozatot kapunk, amit az ellenállásként funkcionáló  $T_3$  terhel. Ilyenkor a fokozat eredő terhelő ellenállását az

$$r_{ds3} \times r_{ds4} \times \frac{1}{S_3} \times \frac{1}{S_3}$$

összefüggés adja meg, így a fokozat átviteli függvényét az

$$\frac{u_{ki}}{u'_{be}} = -S_4 \left( r_{ds3} \times r_{ds4} \times \frac{1}{S_3} \times \frac{1}{S_3} \right) \approx -S_4 \frac{1}{S_3 + S_3'} = -\frac{1}{1 + \lambda_3} \frac{S_4}{S_3}, \quad r_{ds3}, r_{ds4} \gg \frac{1}{S_3}.$$

Ennek alapján a fokozat kimenetén közelítőleg az

$$u_{ki} \simeq \frac{1}{1 + \lambda_3} u_{be2} - \frac{1}{1 + \lambda_3} \frac{S_4}{S_3} u'_{be}$$

feszültséget mérhetjük.

Felhasználva a bemeneten lévő source-követő fokozat átviteli függvényét a fokozat kimenetén közelítőleg az

$$u_{ki} \simeq -\frac{1}{1 + \lambda_1} \frac{1}{1 + \lambda_3} \frac{S_4}{S_3} u_{be1} + \frac{1}{1 + \lambda_3} u_{be2}$$

eredő feszültséget kapjuk.

Az n-csatornás MOS FET-tel megvalósított erősítő fokozat tulajdonságai a következők:

- A fokozat erősítése, ha  $u_{be1} = -u_{be2} = u_{be}$  közelítőleg:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} \simeq -\frac{1}{1 + \lambda_1} \frac{1}{1 + \lambda_3} \frac{S_4}{S_3} - \frac{1}{1 + \lambda_3},$$

az erősítés viszonylag kicsi,

- A bemeneti ellenállás közel végtelen,
- A bemeneti áram közelítőleg nulla,
- A fokozat a szintet negatív irányba tolja el, ezért olyan bemeneti fokozat után célszerű kapcsolni, amely a szintet eredetileg pozitív irányba tolta el,
- A fokozat második tranzisztora földelt source-os elrendezésű, ezért a bemenetén megjelenik a Miller-kondenzátor, de a viszonylag kis erősítés miatt a hatása általában nem jelentős.

### Végfokozat

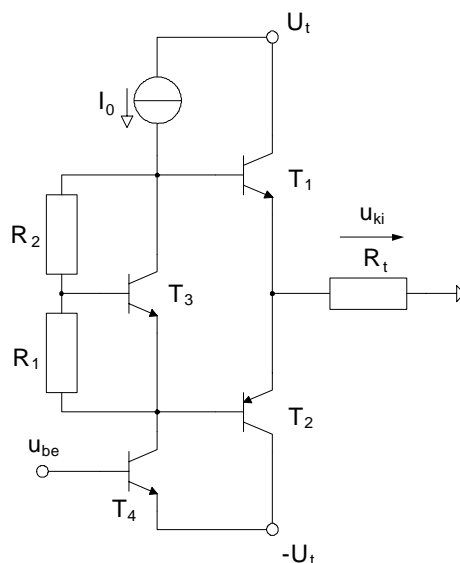
A végfokozatnak a következő feladatokat kell megoldani:

- A terhelés által igényelt kimeneti teljesítmény biztosítása,
- Lehetőleg kis kimeneti ellenállás megvalósítása,
- Az erősítő védelme a szélsőséges kimeneti igénybevételek esetén.

Az alábbiakban a végfokozatok néhány lehetséges változatát adjuk meg:

### Komplementer bipoláris tranzisztoros "B" és "AB" osztályú végfokozat

A műveleti erősítők végfokozatai a teljesítményfokozatokhoz hasonlítanak. Éppen ezért a bipoláris tranzisztoros megoldások nem különböznek a hagyományos teljesítményfokozatoktól. Példaképpen a 9.12.a ábrán egy komplementer tranzisztorokkal felépített "B" vagy "AB" osztályú végfokozat kapcsolási rajzát adtuk meg.



9.12.a ábra. A bipoláris komplementer tranzisztorokkal felépített "B" vagy "AB" osztályú végfokozat kapcsolási rajza.

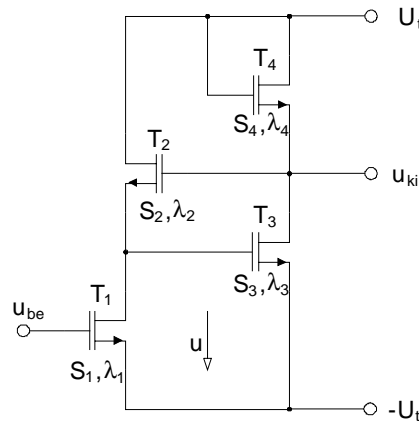


A két fokozat tulajdonságait a korábbi fejezetekben már elemeztük, egyedül az alábbi jellemzőkkel nem foglalkoztunk:

- A "B" osztályú végfokozaton nem folyik munkaponti áram, az "AB" osztályú fokozaton kis értékű munkaponti áram folyik. Ezt az áramot állítja be a  $T_3$  tranzisztorral és az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokkal felépített áramkör.
- A fokozat erősítése közel egységnyi (földelt kollektoros alapkapsolás),
- A fokozat kimeneti ellenállása közelítőleg a két tranzisztor emitter-bázis diódája a differenciális ellenállásának a párhuzamos eredője (természetesen ez az ellenállás a nagyjelű vezérlés során a pillanatnyi aktuális áramtól függően változik. A "B" osztályú beállítás esetén a munkapontban, ahol az áram nulla, az értéke végtelen).

### Végfokozat n-csatornás MOS FET-ekkel

Az n-csatornás MOS FET-ekkel felépített végfokozat kapcsolási rajza a 9.12.b ábrán látható.



9.12.b ábra. Az n-csatornás MOS FET-ekkel felépített végfokozat kapcsolási rajza.

Az alábbiakban meghatározzuk a fokozat kisjelű paramétereit. Egyszerűsítés érdekében feltételezzük, hogy a tranzisztorok  $r_{ds}$  ellenállásai igen nagy értékűek a tranzisztorok meredekségeinek a reciprokához képest, azaz

$$r_{ds1} \gg \frac{1}{S_1}, r_{ds2} \gg \frac{1}{S_2}, r_{ds3} \gg \frac{1}{S_3}, r_{ds4} \gg \frac{1}{S_4}.$$

A kapcsolásban a  $T_3$  tranzisztorral felépített földelt source-os fokozatot az ellenállásként használt  $T_4$  tranzisztor terheli, és a korábbi hasonló vizsgálatokból tudjuk, hogy a fokozat erősítése az

$$\frac{u_{ki}}{u} = -\frac{1}{1 + \lambda_4} \frac{S_3}{S_4}, \quad r_{ds} \Rightarrow \infty$$

egyenletből határozható meg. Írjuk fel ezután az  $u$  feszültség értékét az  $u_{be}$  és az  $u_{ki}$  feszültség függvényében, figyelembe véve, hogy a  $T_2$  tranzisztorral felépített source-követő kapcsolást a  $T_1$  tranzisztor drain-je terheli, a  $T_1$  tranzisztorral felépített földelt source-os kapcsolás kimenetére pedig a  $T_2$  tranzisztor source-a kapcsolódik. A szuperpozíció tételt használva felírható az

$$u = \frac{1}{1 + \lambda_2} u_{ki} - \frac{1}{1 + \lambda_2} \frac{S_1}{S_2} u_{be}$$

egyenlet, melyből

$$-\frac{u_{ki}}{1 + \lambda_4} \frac{S_3}{S_4} = \frac{1}{1 + \lambda_2} u_{ki} - \frac{1}{1 + \lambda_2} \frac{S_1}{S_2} u_{be}$$

átrendezés után a fokozat erősítése meghatározható:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{\frac{1}{1 + \lambda_2} \frac{S_1}{S_2}}{\frac{1}{1 + \lambda_2} + (1 + \lambda_4) \frac{S_4}{S_3}} \stackrel{\lambda \Rightarrow 0}{=} \frac{S_1}{S_2} \frac{\frac{S_3}{S_4}}{1 + \frac{S_3}{S_4}} \approx \sqrt{\frac{W_1}{L_1} \frac{L_2}{W_2}} \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{W_4}{L_4} \frac{L_3}{W_3}}}.$$

Az alábbi konkrét adatok esetén, ha  $\lambda_2 = \lambda_4 = 0$ , és

$$\frac{W_1}{L_1} = \frac{190}{12}, \quad \frac{W_2}{L_2} = \frac{12}{51}, \quad \frac{W_3}{L_3} = \frac{254}{12}, \quad \frac{W_4}{L_4} = \frac{16}{18},$$

az erősítés értéke közelítőleg meghatározható:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} \approx \sqrt{\frac{\frac{190}{12}}{\frac{12}{51}}} \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\frac{16}{18}}{\frac{254}{12}}}} = 6,808.$$

A fokozat kimeneti ellenállásának számításához határozzuk meg a kimenetre kapcsolt  $u'$  feszültség hatására a kimeneten folyó  $i'$  áram értékét, ha  $u_{be} = 0$ . A két mennyiség közötti összefüggés az

$$i' = u' \frac{S_3}{1 + \lambda_2} + u' S_4 + u' S_4' = u' \left( \frac{S_3}{1 + \lambda_2} + S_4(1 + \lambda_4) \right)$$

alakban írható fel. Ebből a kimeneti ellenállás meghatározható.

A fokozat tulajdonságait az alábbiakkal jellemezhetjük:

- A fokozat kis mértékben erősít,
- A kimeneti ellenállása az

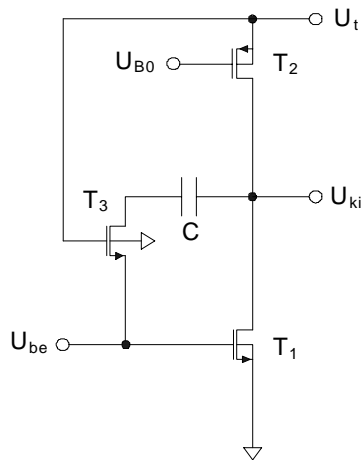
$$R_{ki} = \frac{1 + \lambda_2}{S_3} \times \frac{1}{(1 + \lambda_4)S_4}$$

kifejezés alapján viszonylag kicsi,

- A fokozat bemeneti ellenállása közel végtelen.

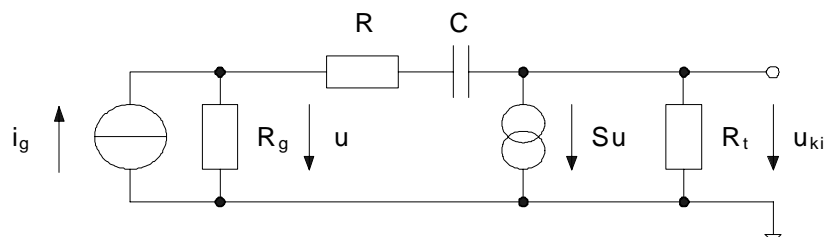
### CMOS végfokozat

A CMOS végfokozat kapcsolási rajza a 9.12.c ábrán látható.



9.12.c ábra. A CMOS végfokozat kapcsolási rajza.

A kapcsolási elrendezésben a  $T_1$  földelt source-os tranzisztort az állandó áramú  $T_2$  tranzisztor terheli. A  $C$  kondenzátor a műveleti erősítő belső kompenzálását végző Miller-kapacitás, a  $T_3$  tranzisztor pedig ellenállás tartományban működve arra szolgál, hogy a fokozat átvitelében megjelenő pozitív félsíkra eső zérust kompenzálja. A fokozat kisjelű helyettesítő képe a 9.12.d ábrán látható.



9.12.d ábra. A CMOS végfokozat kisjelű helyettesítő képe.

A helyettesítő képben az R ellenállás a T<sub>3</sub> tranzisztor ellenállását helyettesíti. A fokozat kisjelű helyettesítő képére az

$$\frac{u_{ki}}{R_t} + Su + \frac{u_{ki} - u}{R + \frac{1}{pC}} = 0$$

és az

$$\frac{u - u_{ki}}{R + \frac{1}{pC}} + \frac{u - u_g}{R_g}$$

egyenletek érvényesek, ahol  $u_g = i_g R_g$ .

Átrendezések után ezekből az

$$u = -u_{ki} \frac{1 + pC(R + R_t)}{SR_t + pCR_t(SR - 1)}$$

és

$$u(1 + pC(R + R_g)) = u_{ki}pCR_g + u_g(1 + pCR)$$

kifejezéseket kapjuk.

A két egyenletből a fokozat átvitelére az

$$\frac{u_{ki}}{u_g} = - \frac{(SR_t + pCR_t(SR - 1))(1 + pCR)}{(1 + pC(R + R_t))(1 + pC(R + R_g)) + pCR_g(SR_t + pCR_t(SR - 1))}$$

bonyolult összefüggés adódik. Jól látható azonban, hogy az

$$SR - 1 = 0$$

feltétel esetén a fokozat átvitelében nem jelenik meg a jobb félsíkon zérus, és ilyenkor az átviteli függvény az

$$\begin{aligned} \frac{u_{ki}}{u_g} &= - \frac{SR_t(1 + pCR)}{(1 + pC(R + R_t))(1 + pC(R + R_g)) + pCR_g SR_t} = \\ &= - \frac{SR_t}{1 + pC(R + R_t + R_g + R_g SR_t)} \end{aligned}$$

alakban írható fel. Ha teljesülnek az  $R_g > R_t \gg R$  feltételek, akkor a fenti kifejezés az

$$\frac{u_{ki}}{u_g} \simeq -SR_t \frac{1}{1 + pCR_g(1 + SR_t)}$$

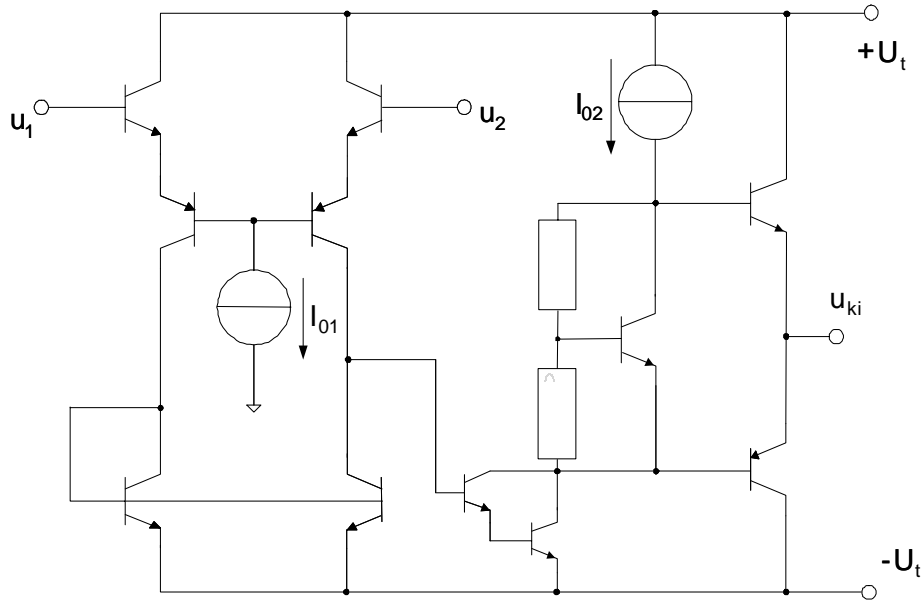
összefüggéssel közelíthető, amiben szerepel a  $C(1 + SR_t)$  értékű Miller-kondenzátor.

### Műveleti erősítő struktúrák

Az alábbi ábrákon műveleti erősítő áramköri példákat adunk meg, felhasználva az egyes fokozatokkal kapcsolatos eddigi ismereteinket.

#### Bipoláris tranzisztoros műveleti erősítő

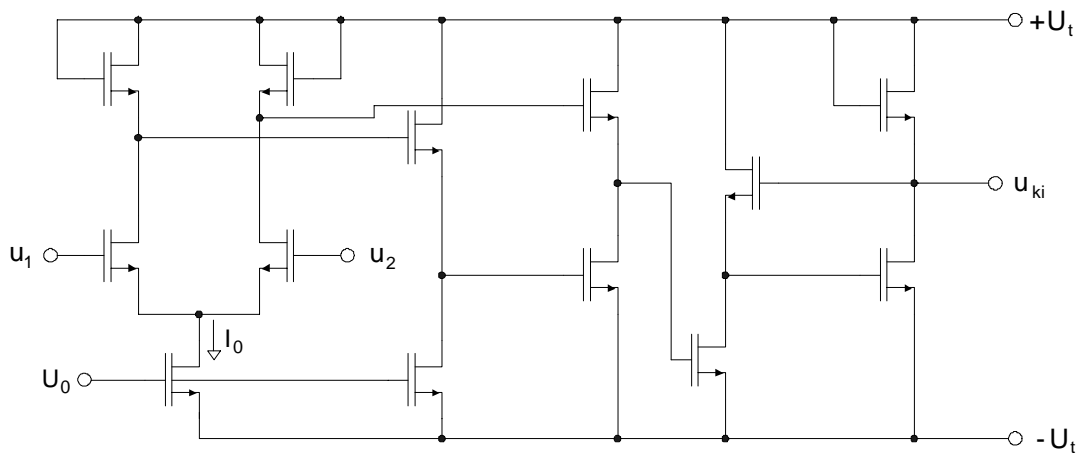
Egy bipoláris tranzisztoros műveleti erősítő kapcsolási rajza a 9.13.a ábrán látható.



9.13.a ábra. Egy bipoláris tranzisztoros műveleti erősítő kapcsolási rajza.

### NMOS tranzisztorokkal felépített műveleti erősítő

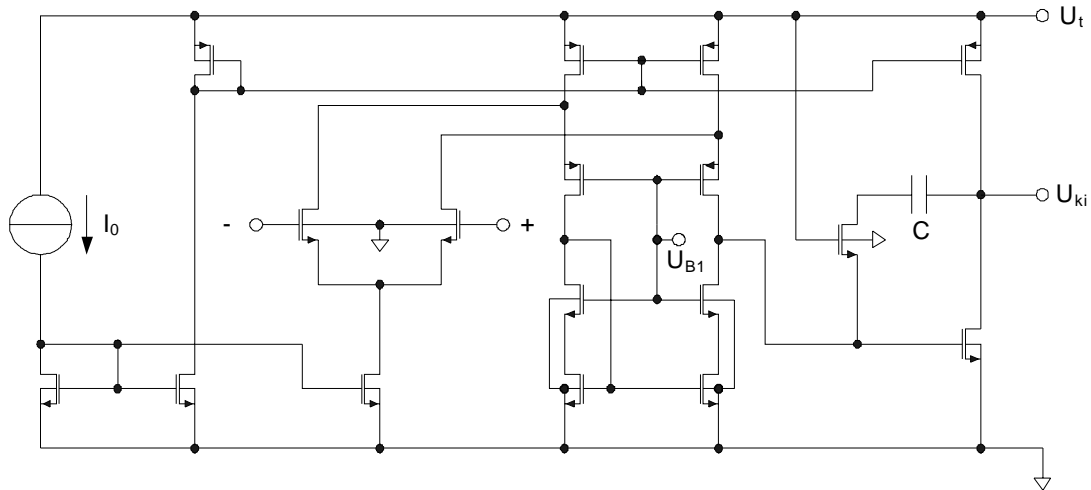
Az n-csatornás MOS FET-ekkel felépített műveleti erősítő kapcsolási rajza a 9.13.b ábrán látható.



9.13.b ábra. Az n-csatornás MOS FET-ekkel felépített műveleti erősítő kapcsolási rajza.

### CMOS műveleti erősítő

A CMOS műveleti erősítő kapcsolási rajza a 9.13.c ábrán látható.



9.13.c ábra. A CMOS műveleti erősítő kapcsolási rajza.

## A valóságos műveleti erősítő paraméterei

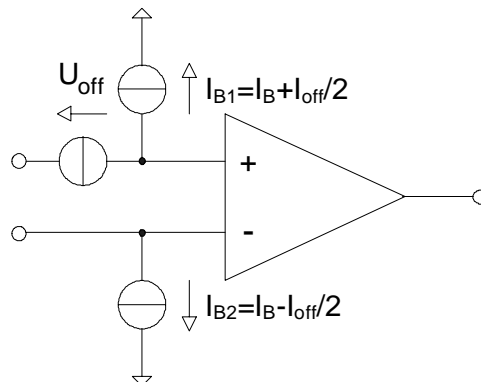
A valóságos műveleti erősítő tulajdonságainak elemzésénél azt vizsgáljuk, hogy a műveleti erősítő nem ideális paraméterei az ideális működéshez képest milyen hibákat, illetve eltéréseket okoznak. Sőt az egyes hatásokat általában egymástól függetlenül modellezzük, azaz egyetlen nem ideális paraméter hatásának elemzésekor a műveleti erősítő minden más paraméterét ideálisnak feltételezzük. Ennek a megközelítésnek az a fizikai háttere, hogy - az esetek többségében - a nem ideális paraméterek által okozott hibák kicsik, így ezeket a hatásokat egymástól függetlenül lehet elemezni, mivel több nem ideális paraméter együttes hatása már csak másodlagosan kicsi többlet változásokat eredményez.

Az áramkör tényleges elemzése előtt ismertetjük a műveleti erősítő különböző modelljeit, amelyek az egyes nem ideális tulajdonságokat írják le.

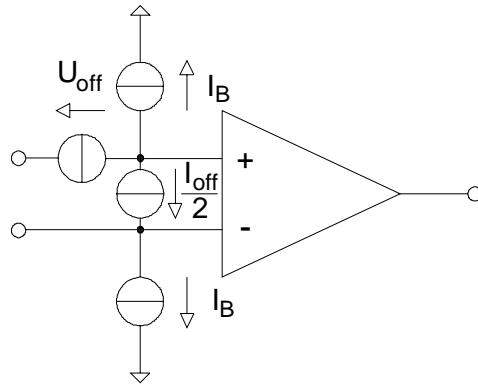
## A nem ideális műveleti erősítő modelljei

### Egyenáramú modell a műveleti erősítő munkapontbeállításához

A műveleti erősítő két ekvivalens egyenáramú modellje a 9.14 és a 9.15 ábrán látható.



9.14 ábra. A műveleti erősítő első egyenáramú modellje.

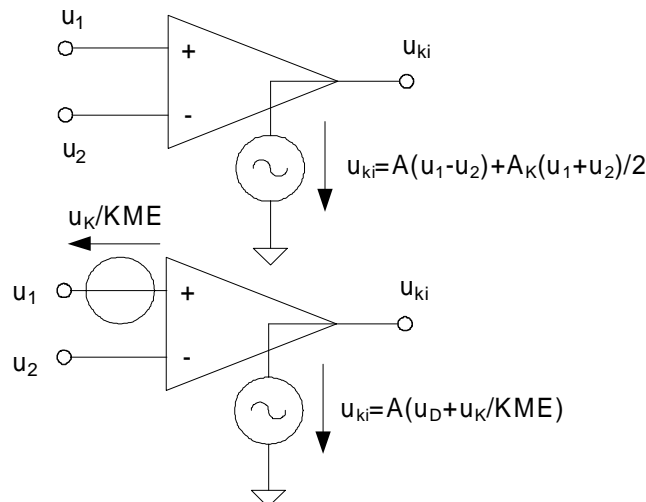


9.15 ábra. A műveleti erősítő második egyenáramú modellje.

A modell leírja az erősítő bemenetére redukált offset feszültség ( $U_{off}$ ), és az erősítő bemenetein folyó átlagos bemeneti áram ( $I_B$ ) és offset áram ( $I_{off}$ ) hatását. Ezekkel a modellekkel a műveleti erősítő munkapontbeállítását lehet leírni.

### A véges közös módusú erősítés modellje

A véges közös módusú és véges differenciál módusú erősítéssel rendelkező műveleti erősítő modellje a 9.16 ábrán látható.



9.16 ábra. A véges közös módusú és véges differenciál módusú erősítéssel rendelkező műveleti erősítő modellje.

Az erősítőt ebben az esetben egy egyszerű feszültséggel vezérelt feszültséggenerátorral lehet helyettesíteni, melynek a kimenetén az

$$u_{ki} = A(u_1 - u_2) + A_K \left( \frac{u_1 + u_2}{2} \right) = Au_D + A_K u_K$$

feszültség mérhető.

A kifejezés az

$$u_{ki} = Au_D + A_K u_K = A \left( u_D + \frac{A_K}{A} u_K \right)$$

alakban is megadható, ahol

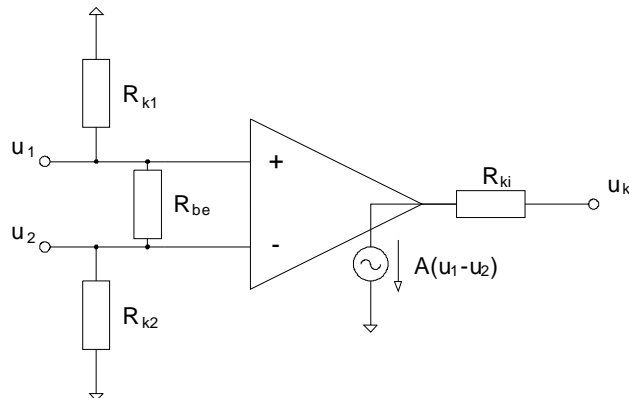
$$\frac{A}{A_K} = KME$$

a műveleti erősítő közös módusú elnyomási tényezője (lásd a 9.16 ábrát). Ennek alapján a valóságos műveleti erősítő közös módusú erősítését egy bemenetre kapcsolt  $u_K A_K / A = u_K / KME$  nagyságú feszültséget szolgáltató feszültséggenerátorral és egy  $A$  (differenciális) erősítésű erősítővel lehet modellezni. Megjegyezzük, hogy a  $KME = A_K / A$  előjele tetszőleges lehet, mivel a közös módusú erősítés általában valamilyen szimmetriahiba következtében jön létre, és ez a

szimmetriahiba tetszőleges előjelű lehet.

### A véges bemeneti és kimeneti ellenállások modellje

A véges bemeneti és kimeneti ellenállással rendelkező műveleti erősítő modellje a 9.17 ábrán látható.

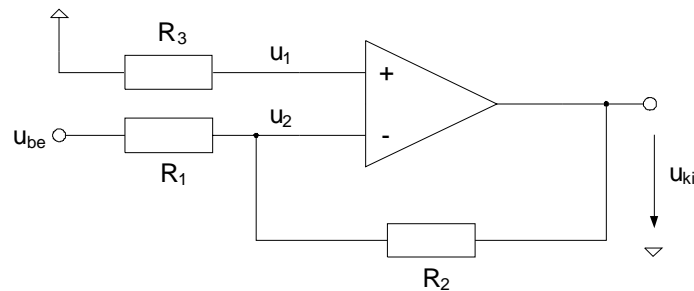


9.17 ábra. A véges bemeneti és kimeneti ellenállással rendelkező műveleti erősítő modellje.

A modellben a műveleti erősítő bemenete között a differenciál módusú bemeneti ellenállás ( $R_{be}$ ), a bemenetek és a föld között pedig a két közös módusú bemeneti ellenállás ( $R_{k1}$ ,  $R_{k2}$ ) található. A véges kimeneti ellenállást a kimeneten lévő feszültséggel vezérelt feszültséggenerátorral sorba kapcsolt kimeneti ellenállás modellezi ( $R_{ki}$ ).

### A visszacsatolt műveleti erősítő analízise

A nem ideális műveleti erősítő tulajdonságainak a megismeréséhez vizsgáljuk meg a 9.18 ábrán látható fázisfordító alkapcsolás paramétereit.

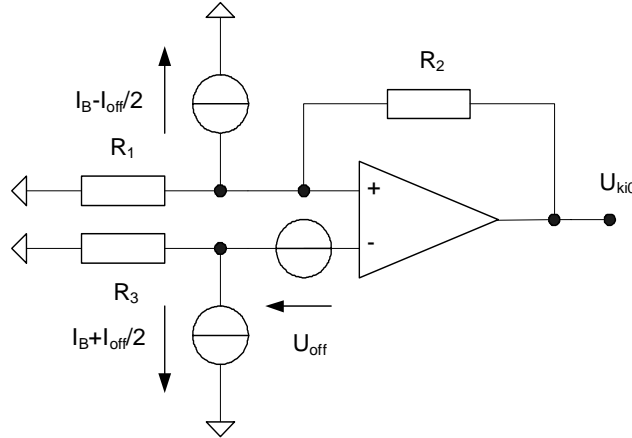


9.18 ábra. A vizsgált fázisfordító alkapcsolás.

Tételezzük fel, hogy az erősítő  $A(p)$  erősítése,  $R_{be}$  bemeneti ellenállása,  $U_{off}$  offset feszültsége,  $I_B$  bemeneti árama és  $I_{off}$  offset árama adott, a többi paramétere pedig ideális. Határozzuk meg az erősítő kimeneti  $U_{ki0}$  hibafeszültségét és a kapcsolás átviteli függvényét.

### A kapcsolat egyenáramú vizsgálata, munkapontbeállítás

A műveleti erősítő munkapontbeállítása során az a feladat, hogy meghatározzuk a műveleti erősítő kimenetén megjelenő  $U_{ki0}$  egyenfeszültség értékét akkor, ha a bemenetre nulla egyenfeszültséget kapcsolunk. Az ideális műveleti erősítő kimenetén ilyen esetben nulla feszültség jelenne meg, tehát most azt vizsgáljuk, hogy a nem ideális paraméterek ( $U_{off}$ ,  $I_B$  és  $I_{off}$ ) következtében a kimeneten mekkora hibafeszültség jelenik meg. A 9.18 ábrán megadott kapcsolási elrendezés egyenáramú modellje a 9.19 ábrán látható.



9.19 ábra. A fázisfordító alapkapcsolás egyenáramú modellje.

Az áramköri modellt egyszerűen úgy hoztuk létre, hogy az eredeti kapcsolásban szereplő műveleti erősítő helyére tettük a 9.14 ábrán látható egyenáramú modellt. Mivel a műveleti erősítő minden más paraméterét ideálisnak tekinthetjük, a 9.19 ábrán szereplő műveleti erősítő ideális, ezért a kimeneti ( $U_{ki0}$ ) feszültség kiszámításához nincs szükség másra, mint egy három független generátorral meghajtott egyszerű lineáris áramkör analízisére. Ilyen esetekben a szuperpozíció tételét lehet alkalmazni, azaz az egyes források hatását külön-külön lehet meghatározni.

Először gondolatban tegyünk szakadást a két áramgenerátor helyére, és határozzuk meg az ( $U_{off}$ ) offset feszültség hatására keletkező kimenő jel értékét. Egyszerűen belátható, hogy ez az

$$U_{off} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

kifejezéssel határozható meg. Tegyük ezután rövidzárat a feszültséggenerátor helyére, valamint szakadást a felső áramgenerátor helyére, és vizsgáljuk meg az alsó ( $I_B + \frac{I_{off}}{2}$ ) áramú áramgenerátor által létrehozott jelet a kimeneten, ami a

$$- \left( I_B + \frac{I_{off}}{2} \right) R_3 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

egyenletből számítható. Végül tegyük ezután rövidzárat a feszültséggenerátor helyére, valamint szakadást az alsó áramgenerátor helyére, és vizsgáljuk meg a felső ( $I_B - \frac{I_{off}}{2}$ ) áramú áramgenerátor által létrehozott jelet a kimeneten, ami pedig az

$$\left( I_B - \frac{I_{off}}{2} \right) R_2$$

egyenlettel adható meg. Ebből az eredő kimeneti hibafeszültségre az

$$\begin{aligned} U_{ki0} &= U_{off} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \left( I_B + \frac{I_{off}}{2} \right) R_3 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \left( I_B - \frac{I_{off}}{2} \right) R_2 = \\ &= U_{off} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_B \left[ R_2 - R_3 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] - \frac{I_{off}}{2} \left[ R_2 + R_3 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right], \quad R_{be,A} \Rightarrow \infty \end{aligned}$$

kifejezés adódik. Az egyenletben az ( $I_B$ ) bemeneti áram hatása megszüntethető, ha teljesítjük az

$$R_2 - R_3 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 0, \quad R_3 = R_1 \times R_2$$

egyenlőséget, azaz az  $R_3$  ellenállás értékét  $R_1 \times R_2$ -re választjuk. Ilyenkor a kimeneti hibafeszültség értéke:

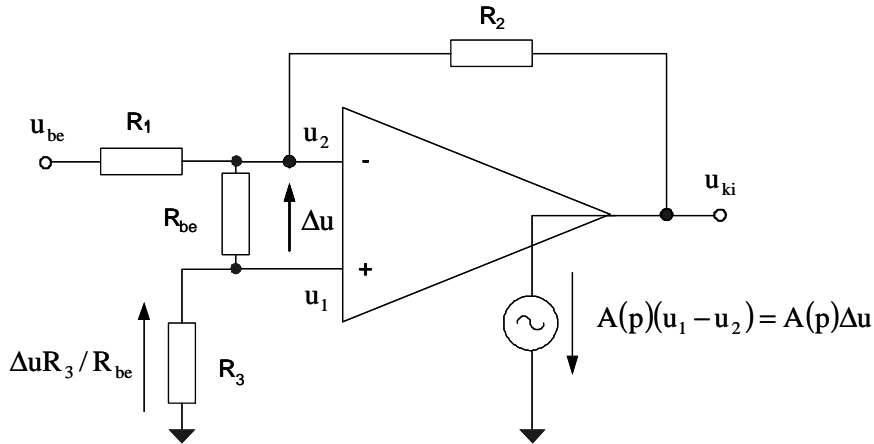
$$U_{ki0} = U_{off} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_{off} R_2.$$

### Az átviteli függvény számítása

A fázisfordító alapkapcsolás átviteli függvényének számításakor az a feladat, hogy meghatározzuk a műveleti erősítő bemeneti és kimeneti feszültsége közötti kapcsolatot. Az ideális



műveleti erősítő átviteli függvénye egyszerűen  $-\frac{R_2}{R_1}$  lenne, tehát most azt vizsgáljuk, hogy a nem ideális paraméterek ( $A(p)$  és  $R_{be}$ ) következtében az átviteli függvény hogyan módosul. A 9.18 ábrán megadott kapcsolási elrendezés kisjelű frekvenciafüggő modellje a 9.20 ábrán látható ( $U_{off}$ ,  $I_B$  és  $I_{off}$  nulla értékű).



9.20 ábra. A kapcsolás kisjelű frekvenciafüggő modellje.

Az áramköri modellt egyszerűen úgy hoztuk létre, hogy az eredeti kapcsolásban szereplő műveleti erősítő helyére tettük a 9.16 ábrán látható modellt, de a kimeneti ellenállást ( $R_{ki}$ ) és a közös módusú bemeneti ellenállásokat ( $R_{k1}$ ,  $R_{k2}$ ) elhanyagoltuk. Mivel a műveleti erősítő minden más paraméterét ideálisnak tekinthetjük, a 9.20 ábrán szereplő műveleti erősítő ideális ( $U_{off}$ ,  $I_B$ ,  $I_{off}$  és  $A_K = 0$ ), ezért az átviteli függvény számítása nem más, mint egy egyszerű lineáris áramkör analízise. Bevezetve az

$$u_1 - u_2 = \Delta u = \frac{u_{ki}}{A(p)}$$

jelölést, az áramkör negatív bemenetére felírhatunk egy csomóponti egyenletet

$$\frac{u_{be} + \frac{u_{ki}}{A(p)} \left(1 + \frac{R_3}{R_{be}}\right)}{R_1} + \frac{u_{ki} + \frac{u_{ki}}{A(p)} \left(1 + \frac{R_3}{R_{be}}\right)}{R_2} + \frac{u_{ki}}{R_{be}} = 0,$$

melyből az átviteli függvényre az

$$\begin{aligned} \frac{u_{ki}}{u_{be}}(p) &= -\frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{A(p)} \left[ \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_{be}}\right) + \frac{1}{R_{be}} \right]} = \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A(p)} \left[ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_{be}}\right) + \frac{R_2}{R_{be}} \right]} = \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A(p)} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \left[ \frac{R_3 + R_{be}}{R_{be}} + \frac{(R_1 \times R_2)}{R_{be}} \right]} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{A(p) \beta_{id} L}{1 + A(p) \beta_{id} L} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{(\beta A)(p)}{1 + (\beta A)(p)} \end{aligned}$$

kifejezés adódik, ahol

$$(\beta A)(p) = A(p) \beta_{id} L = A(p) \beta$$

az áramkör hurokerősítése,

$$\beta_{id} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

az ideális visszacsatolási tényező,

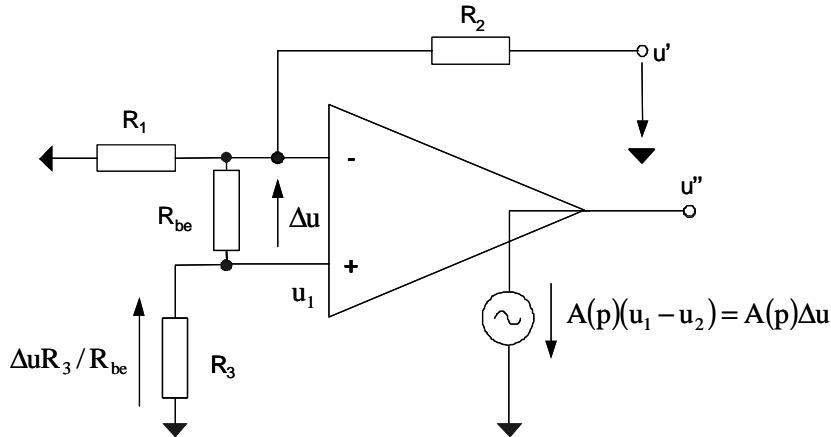
$$L = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + (R_1 \times R_2)}$$

az úgynevezett bemeneti leosztás, és

$$\beta = \beta_{id} L$$

az eredő visszacsatolási tényező.

A 9.20 ábrán megadott áramkör visszacsatolt rendszer, melyben az erősítő kimenetéről az ellenállásokon keresztül jel jut vissza a kapcsolás bemenetére, ezáltal az erősítőt a bemenetre adott jel és a kimenetről visszacsatolt jel lineáris kombinációja vezérli. Ily módon a visszacsatolt rendszerben van egy körbejárható hurok, melyben a jel egyirányban terjed. A hurokerősítés a visszacsatolt rendszerek fontos jellemzője, amely megadja azt, hogy ezen a körbejárható zárt jelúton (másnéven **a nyílt hurokban**) mekkora az eredő erősítés értéke. A hurokerősítés fogalmának megértéséhez tekintsük a 9.21 ábra áramkörét, amelyet a 9.20 ábrán megadott rendszerből oly módon állítottunk elő, hogy a visszacsatolt hurkot a műveleti erősítő bemenetén "felvágtuk", és az erősítő  $u_{be}$  bemeneti pontját földpotenciálra kapcsolunk.



9.21 ábra. A hurokerősítés számítása.

A rendszerben most határozzuk meg az  $u'$  és  $u''$  feszültségek közötti átviteli függvényt, amely

a

$$\begin{aligned} \Delta u &= -u' \frac{R_1 \times (R_3 + R_{be})}{R_1 \times (R_3 + R_{be}) + R_2} \frac{R_{be}}{R_3 + R_{be}} = -u' \frac{\frac{R_1(R_3 + R_{be})}{R_1 + (R_3 + R_{be})}}{\frac{R_1(R_3 + R_{be})}{R_1 + (R_3 + R_{be})} + R_2} \frac{R_{be}}{R_3 + R_{be}} = \\ &= -u' \frac{R_1 R_{be}}{R_1(R_3 + R_{be}) + R_2(R_1 + R_3 + R_{be})} = -u' \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{R_{be}}{R_3 + R_{be} + R_1 \times R_2} = -u' \beta_{id} L, \end{aligned}$$

kifejezésből és az

$$u'' = A(p) \Delta u$$

egyenlőségéből számítható.

Ebből a teljes átviteli függvényre az alábbi értéket kapjuk:

$$\frac{u''}{u'} = -A(p) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{R_{be}}{R_3 + R_{be} + R_1 \times R_2} = -A(p) \beta_{id} L = -A(p) \beta.$$

A kifejezés alapján megállapíthatjuk, hogy a hurokerősítés a "felvágott", **nyílt hurok** átviteli függvényének a mínusz egyszerese.

### A frekvenciafüggés vizsgálata

Az előző fejezetben általános visszacsatolás esetén meghatároztuk a visszacsatolt műveleti erősítők eredő átviteli függvényét. Az eredmények azt mutatják, hogy az átviteli függvény két tényezőből áll, az ideális műveleti erősítővel felépített kapcsolás átvitelének és a visszacsatolt rendszer

$$\frac{(\beta A)(p)}{1 + (\beta A)(p)}$$

hibatényezőjének a szorzatából. Az ideális műveleti erősítővel felépített áramkör átviteli függvénye egyszerű ohmos visszacsatolás esetén könnyen meghatározható, például a fázisfordító alkapcsolás esetén

$$-\frac{R_2}{R_1},$$

fázist nem fordító alapkapcsolás esetén pedig

$$1 + \frac{R_2}{R_1}$$

értékű. Ilyen esetben a kapcsolás frekvenciafüggését csak a fent megadott hibátényező határozza meg.

Ebben a fejezetben az a célunk, hogy egyszerű, de a gyakorlati alkalmazások szempontjából fontos esetekben meghatározzuk a visszacsatolt műveleti erősítő átviteli függvényének a frekvenciafüggését. A következőkben feltételezzük, hogy a visszacsatolás minden eleme ohmos, így a

$$\beta = \beta_{id}L$$

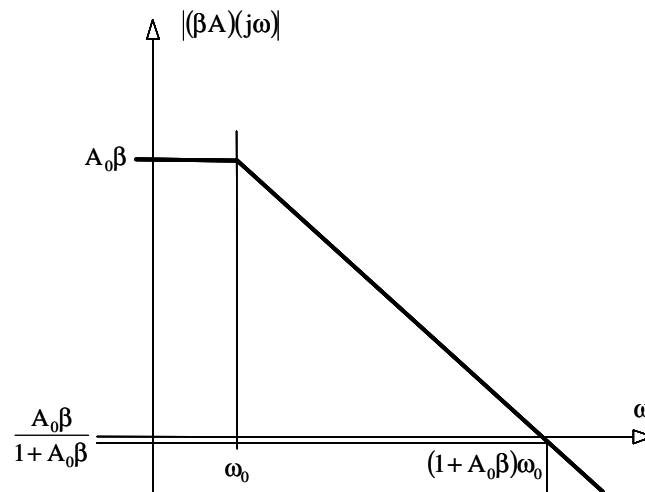
eredő visszacsatolási tényező nem függ a frekvenciától.

#### Az egy pólussal rendelkező hurokerősítés esete

Ebben az esetben azt feltételezzük, hogy az erősítő átviteli függvényének egyetlen  $\omega_0$  frekvenciájú pólusa van, azaz

$$A(p) = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_0}}.$$

Az ilyen erősítő hurokerősítésének a Bode-diagramját a 9.22 ábrán adtuk meg.

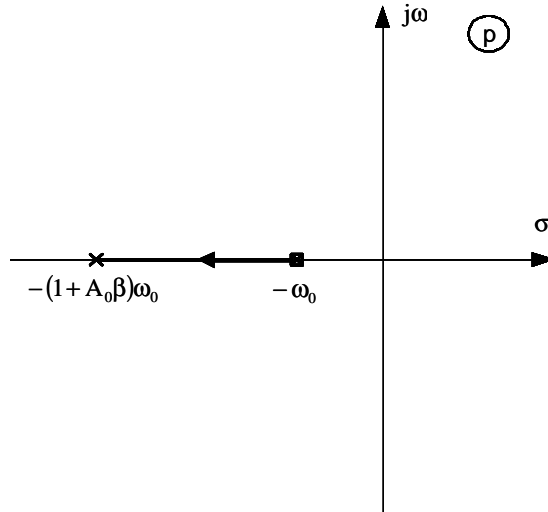


9.22 ábra. Az egy pólussal rendelkező műveleti erősítő hurokerősítésének Bode-diagramja.

A hibátényező ebben az esetben a

$$\frac{(\beta A)(p)}{1 + (\beta A)(p)} = \frac{\frac{A_0\beta}{1 + \frac{p}{\omega_0}}}{1 + \frac{A_0\beta}{1 + \frac{p}{\omega_0}}} = \frac{A_0\beta}{1 + A_0\beta} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_0(1 + A_0\beta)}}$$

alakban adható meg, amiből megállapítható, hogy a visszacsatolás hatására az erősítő átviteli karakterisztikája megváltozik. A visszacsatolt erősítő egyetlen pólusának a frekvenciája  $\omega_0$ -ról  $(1 + A_0\beta)\omega_0$ -ra változik, azaz az erősítő felső határfrekvenciája  $(1 + A_0\beta)$ -szeresére nő. Az  $A_0\beta$  kisfrekvenciás hurokerősítés értékétől függően a visszacsatolt erősítő pólusa a  $p = \sigma - j\omega$  síkon változtatja a pozícióját, amit a 9.23. ábrán illusztráltunk.



9.23. ábra. A visszacsatolt erősítő pólusa a  $p = \sigma - j\omega$  síkon (pólus helygörbe).

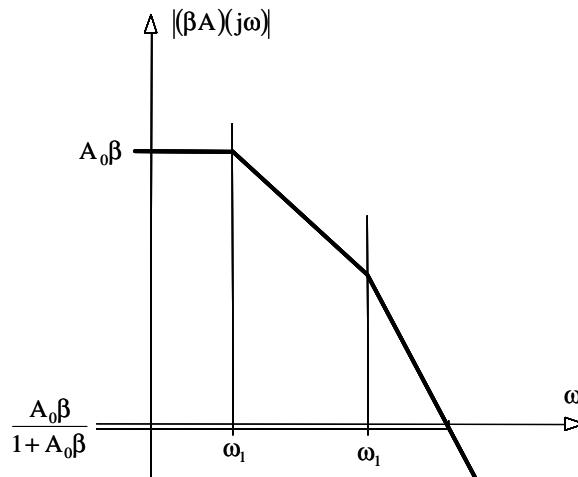
A visszacsatolt erősítő pólusainak és zérusainak a helyváltoztatását leíró görbét a  $p = \sigma - j\omega$  síkon a rendszer **pólus helygörbéjének** nevezzük. Egy pólus esetén ez a változás igen egyszerű, ugyanis csak az eredeti visszacsatolatlan (nyílt hurkú) rendszer negatív valós pólusának az értéke változik meg, de a rendszer átviteli függvénye minőségileg nem módosul. Ebből tévesen arra lehetne következtetni, hogy a visszacsatolás általában is csak az erősítő határfrekvenciáját növeli, de nem változtatja meg az átvitel minőségét, ami több pólust és zérust tartalmazó átviteli függvények esetében már nincs így. Ezt a jelenséget mutatjuk be a következő két eset vizsgálata során.

**A két pólussal rendelkező hurokerősítés esete**

Ebben az esetben azt feltételezzük, hogy az erősítő átviteli függvényének két  $\omega_1 < \omega_2$  frekvenciájú pólusa van, azaz

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

Az ilyen erősítő hurokerősítésének a Bode-diagramját a 9.24 ábrán adtuk meg.



9.24 ábra. A két pólussal rendelkező műveleti erősítő hurokerősítésének Bode-diagramja. A hibátényező ebben az esetben a

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

$$= \frac{A_0\beta}{1+A_0\beta} \frac{1}{1 + \frac{p}{(1+A_0\beta)} \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2}\right) + \frac{p^2}{\omega_1\omega_2(1+A_0\beta)}} = \frac{A_0\beta}{1+A_0\beta} \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\Omega_0} + \frac{p^2}{\Omega_0^2}}$$

alakban adható meg, amiből megállapítható, hogy a visszacsatolás hatására az erősítő átviteli karakterisztikája megváltozik. A visszacsatolt erősítő frekvenciafüggését egy általános másodfokú,  $\zeta$  és  $\Omega_0$  paraméterű átviteli függvény írja le, ahol

$$\Omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2(1+A_0\beta)}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} + \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{1+A_0\beta}}$$

értékű, azaz az  $A_0\beta$  kisfrekvenciás hurokerősítéstől függően a visszacsatolt erősítő pólusai a  $p = \sigma - j\omega$  síkon változtatják a pozíciójukat. A kapcsolás pólusait a nevező polinomjának gyökei határozzák meg. A gyökök a

$$\frac{p_{1,2}}{\Omega_0} = -\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1}$$

kifejezésből számíthatók, ami egyszerű átrendezéssel a

$$p_{1,2} = -\zeta\Omega_0 \pm \Omega_0\sqrt{\zeta^2 - 1} = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)^2 - \Omega_0^2}$$

alakra hozható. Ebből megállapíthatjuk, hogy a gyökök  $\zeta > 1$  esetén különböző negatív valós értékűek

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)^2 - \omega_1\omega_2(1+A_0\beta)}, \quad \zeta > 1,$$

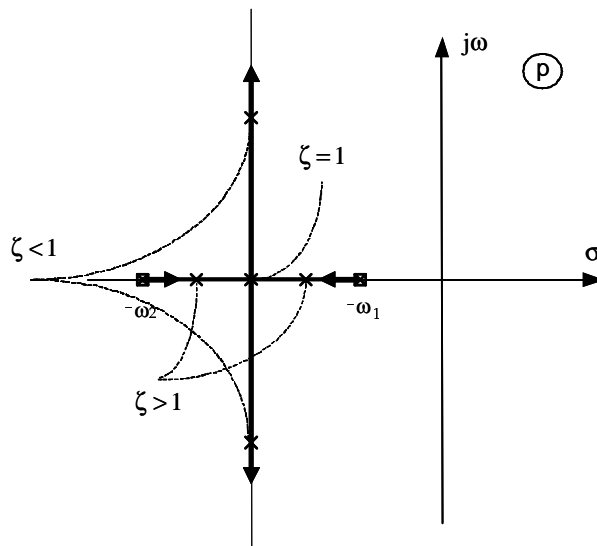
$\zeta = 1$  esetén azonos negatív valós értékűek

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}, \quad \zeta = 1,$$

és  $\zeta < 1$  esetén komplex konjugáltak

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \pm j\sqrt{\Omega_0^2 - \left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)^2}, \quad \zeta < 1.$$

A kapcsolás pólus helygörbéjét a 9.25 ábrán adtuk meg.



9.25. ábra. A két pólussal rendelkező rendszer pólus helygörbéje.

A két pólusú rendszer esetében az átviteli függvény drámai módon megváltozik. A pólusok ugyanis negatív valós értékek helyett komplex konjugált értékűek is lehetnek, ami miatt a rendszer átviteli függvényében a frekvenciatartományban kiemelések, az egységugrás gerjesztésre adott válaszban az időtartományban pedig túllövések jelenhetnek meg. Pontosabban fogalmazva, tudjuk, hogy egy lineáris rendszer kimenetén gerjesztés hatására

- a homogén egyenlet megoldásainak és
  - az inhomogén egyenlet egy partikuláris megoldásának
- a lineáris kombinációja jelenik meg, kielégítve a rendszer kezdeti feltételeit. A homogén egyenlet megoldásai különböző pólusok esetén mindig

$$\exp(p_i t)$$

alakúak, ahol  $p_i$  a homogén egyenlet  $i$ -dik pólusának az értéke. Ha ez a pólus komplex értékű, azaz  $p_i = a_i + jb_i$ , akkor a gerjesztésre adott válaszban periodikus összetevők is megjelennek. Olyan periodikus jelek, amelyek nem a bemeneti gerjesztéstől, hanem a rendszer saját tulajdonságaitól (sajátértékeitől) függenek. A periodikus jelek amplitúdója exponenciálisan csökken, ha  $a_i < 0$ , azaz a pólus valós része negatív értékű (esetünkben ez mindig fennáll).

Példánkban jól látható, hogy az átvitel minőségét, azaz a pólusok jellegét egyetlen paraméter, a  $\zeta$  értéke határozza meg. Ennek alapján a rendszereket a következőképpen osztályozzuk:

- túlszillapított a rendszer, ha  $\zeta > 1$ . Ilyenkor mindkét pólus negatív valós értékű, a homogén egyenlet válaszai exponenciálisan csökkenő monoton függvények, és az erősítő amplitudókarakterisztikája a frekvencia függvényében monoton csökken (az átvitelben nincs kiemelés),
- kritikus csillapítású a rendszer, ha  $\zeta = 1$ . Ilyenkor mindkét pólus negatív valós értékű, a homogén egyenlet válasza  $t \exp(a_i t)$  alakú exponenciálisan csökkenő monoton függvény, és az erősítő amplitudókarakterisztikája a frekvencia függvényében monoton csökken (az átvitelben nincs kiemelés),
- maximális lapos karakterisztikájú a rendszer, ha  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ . Ilyenkor a két pólus komplex konjugált, és a pólusok valós és képzetes részének az abszolút értéke azonos. A homogén egyenlet válaszai  $\exp(a_i t) \exp(\pm j a_i t)$  alakú exponenciálisan csökkenő amplitúdójú periodikus függvények, az erősítő egységugrásra adott válaszában kb. 4.3%-os túllövés lép fel, és az erősítő amplitudókarakterisztikája a frekvencia függvényében most is monoton csökken (az átvitelben nincs kiemelés),
- 45°-os fázistartalékú a rendszer, ha  $\zeta = 1/2$ . Ilyenkor a két pólus komplex konjugált, és a pólusok valós részének az abszolút értéke kisebb, mint képzetes részének. A homogén egyenlet válaszai  $\exp(a_i t) \exp(\pm j b_i t)$  alakú exponenciálisan csökkenő amplitúdójú periodikus függvények, az erősítő egységugrásra adott válaszában kb. 16.5%-os túllövés jelentkezik, és az erősítő amplitudókarakterisztikájában az  $\Omega_0$  frekvencia alatt kb. 1.26 dB kiemelés lép fel, az átvitel abszolút értéke az  $\Omega_0$  frekvencián pontosan egységnyi,
- alulcsillapított a rendszer, ha  $\zeta < 1/2$ . Ilyenkor a két pólus komplex konjugált, és a pólusok valós részének az abszolút értéke kisebb, mint képzetes részének. A homogén egyenlet válaszai  $\exp(a_i t) \exp(\pm j b_i t)$  alakú exponenciálisan csökkenő amplitúdójú periodikus függvények, az erősítő egységugrásra adott válaszában túllövés jelentkezik, és az erősítő amplitudókarakterisztikájában az  $\Omega_0$  frekvencia közelében kb.  $1/2\zeta$  értékű kiemelés lép fel.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy két pólussal rendelkező rendszer esetén a pólusok mindig a bal félsíkon maradnak, tehát a rendszer biztosan stabil, de a hibatényező frekvenciamenete és egységugrásra adott válasza erősen függ a  $\zeta$  értékétől. A gyakorlatban a műveleti erősítő kisfrekvenciás erősítése ( $A_0$ ) igen nagy értékű, így a kisfrekvenciás hurokerősítés ( $A_0\beta$ ) is általában nagy. Ilyenkor  $1/2 < \zeta < 1$  esetén  $\zeta$  a

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} + \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{1 + A_0\beta}} \approx \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{A_0\beta}}, \quad A_0\beta \gg 1, \quad \frac{\omega_2}{\omega_1} \gg 1$$

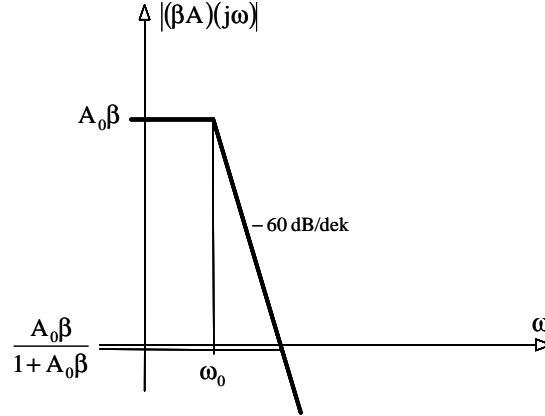
kifejezéssel közelíthető. Ebből világosan látszik, hogy megfelelő  $\zeta$  értékhez a műveleti erősítő két pólusának távol kell lenni egymástól, amit úgy szoktunk mondani, hogy a műveleti erősítőnek mindig van egy **domináns pólusa** ( $\omega_1$ ), és egy (vagy több) mellékpólusa (esetünkben  $\omega_2$ ), aminek a frekvenciája igen nagy.

### A három azonos pólussal rendelkező hurokerősítés esete

Ebben az esetben önkényesen azt feltételezzük, hogy az erősítő átviteli függvényének három azonos  $\omega_0$  frekvenciájú pólusa van, azaz

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3}.$$

Az ilyen erősítő hurokerősítésének a Bode-diagramját a 9.26 ábrán adtuk meg.



9.26 ábra. A három azonos pólussal rendelkező műveleti erősítő hurokerősítésének Bode-diagramja.

A hibátényező ebben az esetben a

$$\frac{(\beta A)(p)}{1 + (\beta A)(p)} = \frac{\frac{A_0\beta}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3}}{1 + \frac{A_0\beta}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3}} = \frac{A_0\beta}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3 + A_0\beta}$$

alakban adható meg, amiből megállapítható, hogy a visszacsatolás hatására az erősítő átviteli karakterisztikája alapvetően megváltozik. A visszacsatolt erősítő frekvenciafüggését az átviteli függvény nevezőjének gyökei, azaz a rendszer pólusai határozzák meg. A pólusok értéke az

$$\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3 = -A_0\beta$$

egyenlet gyökeivel azonos, amit a

$$\frac{p_{1,2,3}}{\omega_0} = \sqrt[3]{-1} \sqrt[3]{A_0\beta} - 1$$

kifejezéssel határozhatunk meg. Felhasználva azt, hogy a  $-1$  három köbgyöke

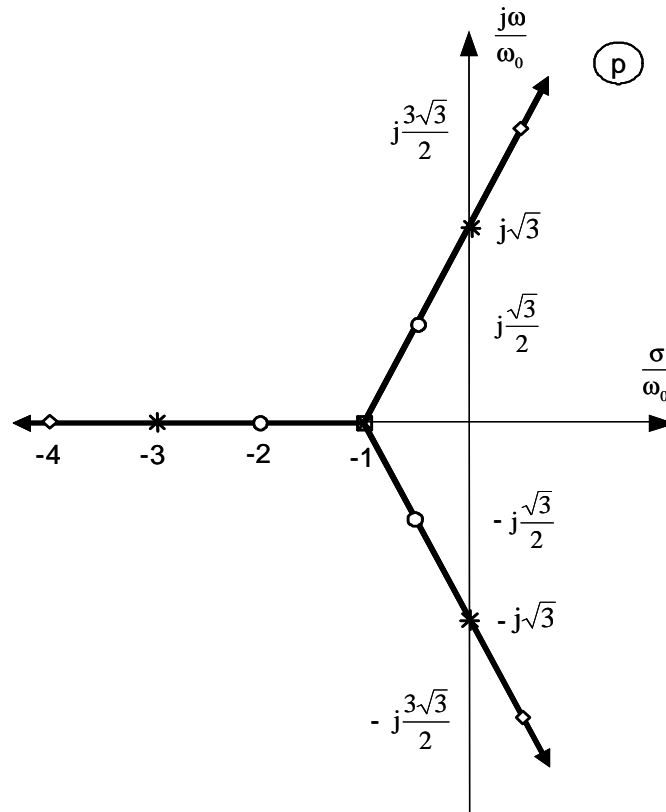
$$\sqrt[3]{-1} = \sqrt[3]{\exp(j(\pi \pm 2k\pi))} = \exp\left(j\frac{(\pi \pm 2k\pi)}{3}\right) = \begin{cases} \exp(j\frac{\pi}{3}) = \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \exp(j\pi) = -1 \\ \exp(-j\frac{\pi}{3}) = \frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{cases}$$

értékű, a gyökök a

$$\frac{p_{1,2,3}}{\omega_0} = \begin{cases} \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sqrt[3]{A_0\beta} - 1 \\ -1 \sqrt[3]{A_0\beta} - 1 \\ \left(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sqrt[3]{A_0\beta} - 1 \end{cases}$$

egyenlettel adhatók meg.

Ezt felhasználva a kapcsolás pólus helygörbáját a 9.27 ábrán adtuk meg.

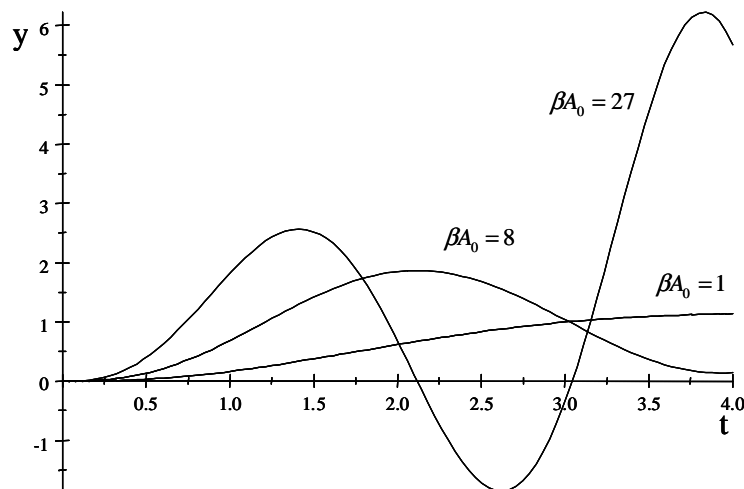


9.27 ábra. A három azonos pólussal rendelkező rendszer pólus helygörbéje.

Az ábrából jól látható, hogy a pólusok közül egy mindig negatív valós értékű, míg a másik két pólus komplex konjugált. Sőt azt is észrevehetjük, hogy a komplex konjugált pólusok valós része  $\beta A_0 = 8$  értéknél nullává válik, és e fölött pozitív értéket vesz fel. Mivel a korábbiakból tudjuk, hogy tetszőleges gerjesztés esetén az erősítő kimenetén biztosan megjelenik egy

$$\exp(p_i t)$$

alakú összetevő, ezért a  $\beta A_0 > 8$  tartományban a visszacsatolt rendszer kimenetén a jel amplitúdója minden határon túl nő. Ilyenkor azt mondjuk, hogy a rendszer **instabil**. Az instabil rendszerről azt szoktuk mondani, hogy a rendszer **gerjed**. A vizsgált rendszer egységugrás gerjesztésre adott válaszát a 9.28 ábrán adtuk meg.



9.28 ábra. A három azonos pólussal rendelkező visszacsatolt műveli erősítő időbeli válaszai az egységugrás gerjesztésre.

Példánkkal azt mutatjuk be, hogy a visszacsatolás hatására az eredetileg stabil nyílt hurkú



átvitellel rendelkező rendszerek instabillá válhatnak.

Az instabil rendszerekkel kapcsolatban az alábbiakat fontos megjegyezni:

- Az instabil lineáris rendszerek kimenetén tetszőleges kis gerjesztés hatására korlátlanul növekvő jel jelenik meg. Természetesen lineáris rendszerek esetében emellett a kimeneten additív módon megjelenik a vezérlő jeltől függő hasznos jel is, az inhomogén egyenlet partikuláris megoldása. Ebből tévesen arra lehetne következtetni, hogy az instabil rendszer alkalmas a jelek átvitelére (erősítésére), hiszen a kimeneten megjelenik a hasznos jel és az instabilitás (a gerjedés) következtében keletkező korlátlanul növekvő amplitúdójú jel lineáris kombinációja, és ha a hasznos jel frekvenciatartománya eltér az instabil rendszer által előállított jel frekvenciájától, akkor még az is feltételezhető, hogy a hasznos jel az instabil jeltől elválasztható. Erre tipikus példa az az eset, amikor egy általánosan használt hangfrekvenciás erősítőről van szó, ami a jeleket az emberi fül által érzékelhető frekvenciákon erősíti. Ha ez az erősítő instabil, és a gerjedés a fülünk által érzékelhető frekvenciatartomány feletti frekvenciájú jelet állít elő, akkor azt gondolhatnánk, hogy ez a jel (ami amúgy sem hallunk) a rendszer működését egyáltalán nem zavarja,
- A valóságos rendszerek azonban mindig nemlineárisak, hiszen az erősítők kimenetén a jelszint korlátozott. Ebből következően az instabil rendszerek nem alkalmasak a jelek átvitelére (erősítésére), mivel a bennük keletkező, növekvő amplitúdójú jelek a rendszert telítésbe viszik, és ebben a tartományban már nem igaz az az állítás, hogy a kimeneten a homogén egyenlet megoldásainak és az inhomogén egyenlet egy partikuláris megoldásának a lineáris kombinációja jelenik meg.

Azt, hogy a lineáris rendszer miért éri el az instabilitás határát, az alábbi fizikai képpel tudjuk illusztrálni. A három azonos frekvenciás pólussal rendelkező rendszer hurokerősítését (a nyílt hurok árviteli függvényét) az

$$\frac{A_0\beta}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3}$$

kifejezés adja meg. Láttuk, hogy a rendszer az instabilitás határhelyzetébe kerül, ha  $A_0\beta = 8$ , és ilyenkor a komplex konjugált pólus pár értéke  $p_{1,3} = \pm j\sqrt{3}\omega_0$ . Határozzuk meg a hurokerősítés értékét ebben az esetben, azaz számítsuk ki az

$$\frac{A_0\beta}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3} \stackrel{A_0\beta=8}{p=j\sqrt{3}\omega_0} \frac{8}{\left(1 + j\sqrt{3}\right)^3}$$

kifejezés abszolút értékét és fázisát. A két értékre az alábbi

$$\left| \frac{8}{\left(1 + j\sqrt{3}\right)^3} \right| = 1, \quad \arg\left(\frac{8}{\left(1 + j\sqrt{3}\right)^3}\right) = -3 \arg\left(1 + j\sqrt{3}\right) = -\pi$$

menyiségeket kapjuk. A fentiekből megállapítható, hogy

- az instabilitás határhelyzetében a hurokerősítés abszolút értéke egységnyi, a hurokerősítés fázisa pedig  $180^\circ$ ,
- ez azt jelenti, hogy az adott frekvencián a kimenetről az erősítő negatív bemenetére visszajutó jel az erősítőt úgy vezérli, hogy a kimeneten a jel azonos fázisban fennmaradjon. Létrejön tehát egy (a kezdeti állapottól függő) önmagát fenntartó folyamat, amely adott vezérlés hatására a kimeneten a vezérlő jeltől függetlenül állandó amplitúdójú,  $\sqrt{3}\omega_0$  frekvenciájú szinuszos jelet állít elő,
- fontos megjegyezni, hogy ilyen állandó amplitúdójú jel lineáris rendszerekben csak akkor jöhet létre, ha a visszacsatolt rendszer pólusai matematikai pontossággal a  $j\omega$  tengelyen helyezkednek el. Ez a helyzet fizikai rendszerben nem alakulhat ki, ezért a valóságos visszacsatolt erősítők sohasem kerülhetnek pontosan a stabilitás határhelyzetébe.

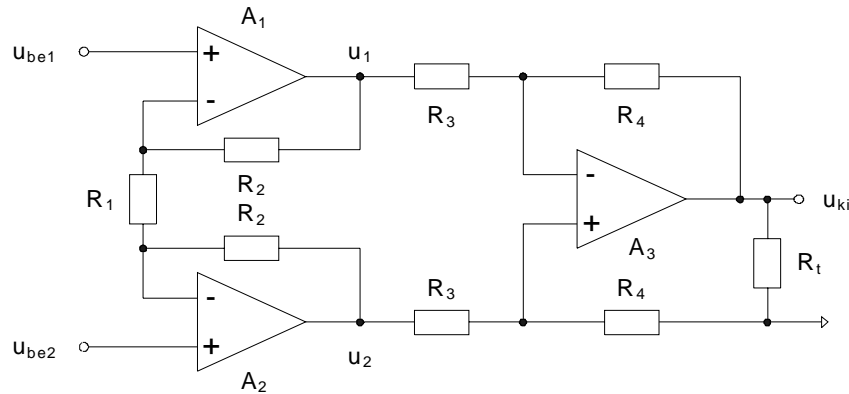
## A műveleti erősítő egy speciális alkalmazása, a mérőerősítő

A mérőerősítők tipikus jellemzői az alábbiak:

- Erősen szimmetrikus bemenet,
- Nagy (ideális esetben végtelen) bemeneti impedancia,
- Kis (ideális esetben nulla) kimeneti impedancia,
- Pontos és stabil (tipikusan 1-től  $10^3$ -ig terjedő) feszültségerősítés,
- Nagy (ideálisan végtelen) közös módusú elnyomási tényező.

A fenti követelményeket (az első kivételével) egy egyszerű, műveleti erősítővel megvalósított kivonó áramkör is teljesíti (lásd a 9.5 ábra kapcsolását), ott azonban a bemeneti impedanciák végesek és különbözőek. Ezt a hátrányt küszöbölheti ki a három műveleti erősítés kapcsolás a maga nagy bemeneti impedanciás elválasztó fokozataival.

A mérőerősítő tipikus, három műveleti erősítés kapcsolási elrendezése a 9.29 ábrán látható.



9.29 ábra. A három műveleti erősítés mérőerősítő kapcsolási elrendezése.

A kapcsolat első (az  $A_1$  és  $A_2$  műveleti erősítőkkel felépített) fokozata szimmetrikus bemenetű és szimmetrikus kimenetű különbségképző erősítő. A kapcsolat szimmetrikus felépítése miatt, tisztán szimmetrikus vezérlés esetén (ha  $u_{be1} = -u_{be2}$ ) a bemeneten lévő  $R_1$  ellenállás közepe virtuálisan földponton van.

A kapcsolat második (az  $A_3$  műveleti erősítővel kialakított) fokozata pedig egy egyszerű, műveleti erősítővel megvalósított kivonó áramkör.

#### Az ideális mérőerősítő kisjelű paraméterei

Ideális műveleti erősítők esetén a kapcsolat első fokozatának kimeneti jeleit az

$$u_1 = u_{be1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_{be2} \frac{R_2}{R_1},$$

és

$$u_2 = -u_{be1} \frac{R_2}{R_1} + u_{be2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

egyenletek segítségével határozhatjuk meg, ami alapján a kimeneti differenciál módusú jel az

$$u_2 - u_1 = (u_{be2} - u_{be1}) \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

a kimeneti közös módusú jel pedig az

$$\frac{u_2 + u_1}{2} = \frac{u_{be2} - u_{be1}}{2}$$

kifejezéssel határozható meg. Így szimmetrikus jelelvezetés esetén az első fokozat differenciális feszültségerősítése

$$A_{Dsz} = \frac{u_2 - u_1}{u_{be2} - u_{be1}} = 1 + \frac{2R_2}{R_1},$$

közös módusú feszültségerősítése pedig

$$A_{Ksz} = \frac{u_2 + u_1}{u_{be2} + u_{be1}} = 1.$$

Ennek alapján a kapcsolat eredő kimeneti jele az

$$u_{ki} = (u_2 - u_1) \frac{R_4}{R_3} = \left( -u_{be1} \frac{R_2}{R_1} + u_{be2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_{be1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + u_{be2} \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} =$$

$$= (u_{be2} - u_{be1}) \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3}$$

egyenlettel határozható meg.

Megállapítható, hogy ideális műveleti erősítők esetén a kapcsolás az alábbi paraméterekkel rendelkezik:

- A kimeneti jel csak a bemeneti jelek különbségétől függ, ezért a kapcsolás eredő közös módusú elnyomási tényezője  $KME_e \Rightarrow \infty$ ,
- A bemeneten található  $A_1$  és  $A_2$  műveleti erősítők bemeneti ellenállása végtelen,
- Az  $A_3$  műveleti erősítő kimeneti impedanciája nulla,
- A fokozat eredő aszimmetrikus differenciális erősítése csak az alkalmazott ellenállások arányától függ, és értéke

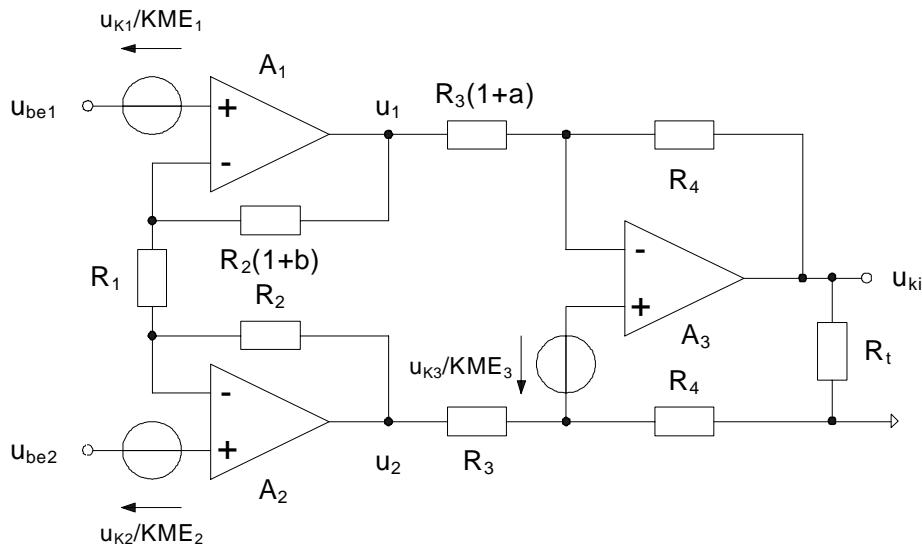
$$A_{Da} = \frac{u_{ki}}{u_{be2} - u_{be1}} = \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3}.$$

Érdeemes megjegyezni, hogy az erősítő eredő erősítését az egyetlen  $R_1$  ellenállás változtatásával szabályozni lehet anélkül, hogy a közös módusú elnyomási tényező változna (a többi ellenállás esetén ehhez egyszerre két ellenállás értékét kellene módosítani).

### A valóságos mérőerősítő paraméterei

#### A közös módusú elnyomási tényező számítása

A valóságos mérőerősítő eredő közös módusú elnyomási tényezőjét a 9.30 ábrán megadott helyettesítő kép alapján határozhatjuk meg.



9.30 ábra. Modell a mérőerősítő eredő közös módusú elnyomási tényezőjének számításához.

A modellben figyelembe vettük a műveleti erősítők közös módusú elnyomási tényezőinek és az ellenállások toleranciájának a hatását ( $a$  és  $b$  az érintett ellenállások hibája, azaz eltérésük aránya a névleges értéktől,  $u_{k1}$ ,  $u_{k2}$  és  $u_{k3}$  rendre a műveleti erősítők közös módusú vezérlő jele,  $KME_1$ ,  $KME_2$  és  $KME_3$  a műveleti erősítők közös módusú elnyomási tényezője).

A kapcsolás jelei az

$$u_1 = \left( u_{be1} + \frac{u_{k1}}{KME_1} \right) \left( 1 + \frac{R_2(1+b)}{R_1} \right) - \left( u_{be2} + \frac{u_{k2}}{KME_2} \right) \frac{R_2(1+b)}{R_1},$$

$$u_2 = - \left( u_{be1} + \frac{u_{k1}}{KME_1} \right) \frac{R_2}{R_1} + \left( u_{be2} + \frac{u_{k2}}{KME_2} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right),$$

és az

$$u_{ki} = u_2 \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right) - u_1 \frac{R_4}{R_3(1+a)} + \frac{u_{K3}}{KME_3} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right)$$

egyenletek segítségével számíthatók ki. Célunk az eredő közös módusú elnyomási tényező meghatározása. A pontos kalkuláció helyett alkalmazzunk olyan közelítést, melyben a másodlagos hatásokat elhanyagoljuk, feltételezve, hogy a műveleti erősítők közös módusú elnyomási tényezője nagy, és az ellenállások hibája ( $a$  és  $b$ ) kicsi.

Ennek alapján az

$$u_1 \simeq u_{be1} \left( 1 + \frac{R_2(1+b)}{R_1} \right) + \frac{u_{K1}}{KME_1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_{be2} \frac{R_2(1+b)}{R_1} - \frac{u_{K2}}{KME_2} \frac{R_2}{R_1},$$

$$u_2 \simeq -u_{be1} \frac{R_2}{R_1} - \frac{u_{K1}}{KME_1} \frac{R_2}{R_1} + u_{be2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{u_{K2}}{KME_2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right),$$

és az

$$u_{ki} \simeq u_2 \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right) - u_1 \frac{R_4}{R_3(1+a)} + \frac{u_{K3}}{KME_3} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right)$$

közelítő egyenletekhez jutunk, ha  $|a|, |b| \ll 1$  és  $KME_1, KME_2, KME_3 \gg 1$ .

Tisztán differenciális módusú vezérlés esetén (ha  $-u_{be1} = u_{be2} = u_{beD}/2$ ), akkor  $u_{K2} \simeq u_{K1} \simeq 0$ , és az első fokozat kimenetén az

$$u_{DD} = u_2 - u_1 \simeq u_{beD} \left( 1 + \frac{R_2(2+b)}{R_1} \right) \simeq u_{beD} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

differenciális módusú és az

$$u_{KD} = \frac{u_2 + u_1}{2} \simeq -\frac{u_{beD}}{2} \left( 1 - \frac{bR_2}{R_1} \right) + \frac{u_{beD}}{2} \left( 1 - \frac{bR_2}{R_1} \right) \simeq 0$$

közös módusú jel jelenik meg.

Tisztán közös módusú vezérlés esetén (ha  $u_{be1} = u_{be2} = u_{beK}$ ), akkor  $u_{K2} \simeq u_{K1} \simeq u_{beK}$ , és az első fokozat kimenetén az

$$u_{DK} = u_2 - u_1 \simeq u_{beK} \left( 1 + \frac{R_2(2+b)}{R_1} \right) - u_{beK} \left( 1 + \frac{R_2(2+b)}{R_1} \right) + \left( \frac{u_{beK}}{KME_2} - \frac{u_{beK}}{KME_1} \right) \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) =$$

$$= \left( \frac{u_{beK}}{KME_2} - \frac{u_{beK}}{KME_1} \right) \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

differenciális módusú és

$$u_{KK} = \frac{u_2 + u_1}{2} \simeq \frac{1}{2} \left( u_{beK} \left( 1 + \frac{bR_2}{R_1} \right) + u_{beK} \left( 1 + \frac{bR_2}{R_1} \right) + \left( \frac{u_{beK}}{KME_2} + \frac{u_{beK}}{KME_1} \right) \right) \simeq$$

$$\simeq \frac{u_{beK} + u_{beK}}{2} = u_{beK}$$

közös módusú jel keletkezik.

Ennek alapján a második fokozat kimenetén lévő eredő jel közelítőleg az

$$u_{ki} \simeq (u_{DD} + u_{DK}) \frac{R_4}{R_3} + u_{KK} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right) - \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right) + \frac{u_{K3}}{KME_3} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \simeq$$

$$\simeq u_{beD} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} + \left( \frac{u_{beK}}{KME_2} - \frac{u_{beK}}{KME_1} \right) \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} +$$

$$+ u_{beK} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right) - \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right) + \frac{u_{K3}}{KME_3} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right)$$

egyenletből számítható. Figyelembe véve, hogy

$$u_{K3} \simeq u_{beK} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

és

$$\begin{aligned} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3(1+a)} \right) - \frac{R_4}{R_3(1+a)} &= \frac{R_4}{R_3(1+a)} \left( \frac{R_3(1+a) + R_4}{(R_3 + R_4)} \right) - \frac{R_4}{R_3(1+a)} \simeq \\ &\simeq \frac{R_4}{R_3(1+a)} \left( \frac{R_3(1+a) + R_4}{R_3 + R_4} - 1 \right) \simeq \frac{R_4}{R_3} \frac{aR_3}{R_3 + R_4} = a \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \end{aligned}$$

az eredő kimeneti jel az

$$u_{ki} \simeq u_{beD} \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} + \left( \frac{u_{beK}}{KME_2} - \frac{u_{beK}}{KME_1} \right) \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} + u_{beKa} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{u_{beK}}{KME_3} \frac{R_4}{R_3}$$

kifejezéssel közelíthető.

Ebből a mérőerősítő eredő közös módusú elnyomási tényezőjének reciprokára az

$$\begin{aligned} \frac{1}{KME_e} &\simeq \frac{\left( \frac{1}{KME_2} - \frac{1}{KME_1} \right) \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} + a \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{1}{KME_3} \frac{R_4}{R_3}}{\left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3}} = \\ &= \frac{1}{KME_2} - \frac{1}{KME_1} + \frac{a \frac{R_3}{R_3 + R_4} + \frac{1}{KME_3}}{\left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)} \end{aligned}$$

kifejezést kapjuk. Megjegyzendő, hogy az előjeleknek a kifejezésben nincs jelentősége, mert a  $KME$  előjele bizonytalan, csak a nagysága hordoz információt.

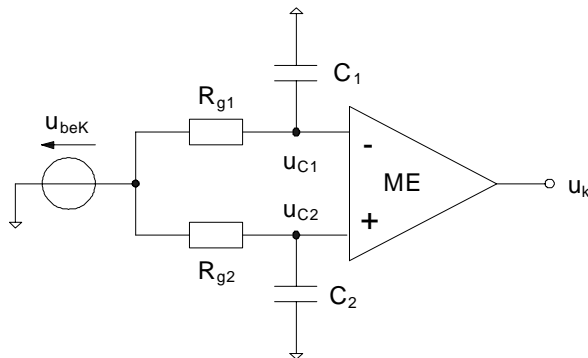
Az összefüggés alapján megállapíthatjuk, hogy:

- A mérőerősítő eredő közös módusú elnyomási tényezője nem függ az első fokozat visszacsatoló ellenállásainak szimmetriájától,
- A mérőerősítő eredő közös módusú elnyomási tényezőjét az első fokozat (a bemeneten lévő két műveleti erősítő) közös módusú elnyomási tényezője,  $KME_1$  és  $KME_2$  határozza meg. A második fokozat közös módusú elnyomási tényezőjének ( $KME_3$ ) hatása az első fokozat differenciális módusú erősítésével fordítottan arányos. Rögzített eredő erősítés esetén az első fokozat differenciális módusú erősítésének a növelése mindenképpen előnyös.

### A bemeneti kapacitások hatása a közös módusú elnyomási tényezőre

A mérőerősítő néhány alkalmazásánál az erősítő és a jelforrás között nagy a távolság, és a bemeneti jeleket hosszú árnyékolt kábelekkel juttatjuk el az erősítő bemenetére. Az árnyékolás szerepe a zavaró jelek bejutásának megakadályozása. A kábelek kapacitása miatt a frekvencia függvényében csökkenhet a közös módusú jel elnyomása.

Az említett hatás elemzéséhez vizsgáljuk meg a 9.31 ábrán lévő kapcsolási elrendezés tulajdonságait.



9.31 ábra. A mérőerősítő bemenetére kapcsolódó kapacitások hatása a közös módusú elnyomásra.

Az ábrán az  $R_{g1}$  és  $R_{g2}$  ellenállások a jelforrás eltérő belső ellenállásait, a  $C_1$  és  $C_2$  kondenzátorok pedig az kábelkapacitások koncentrált ekvivalenseit jelölik. A kapcsolat aszimmetriája miatt az  $u_{beK}$  bemeneti közös módusú jel hatására a mérőerősítő (ME) bemenetén megjelenik az  $u_{C1} - u_{C2}$  differenciál módusú jel, amit az erősítő az eredő differenciál módusú erősítésével eljuttat a kimenetig.

A mérőerősítő (ME) bemenetén lévő jeleket az

$$u_{C1} - u_{C1} = u_{beK} \left( \frac{1}{1 + pR_{g1}C_1} - \frac{1}{1 + pR_{g2}C_2} \right)$$

egyenlettel határozhatjuk meg. Bevezetve a  $\tau_1 = R_{g1}C_1$  és a  $\tau_2 = R_{g2}C_2$  időállandókat, átrendezés után az

$$u_{C1} - u_{C1} = u_{beK} \left( \frac{p(\tau_2 - \tau_1)}{1 + p(\tau_1 + \tau_2) + p^2\tau_1\tau_2} \right)$$

egyenlőséghez jutunk, ami az  $\omega \ll 1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$  frekvencián az

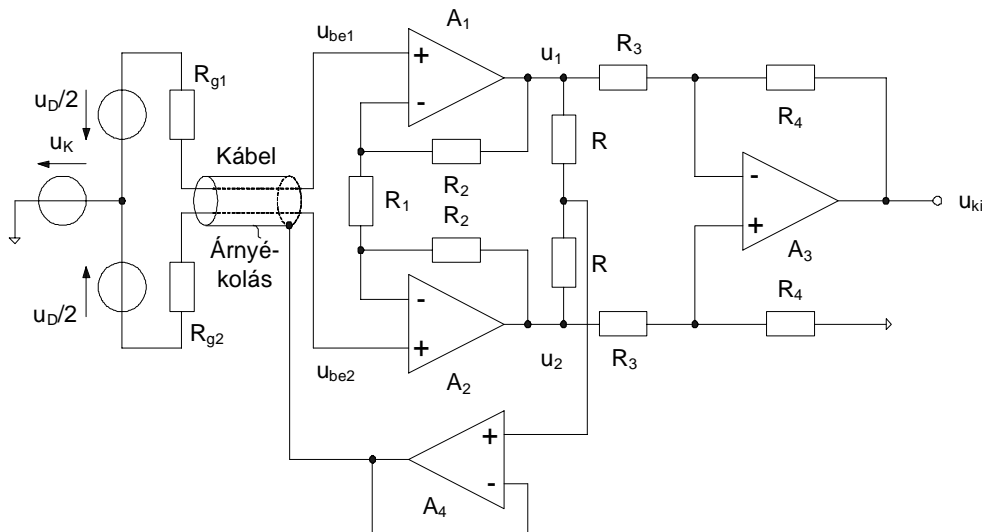
$$u_{C1} - u_{C1} \approx u_{beK} p(\tau_2 - \tau_1)$$

értékkel közelíthető. Ennek alapján a fokozat frekvenciafüggő közös módusú elnyomási tényezőjére a

$$KME \approx \frac{1}{\omega(\tau_2 - \tau_1)}$$

közeliítő értéket kapjuk.

A fenti hatás kompenzálására a koaxiális kábel árnyékolását földelés helyett a közös módusú bemeneti feszültséggel megegyező feszültségű pontra célszerű kötni, így a  $C_1$  és  $C_2$  kondenzátorokon nem folyik áram, ami egyenértékű azzal, mintha ezek a kondenzátorok nem is léteznének. Kihasználva azt, hogy szimmetrikus jelelvezetés esetén az első fokozat közös módusú feszültségerősítése egységnyi, az árnyékolásra kapcsolandó feszültséget az első fokozat kimenetéről vesszük le, oly módon, hogy a két kimenet kapcsaira kapcsolt azonos  $R$  ellenállások közös pontjáról vezetjük vissza - rendszerint egy egységnyi erősítésű illesztő erősítő közbeiktatásával - a jelet a kábel árnyékoló köpenyére (lásd a 9.32 ábrát).

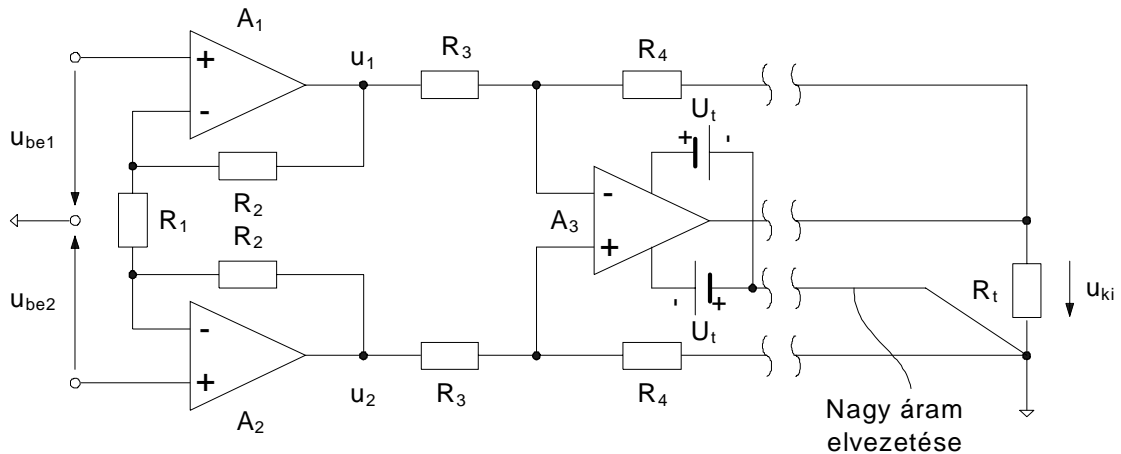


9.32 ábra. A mérőerősítő bemenetének aktív védelme.

Ezt a kompenzációs eljárást aktív védelemnek (active guarding) nevezzük.

#### A mérőerősítő kapcsolási elrendezése távoli terhelések esetén

A mérőerősítő gyakran távoli terheléseket hajt meg. Ilyenkor a hosszú összekötő vezetékek belső ellenállása hibát okoz a feszültségátvitelben a kimeneti feszültség leosztása miatt. Ebben az esetben a "távérzékelés" módszerét célszerű alkalmazni, amikor a hosszú összekötő huzalok ellenállásai a visszacsatolt hurkon belülré kerülnek, ami a jelvesztést kiküszöböli (lásd a 9.33 ábra kapcsolási elrendezését).



9.33 ábra. A mérőerősítő kapcsolási elrendezése távoli terhelések esetén.

A kapcsolási elrendezésben a nagyáramú végfokozat tápegységei a terhelő ellenállás közelében kapcsolódnak a közös földponthoz. A megoldás garantálja, hogy a mérőerősítő az  $R_t$  ellenálláson hozza létre a kívánt feszültséget.

## A visszacsatolás vizsgálata

### Alaposztályozás

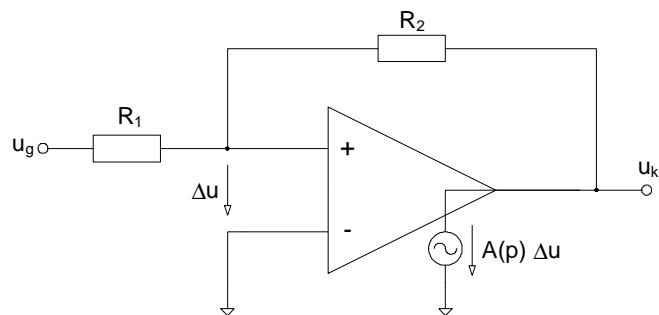
A visszacsatolásnak két alaptípusát különböztetjük meg:

- Negatív visszacsatolásról beszélünk, ha a kimenetről a bemenetre visszajutó jel a műveleti erősítő negatív bemenetét vezérli, azaz a nyílt hurok átvitelében van egy fázisfordítás,
- Pozitív visszacsatolásról beszélünk, ha a kimenetről a bemenetre visszajutó jel a műveleti erősítő pozitív bemenetét vezérli, azaz a nyílt hurok átvitelében nincs fázisfordítás.

A korábbi fejezetekben mindig negatív visszacsatolt áramköröket elemeztünk, ezért most vizsgáljuk meg a pozitív visszacsatolású műveleti erősítő tulajdonságait.

### A pozitív visszacsatolású műveleti erősítő

A pozitív visszacsatolás hatásainak elemzéséhez vizsgáljuk meg a 10.1 ábrán megadott áramkör tulajdonságait, ami lényegében abban különbözik a 9.20 ábrán megadott áramkörtől, hogy itt a kimenetről visszacsatolt jel az erősítő pozitív bemenetét vezérli.



10.1 ábra. A pozitív visszacsatolású műveleti erősítő.

Határozzuk meg a kapcsolás átviteli függvényét abban az esetben, ha az erősítőnek egyetlen  $\omega_0$  frekvenciájú pólusa van, az erősítő bemeneti ellenállása végtelen és a visszacsatolás ohmos, azaz fennállnak az

$$A(p) = \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_0}}, \quad R_{be} \Rightarrow \infty, \quad L = 1, \quad \beta = \beta_{id} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

összefüggések. A pozitív bemenetre felírhatjuk az

$$\frac{u_g - \Delta u}{R_1} + \frac{u_{ki} - \Delta u}{R_2} = 0$$

csomóponti egyenletet, amely behelyettesítés és átrendezés után az

$$\frac{u_g - \frac{u_{ki}}{A(p)}}{R_1} + \frac{u_{ki} - \frac{u_{ki}}{A(p)}}{R_2} = 0$$

alakra hozható. Ebből az erősítő átviteli függvényére az

$$\frac{u_{ki}}{u_g}(p) = -\frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_2} - \frac{1}{A(p)}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} = \frac{R_2}{R_1} \frac{A(p)\beta}{1 - A(p)\beta}$$

kifejezést kapjuk. Látható, hogy az átviteli függvényben szereplő hibatényező a korábitól csak egyetlen előjelben különbözik a nevezőben, ez az előjelkülönbség azonban minőségi különbséget takar. Ennek bemutatásához vizsgáljuk meg a hibatényező frekvenciafüggését. Az erősítés frekvenciafüggését figyelembe véve a hibatényező az

$$\frac{A(p)\beta}{1 - A(p)\beta} = \frac{\frac{A_0\beta}{1 + \frac{p}{\omega_0}}}{1 - \frac{A_0\beta}{1 + \frac{p}{\omega_0}}} = \frac{A_0\beta}{1 - A_0\beta} \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_0(1 - A_0\beta)}}$$

alakra hozható, amiből nyilvánvaló, hogy a visszacsatolt erősítő pólusa  $-\omega_0$  helyett  $-\omega_0(1 - A_0\beta)$  frekvenciájú lesz. Ebből az következik, hogy:

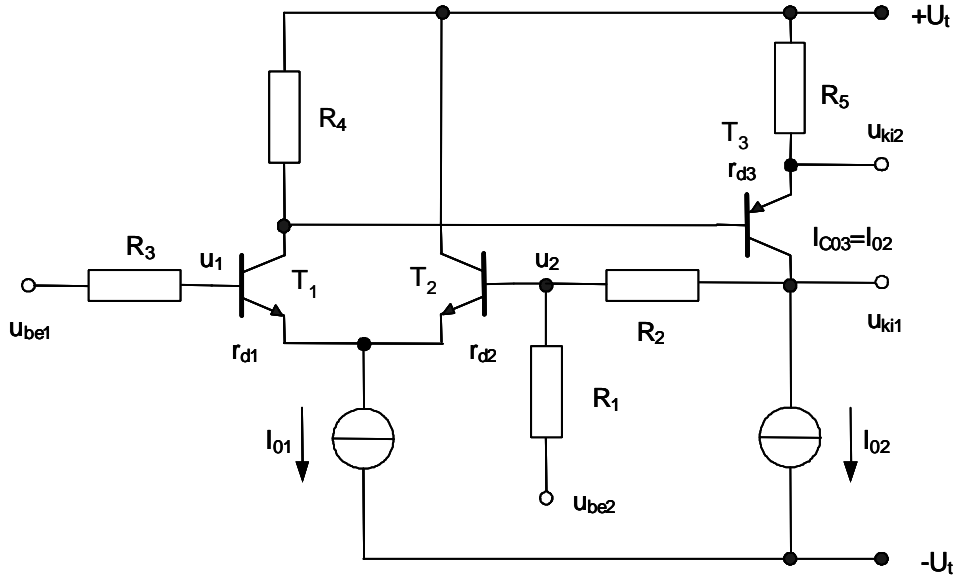
- $A_0\beta < 1$  esetén az áramkör pólusa a bal félsíkon van, tehát a rendszer stabil,
- $A_0\beta > 1$  esetén viszont a rendszer pólusa átkerül a jobb félsíkra, tehát a rendszer instabillá válik. Ebben az állapotban tetszőlegesen kis gerjesztés hatására az erősítő kimenetén exponenciálisan növekedő jel jelenik meg, amiből az is következik, hogy egy ilyen áramkörnek nincsen stabil munkapontja. A műszaki zsargonban azt szokták mondani, hogy az erősítő ilyenkor "kiül a telepre", ami arra utal, hogy az exponenciálisan növekvő kimenő jel eléri a kivezérelhetőség határát, és ott a jel növekedése megáll. Megjegyzendő, hogy az exponenciálisan növekedő kimeneti jel iránya a gerjesztés előjelétől függ.

Megállapítható, hogy a pozitív visszacsatolású áramkörök az  $A_0\beta > 1$  feltétel teljesülése esetén erősítőként nem használhatók, ugyanakkor speciális tulajdonságaikat igen sok áramköri feladat megoldására fel lehet használni (hiszterézises komparátor, relaxációs oszcillátor, flip-flop áramkörök, memóriák, stb.). Ezekkel a tantárgy későbbi fejezeteiben foglalkozunk.

## A visszacsatolás típusai és azok hatása az áramkörök kisjelű paramétereire

A típusok tárgyalása előtt vizsgáljuk meg a 10.2 ábrán megadott kapcsolási elrendezés tulajdonságait.





10.2 ábra. Tranzisztorokkal felépített visszacsatolt áramkör.

Az áramkör két bemenettel és két kimenettel rendelkezik, és egy n-p-n tranzisztorokkal felépített differenciálerősítőt és egy p-n-p tranzisztoros fokozatot tartalmaz. A rendszer negatív visszacsatolású, mivel például ha a p-n-p tranzisztor bázisától indulva körbejárjuk a visszacsatolt zárt hurkot, akkor  $T_3$  tranzisztorral felépített földelt emitteres fokozat fázist fordít, a  $T_2$  tranzisztorral felépített földelt kollektoros és a  $T_1$  tranzisztorral felépített földelt bázisú fokozat nem fordít fázist, így a hurokban egyetlen fázisfordítás van, vagyis a visszacsatolás negatív. Mielőtt a fokozatot tovább elemeznénk, határozzuk meg a hurokerősítés értékét az alábbi kisjelű paraméterek felhasználásával:

$$r_{d1} = r_{d2} = r_d, \quad \beta_3 \Rightarrow \infty, \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta, \quad R_{be} = 2(1 + \beta)r_d.$$

A hurokerősítés számításához alkalmazzuk a korábban megismert módszert. Földeljük le az erősítő bemeneteit (kapcsoljunk a bemeneti vezérlő feszültségek helyére nulla potenciált). Vágjuk fel a zárt hurkot, és pótoljuk a szükséges terhelő impedanciákat. A felvágás helyén (a jelterjedési irányt figyelembe véve) adjunk jelet a vezérelhető bemenetre, és határozzuk meg a felvágás másik oldalán a kimenet jel értékét. Esetünkben ez azt jelenti, hogy felvágjuk a hurkot a p-n-p tranzisztor bázisánál, és jelet adunk a  $T_3$  tranzisztor bázisára. A  $T_3$  tranzisztor bemeneti ellenállása a zárt rendszerben terheli a  $T_1$  tranzisztor kollektorát, ezért ezt a terhelő ellenállást a kisjelű helyettesítő képben pótolni kell. Esetünkben a  $T_3$  tranzisztor bemeneti ellenállása végtelen ( $\beta_3 \Rightarrow \infty$ ), ezért erre a pótlásra most nincs szükség. A hurokerősítés az eredő átviteli függvény mínusz egyszerűsége, amit három tag szorzatából határozhatunk meg. A  $T_3$  tranzisztorral felépített földelt emitteres fokozat erősítése

$$A_{FE} = -\frac{R_1 \times (R_{be} + R_3) + R_2}{r_{d3} + R_5},$$

a  $T_3$  tranzisztor kollektora és a differenciálerősítő bemenete közötti leosztás értéke

$$\frac{R_1 \times (R_{be} + R_3)}{R_1 \times (R_{be} + R_3) + R_2} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3},$$

a differenciálerősítő erősítése pedig

$$\alpha \frac{R_4}{r_{d1} + r_{d2}}$$

értékű, így a kapcsolás hurokerősítését a

$$(\beta A) = \frac{R_1 \times (R_{be} + R_3) + R_2}{r_{d3} + R_5} \frac{R_1 \times (R_{be} + R_3)}{R_1 \times (R_{be} + R_3) + R_2} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} \alpha \frac{R_4}{r_{d1} + r_{d2}} =$$

$$= \alpha \frac{R_4}{r_{d1} + r_{d2}} \frac{R_1 + R_2}{r_{d3} + R_5} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + R_1} = A\beta_{id}L$$

alakban adhatjuk meg, ahol

$$A = \alpha \frac{R_4}{r_{d1} + r_{d2}} \frac{R_1 + R_2}{r_{d3} + R_5}, \quad \beta_{id} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad L = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + R_1}.$$

Vizsgáljuk meg ezután a visszacsatolás jellegét a fokozat bemeneti és kimeneti elrendezése szempontjából. A bemeneten és a kimeneten függetlenül két-két esetet tudunk megkülönböztetni:

#### A bemeneti elrendezés alapján:

- Ha a fokozat vezérlő feszültsége  $u_{be2}$ , és  $u_{be1} = 0$ , akkor a kimenetről visszacsatolt jel és a bemeneti vezérlő jel az erősítő ugyanazon bemenetére, a  $T_2$  tranzisztor bázisára jut. Ilyenkor a visszacsatolt jel és a bemeneti vezérlő jel az erősítő bemenetén párhuzamosan kombinálódnak, ezért ezt a visszacsatolást **párhuzamos visszacsatolás**nak nevezzük.
- Ha a fokozat vezérlő feszültsége  $u_{be1}$ , és  $u_{be2} = 0$ , akkor a kimenetről visszacsatolt jel és a bemeneti vezérlő jel az erősítő különböző bemeneteire, a  $T_1$  tranzisztor, illetve a  $T_2$  tranzisztor bázisára jut. Ilyenkor a visszacsatolt jel és a bemeneti vezérlő jel az erősítő bemenetén sorosan kombinálódnak, ezért ezt a visszacsatolást **soros visszacsatolás**nak nevezzük.

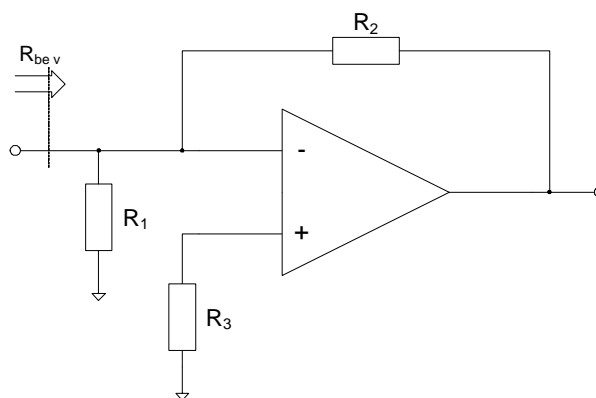
#### A kimeneti elrendezés alapján:

- Ha a fokozat kimeneti feszültsége  $u_{ki1}$ , akkor a kimenetről visszacsatolt jel a kimeneti feszültséggel arányos. Ilyenkor a visszacsatolás egy, a kimenetre kapcsolódó terhelésen mérhető feszültséggel arányos jelet vezet vissza a bemenetre, ezért ezt a visszacsatolást **feszültségvisszacsatolás**nak nevezzük.
- Ha a fokozat kimeneti feszültsége  $u_{ki2}$ , akkor a kimenetről visszacsatolt jel a kimeneti árammal arányos. Ilyenkor a visszacsatolás egy, a kimenetre kapcsolódó terhelésen folyó árammal arányos jelet vezet vissza a bemenetre, ezért ezt a visszacsatolást **áramvisszacsatolás**nak nevezzük (példánkban a terhelés az  $R_5$  ellenállás).

A következőkben a különböző visszacsatolások hatását vizsgáljuk meg a visszacsatolt áramkörök kisjelű paramétereire, a bemeneti és kimeneti impedanciákra.

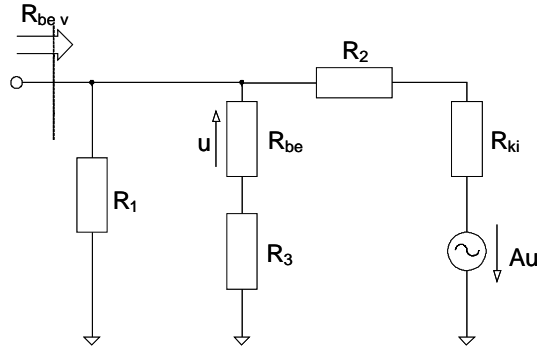
### Párhuzamos visszacsatolás

Tekintsük a 10.3 ábrán megadott műveleti erősítő alapelrendezést, és határozzuk meg a visszacsatolt kapcsolás  $R_{bev}$  bemeneti ellenállását (impedanciáját) a jelzett ponton, ha az erősítő  $R_{be}$ ,  $R_{ki}$  és  $A$  paramétereinek végesek.

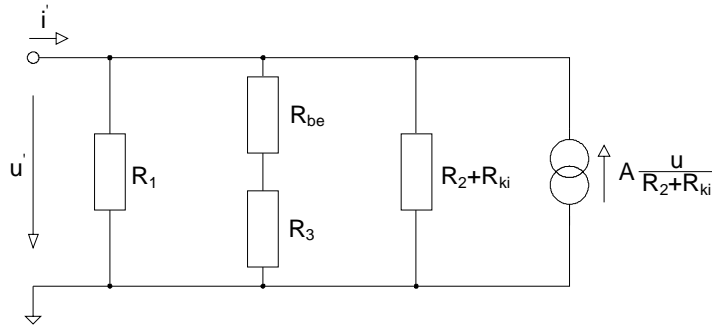


10.3 ábra. A párhuzamos visszacsatolás alapelrendezése.

A visszacsatolt áramkör analíziséhez adjuk meg a kapcsolás kisjelű helyettesítő képét a műveleti erősítő kisjelű modelljének a felhasználásával (lásd 10.4 ábra).



10.4 ábra. A párhuzamos visszacsatolásos kapcsolás kisjelű helyettesítő képe.  
Az ábra jobboldalán látható Thevenin-generátor Norton-ekvivalensének a felhasználásával a kapcsolás egyszerűen átalakítható a 10.5 ábrán megadott formába.



10.5 ábra. A párhuzamos visszacsatolásos kapcsolás ekvivalens kisjelű helyettesítő képe.  
Az áramkörre felírható az

$$u = -\frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} u'$$

és az

$$i' = \frac{u'}{R_1 \times (R_{be} + R_3) \times (R_2 + R_{ki})} + A \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} \frac{u'}{R_2 + R_{ki}}$$

egyenlőség, melyből a visszacsatolt bemeneti admittancia (a bemeneti impedancia reciproka) azonnal meghatározható:

$$R_{bev}^{-1} = \frac{i'}{u'} = \frac{1}{R_1 \times (R_{be} + R_3) \times (R_2 + R_{ki})} \left[ 1 + \frac{A}{R_2 + R_{ki}} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} (R_1 \times (R_{be} + R_3) \times (R_2 + R_{ki})) \right].$$

További átalakítások után az

$$\begin{aligned} R_{bev}^{-1} &= R_{bevn}^{-1} \left[ 1 + \frac{A}{R_2 + R_{ki}} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} \frac{(R_{be} + R_3)(R_1 \times (R_2 + R_{ki}))}{(R_{be} + R_3) + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))} \right] = \\ &= R_{bevn}^{-1} \left[ 1 + A \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})} \frac{R_{be}}{(R_{be} + R_3) + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))} \right] = R_{bevn}^{-1} [1 + (\beta A)] \end{aligned}$$

eredményre jutunk, ahol

$$R_{bevn}^{-1} = \frac{1}{R_1 \times (R_{be} + R_3) \times (R_2 + R_{ki})}$$

a kapcsolás visszacsatolás (hurokerősítés) nélküli ( $(\beta A) = 0$ ) bemeneti admittanciája,

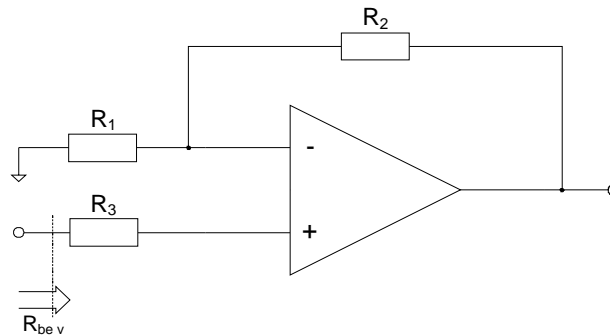
$$(\beta A) = A \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})} \frac{R_{be}}{(R_{be} + R_3) + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))}$$

pedig a hurokerősítés értéke, ami a 10.4 ábrán lévő kapcsolás esetén a bemenet áramgenerátoros vezérléséhez tartozik.

**A vizsgálatból megállapítható, hogy negatívan visszacsatolt rendszerben a párhuzamos visszacsatolás az áramkör bemeneti impedanciáját  $(1 + (\beta A))$ -ed részére csökkenti.**

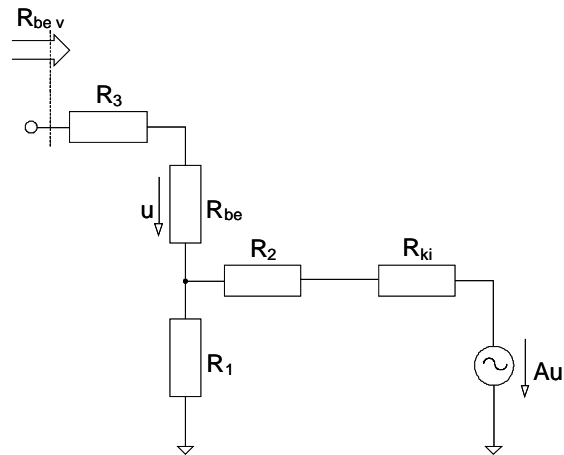
## Soros visszacsatolás

Tekintsük a 10.6 ábrán megadott műveleti erősítő alapelrendezést, és határozzuk meg a visszacsatolt kapcsolás  $R_{bev}$  bemeneti ellenállását (impedanciáját) a jelzett ponton, ha az erősítő  $R_{be}$ ,  $R_{ki}$  és  $A$  paramétereinek végesek.



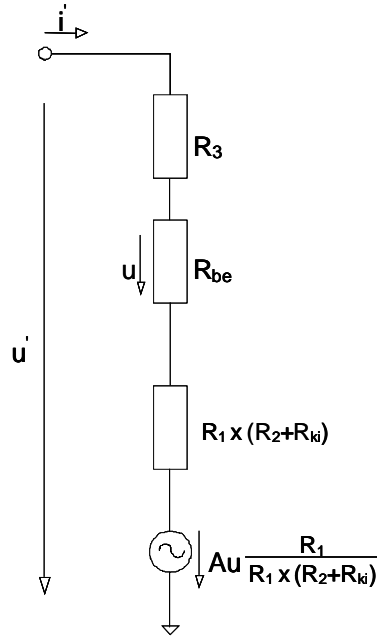
10.6 ábra. A soros visszacsatolás alapelrendezése.

A visszacsatolt áramkör analíziséhez adjuk meg a kapcsolás kisjelű helyettesítő képét a műveleti erősítő kisjelű modelljének a felhasználásával (lásd 10.7 ábra).



10.7 ábra. A soros visszacsatolásos kapcsolás kisjelű helyettesítő képe.

Az ábra jobboldalán látható  $Au$  feszültségű generátorból,  $R_1$ ,  $R_2$  és  $R_{ki}$  ellenállásokból álló áramkör eredő Thevenin-ekvivalensének a felhasználásával a kapcsolás egyszerűen átalakítható a 10.8 ábrán megadott formába.



10.8 ábra. A soros visszacsatolós kapcsolás ekvivalens kisjelű helyettesítő képe. Az áramkörre felírható az

$$u = i' R_{be}$$

egyenlőség, melyből a visszacsatolt bemeneti impedancia azonnal meghatározható:

$$R_{bev} = \frac{u'}{i'} = \frac{i' (R_{be} + R_3 + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))) + Ai' R_{be} \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})}}{i'}$$

További átalakítások után az

$$\begin{aligned} R_{bev} &= (R_{be} + R_3 + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))) \left[ 1 + A \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))} \right] = \\ &= R_{bevn} \left[ 1 + A \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))} \right] = R_{bevn} [1 + (\beta A)] \end{aligned}$$

eredményre jutunk, ahol

$$R_{bevn} = R_{be} + R_3 + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))$$

a kapcsolás visszacsatolás (hurokerősítés) nélküli ( $(\beta A) = 0$ ) bemeneti impedanciája,

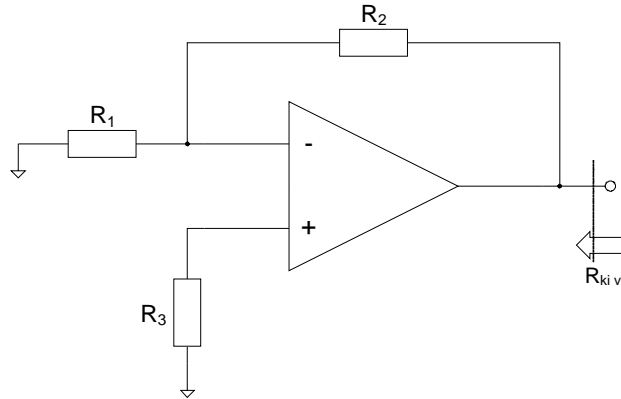
$$(\beta A) = A \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))}$$

pedig a hurokerősítés értéke, ami a 10.6 ábrán lévő kapcsolás esetén a bemenet feszültséggenerátoros vezérléséhez tartozik.

**A vizsgálatból megállapítható, hogy negatívan visszacsatolt rendszerben a soros visszacsatolás az áramkör bemeneti impedanciáját  $(1 + (\beta A))$ -szorosára növeli.**

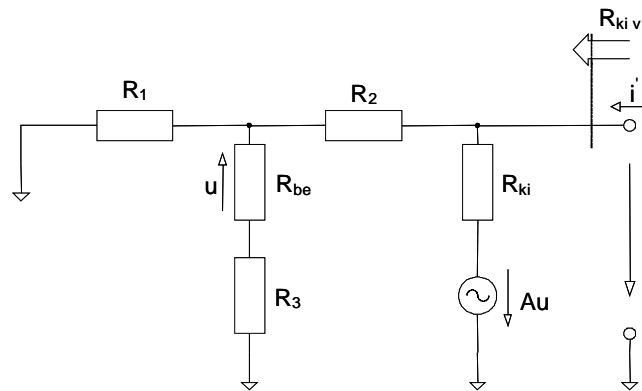
### Feszültségvisszacsatolás

Tekintsük a 10.9 ábrán megadott műveleti erősítő alapelrendezést, és határozzuk meg a visszacsatolt kapcsolás  $R_{kiv}$  kimeneti ellenállását (impedanciáját) a jelzett ponton, ha az erősítő  $R_{be}$ ,  $R_{ki}$  és  $A$  paraméterei végesek.



10.9 ábra. A feszültségvisszacsatolás alapelrendezése.

A visszacsatolt áramkör analíziséhez adjuk meg a kapcsolás kisjelű helyettesítő képét a műveleti erősítő kisjelű modelljének a felhasználásával (lásd 10.10 ábra).



10.10 ábra. A feszültségvisszacsatolásos kapcsolás kisjelű helyettesítő képe. Az áramkörre felírható az

$$u = -\frac{R_1 \times (R_{be} + R_3)}{R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} u'$$

és az

$$i' = \frac{u'}{R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} + \frac{u' - Au}{R_{ki}} =$$

$$= \frac{u'}{R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} + \frac{u'}{R_{ki}} + A \frac{u'}{R_{ki}} \frac{R_1 \times (R_{be} + R_3)}{R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3}$$

egyenlőség, melyből a visszacsatolt kimeneti admittancia (a kimeneti impedancia reciproka) azonnal meghatározható:

$$R_{kiv}^{-1} = \frac{i'}{u'} = \frac{1}{(R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))) \times R_{ki}} \cdot$$

$$\cdot \left[ 1 + A \frac{1}{R_{ki}} \frac{R_1 \times (R_{be} + R_3)}{R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} ((R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))) \times R_{ki}) \right].$$

További átalakítások után az

$$R_{kiv}^{-1} = R_{kivn}^{-1} \left[ 1 + A \frac{R_1 \times (R_{be} + R_3)}{(R_2 + R_{ki}) + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3} \right] =$$

$$= R_{kivn}^{-1} \left[ 1 + A \frac{R_1 R_{be}}{(R_2 + R_{ki})(R_1 + R_{be} + R_3) + R_1(R_{be} + R_3)} \right] = R_{kivn}^{-1} [1 + (\beta A)]$$

eredményre jutunk, ahol

$$R_{kivn}^{-1} = \frac{1}{(R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))) \times R_{ki}}$$

a kapcsolás visszacsatolás (hurokerősítés) nélküli ( $(\beta A) = 0$ ) kimeneti admittanciája,

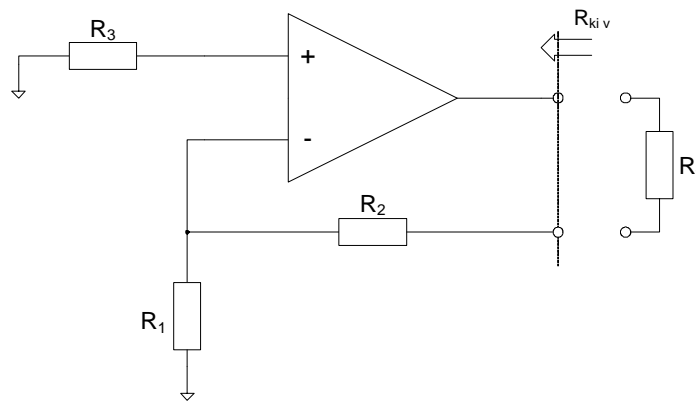
$$\begin{aligned} (\beta A) &= \frac{R_1 R_{be}}{(R_2 + R_{ki})(R_1 + R_{be} + R_3) + R_1(R_{be} + R_3)} = \\ &= A \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + R_1 \times (R_2 + R_{ki})} \end{aligned}$$

pedig a hurokerősítés értéke, ami a 10.8 ábrán lévő kapcsolás esetén a kimenet áramgenerátoros vezérléséhez tartozik.

**A vizsgálatból megállapítható, hogy negatívan visszacsatolt rendszerben a feszültségvisszacsatolás az áramkör kimeneti impedanciáját  $(1 + (\beta A))$ -ad részére csökkenti.**

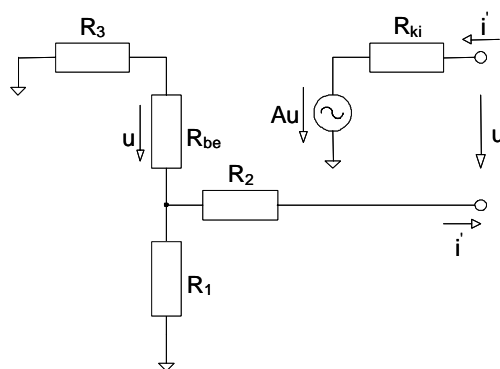
### Áramvisszacsatolás

Tekintsük a 10.11 ábrán megadott műveleti erősítő alapelrendezést, és határozzuk meg a visszacsatolt kapcsolás  $R_{kiv}$  kimeneti ellenállását (impedanciáját) a jelzett ponton, ha az erősítő  $R_{be}$ ,  $R_{ki}$  és  $A$  paraméterei végesek.



10.11 ábra. Az áramvisszacsatolás alapelrendezése.

A visszacsatolt áramkör analíziséhez adjuk meg a kapcsolás kisjelű helyettesítő képét a műveleti erősítő kisjelű modelljének a felhasználásával (lásd 10.12 ábra).



10.12 ábra. Az áramvisszacsatolásos kapcsolás kisjelű helyettesítő képe.

Az áramkörre felírható az

$$u' = Au + (R_{ki} + R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3)))i'$$

és az

$$u = i' \frac{R_1 R_{be}}{R_1 + R_{be} + R_3}$$

egyenlőség, melyből a visszacsatolt kimeneti impedancia azonnal meghatározható:

$$R_{kiv} = \frac{u'}{i} = R_{ki} + R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3)) + A \frac{R_1 R_{be}}{R_1 + R_{be} + R_3}.$$

További átalakítások után az

$$\begin{aligned} R_{kiv} &= (R_{ki} + R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))) \left[ 1 + A \frac{R_1 R_{be}}{R_1 + R_{be} + R_3} \frac{1}{R_{ki} + R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} \right] = \\ &= R_{kivn} \left[ 1 + A \frac{R_1 R_{be}}{R_1 + R_{be} + R_3} \frac{1}{R_{ki} + R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))} \right] = \\ &= R_{kivn} \left[ 1 + A \frac{R_1 R_{be}}{(R_{ki} + R_2)(R_1 + R_{be} + R_3) + R_1(R_{be} + R_3)} \right] = R_{kivn} [1 + (\beta A)] \end{aligned}$$

eredményre jutunk, ahol

$$R_{kivn} = R_{ki} + R_2 + (R_1 \times (R_{be} + R_3))$$

a kapcsolás visszacsatolás (hurokerősítés) nélküli ( $(\beta A) = 0$ ) kimeneti impedanciája,

$$(\beta A) = A \frac{R_1}{R_1 + (R_2 + R_{ki})} \frac{R_{be}}{R_{be} + R_3 + (R_1 \times (R_2 + R_{ki}))}$$

pedig a hurokerősítés értéke, ami a 10.10 ábrán lévő kapcsolás esetén a kimenet feszültséggenerátoros vezérléséhez tartozik.

**A vizsgálatból megállapítható, hogy negatívan visszacsatolt rendszerben az áramvisszacsatolás az áramkör kimeneti impedanciáját  $(1 + (\beta A))$ -szorosára növeli.**

## Stabilitásvizsgálat

A lineáris visszacsatolt rendszerek lehetnek stabilak vagy instabilak. A stabilitásvizsgálat célja annak eldöntése, hogy az adott rendszer e két kategória közül melyikbe tartozik. A stabilitásvizsgálat nem foglalkozik a rendszer **minőségvizsgálat**ával, tehát nem ad felvilágosítást arról, hogy az aktuális hálózat - valamilyen jól megválasztott mérték szerint - milyen közel van a stabilitás határhelyzetéhez.

Egy lineáris rendszer akkor stabil, ha nyugalmi helyzetéből tetszőleges módon kimozdítva (példul véges impulzussal gerjesztve) és magára hagyva visszatér az eredeti nyugalmi állapotába. Ez az általános definíció természetesen a visszacsatolt rendszerekre is érvényes. Így nyilvánvaló, hogy a stabilitás kérdése egyszerűen eldönthető a visszacsatolt, zárt rendszer tulajdonságainak vizsgálatából. Ha ismerjük a visszacsatolt, zárt rendszer pólus-zérus elrendezését, vagy a súlyfüggvényt, akkor a válasz igen könnyen megadható. Stabil a visszacsatolt rendszer (általában a rendszer), ha a pólusai negatív valós résszel rendelkeznek (minden pólus a  $p = \sigma + j\omega$  komplex sík baloldalán helyezkedik el), illetve, ha a rendszer súlyfüggvénye elegendő idő elteltével nullához tart.

A visszacsatolt rendszerek tervezése során a zárt rendszer tulajdonságait általában nem ismerjük, így a probléma másképpen vetődik fel. Hogyan kell méretezni a nyílt rendszer átvitelét, azaz a hurokerősítést ahhoz, hogy a visszacsatolt hálózat stabil legyen? Nyilvánvaló, hogy ez a megfontolás áll közelebb a tervezői szemlélethez, hiszen a méretezés során közvetlenül a nyílt rendszer átvitelét lehet befolyásolni.

Az alábbiakban - a teljesség igénye nélkül - ennek a témának a legfontosabb elméleti alapjait tekintjük át, fókuszálva az elektronikus áramkörök tervezéséhez szükséges ismeretekre.

### A probléma felvetése

A korábbi analízisek alapján tudjuk, hogy a zárt rendszer átviteli függvényében szerepel a

$$\frac{(\beta A)(p)}{1 + (\beta A)(p)}$$

alakú, úgynevezett hibátényező. A stabilitásvizsgálat ilyenkor úgy fogalmazható meg: mi a feltétele annak, hogy a hibátényező minden pólusa a bal félsíkon legyen. Tételezzük fel, hogy a nyílt hurok átvitelének mínusz egyszerese, azaz a hurokerősítés a



$$(\beta A)(p) = K' \frac{N(p)}{D(p)}$$

alakban adható meg, ahol  $K'$  egy erősítéssel arányos konstans,

$$N(p) = b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0$$

a számláló  $m$ -ed fokú,

$$D(p) = c_n p^n + \dots + c_1 p + c_0$$

pedig a nevező  $n$ -ed fokú polinomja (a megvalósítható rendszerekben  $n \geq m$ ). A hibatényező nevezője ebben az esetben az

$$1 + (\beta A)(p) = 1 + K' \frac{N(p)}{D(p)} = 1 + K' \frac{b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0}{c_n p^n + \dots + c_1 p + c_0} = \frac{a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0}{c_n p^n + \dots + c_1 p + c_0},$$

ahol

$$a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0$$

a visszacsatolt rendszer átvitelének nevezőjében szereplő úgynevezett **karakterisztikus polinom**, melynek a gyökei a rendszer pólusai. A felírásnál kihasználtuk azt, hogy fizikailag megvalósítható rendszerekben  $n \geq m$ , ezért a közös nevezőre hozás után a számláló és a nevező fokszáma azonos marad. Felhasználva a polinomok gyöktényező alakjait a fenti kifejezések az alábbi alakra hozhatók

$$\begin{aligned} 1 + (\beta A)(p) &= 1 + K' \frac{b_m}{c_n} \frac{(p - p_{z1})(p - p_{z2}) \dots (p - p_{zm})}{(p - p_{p1})(p - p_{p2}) \dots (p - p_{pn})} = \\ &= 1 + K \frac{(p - p_{z1})(p - p_{z2}) \dots (p - p_{zm})}{(p - p_{p1})(p - p_{p2}) \dots (p - p_{pn})} = \frac{a_n}{c_n} \frac{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}{(p - p_{p1})(p - p_{p2}) \dots (p - p_{pn})}, \end{aligned}$$

ahol  $K = K' b_m / c_n$  és

- $\{p_{zj}\}$ ,  $j = 1, \dots, m$  a nyílt rendszer  $j$ -dik zérusa,
- $\{p_{pi}\}$ ,  $i = 1, \dots, n$  a nyílt rendszer  $i$ -dik pólusa,
- $\{p_i\}$ ,  $i = 1, \dots, n$  a zárt rendszer  $j$ -dik pólusa.

A stabilitásvizsgálat alapfeladata tehát annak megállapítása, hogy mi a feltétele annak, hogy  $\text{Re}(p_i) < 0$ , minden  $i = 1, \dots, n$  esetén. A feladat igen egyszerű, mivel csupán a rendszer karakterisztikus egyenletének a gyökeit kell meghatározni. A gyökök kiszámítása  $n > 4$  esetében már elég körülményes, ezért a következőkben áttekintünk néhány, gyakorlatban jól alkalmazható általános stabilitáskritériumot.

## Routh-Hurwitz-kritérium

Tételezzük fel, hogy analitikusan ismerjük a zárt rendszer karakterisztikus egyenletét, azaz ismerjük a

$$a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0$$

polinom  $\{a_i\}$  együtthatóit. A Routh-Hurwitz-kritérium kimondja, hogy a fenti  $n$ -ed fokú valós együtthatójú polinom összes gyöke ( $a_n > 0$  esetén) akkor és csak akkor van a bal félsíkon, ha a polinom együtthatóiból alkotott

$$D_0 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \dots \\ a_{n-3} & a_{n-2} & a_{n-1} & a_n & 0 & 0 & 0 \dots \\ a_{n-5} & a_{n-4} & a_{n-3} & a_{n-2} & a_{n-1} & a_n & 0 \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots a_0 \end{vmatrix}$$

determináns összes

$$D_{n-1} = a_{n-1}, \quad D_{n-2} = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n \\ a_{n-3} & a_{n-2} \end{vmatrix}, \quad D_{n-3} = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_n & 0 \\ a_{n-3} & a_{n-2} & a_{n-1} \\ a_{n-5} & a_{n-4} & a_{n-3} \end{vmatrix} \dots$$

sarokdeterminánsa  $[D_i, i = 0, 1, \dots, n-1]$ , pozitív értékű (az eltűnő tagoktól eltekintve).

Amennyiben a feltételek nem teljesülnek (azaz valamelyik  $D_i < 0$ ), akkor a rendszernek van olyan pólusa, amelynek a valós része pozitív. Az ilyen pólusok számáról felvilágosítást ad az

$$a_n, D_{n-1}, D_{n-2}D_{n-1}, D_{n-3}D_{n-2}, \dots, D_1 D_2, a_0$$

sorozatban fellépő előjelváltások száma. Az eltűnő tagokat itt sem kell figyelembe venni.

A stabilitás szükséges, de nem elégséges feltétele, hogy az  $\{a_i\}$  együtthatók azonos előjelűek legyenek.

A  $D_i$  determinánsok eltűnő tagjai a karakterisztikus polinom  $j\omega$  tengelyre eső gyökeire utalnak. Valamely sarokdetermináns zérus értéke a stabilitás határhelyzetét jelöli ki.

### Példa

A Routh-Hurwitz-kritérium illusztrálására határozzuk meg a három azonos pólussal rendelkező rendszer stabilitásának a feltételét. Ilyenkor

$$(\beta A)(p) = \frac{(\beta A)_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^3} = K' \frac{N(p)}{D(p)},$$

amiből a karakterisztikus polinom a

$$\frac{p^3}{\omega_0^3} + 3\frac{p^2}{\omega_0^2} + 3\frac{p}{\omega_0} + 1 + (\beta A)_0$$

alakban írható fel, tehát

$$a_3 = \frac{1}{\omega_0^3}, \quad a_2 = \frac{3}{\omega_0^2}, \quad a_1 = \frac{3}{\omega_0}, \quad \text{és} \quad a_0 = 1 + (\beta A)_0.$$

A sarokdeterminánsok értékei:

$$D_2 = \frac{3}{\omega_0^2} > 0, \quad D_1 = \frac{9}{\omega_0^3} - \frac{1 + (\beta A)_0}{\omega_0^3}, \quad D_0 = \left(\frac{9}{\omega_0^3} - \frac{1 + (\beta A)_0}{\omega_0^3}\right)(1 + (\beta A)_0),$$

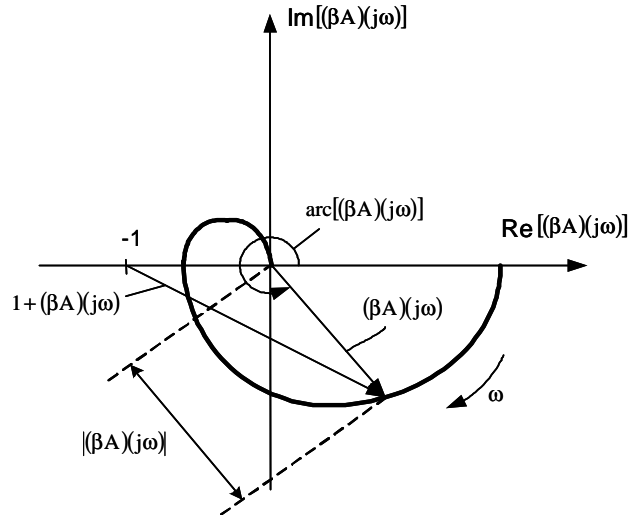
így a stabilitás feltétele a

$$9 - (1 + (\beta A)_0) > 0,$$

tehát a  $(\beta A)_0 < 8$  feltétel teljesülése. A rendszer a stabilitás határhelyzetébe kerül, ha  $(\beta A)_0 = 8$ . Ha a  $(\beta A)_0$  hurokerősítés 8-nál nagyobb, akkor a rendszernek két pólusa lesz a jobb félsíkon, mivel ilyenkor a fent megadott sorozatban csak a  $D_1 D_2$  tag lesz negatív, így az előjelváltások száma kettő.

### Nyquist-kritérium

A Nyquist-kritérium egy olyan szerkesztési eljárás, mellyel a nyílt rendszer hurokerősítésének a frekvenciamenetéből következtethetünk a zárt rendszer stabilitására. A vizsgálathoz a hurokerősítés Nyquist-diagramját használjuk. A Nyquist-diagramot a 10.13 ábrán illusztráljuk.



10.13 ábra. Egy visszacsatolt rendszer hurokerősítésének a Nyquist-diagramja.

A Nyquist-diagram a visszacsatolt rendszer  $(\beta A)(j\omega)$  hurokerősítésének a helygörbéje a komplex síkon, azaz a hurokerősítés valós és képzetes részének ábrázolása a frekvencia függvényében. Ezért a diagram tengelyein a  $\text{Re}[(\beta A)(j\omega)]$  és  $\text{Im}[(\beta A)(j\omega)]$  értékeket tüntettük fel.

Korábban már megállapítottuk, hogy a zárt rendszer átviteli függvényének a nevezője:

$$1 + (\beta A)(p) = 1 + K' \frac{N(p)}{D(p)},$$

ahol  $-(\beta A)(p)$  a nyílt rendszer erősítése, azaz a "felvágott" hurok átviteli függvénye, és a zárt rendszer pólusai az

$$1 + (\beta A)(p) = 0$$

egyenlet gyökei. Vizsgáljuk meg most ezt az egyenletet a valóságos frekvenciák tartományában, legyen tehát  $p = j\omega$ . Ekkor az egyenlet a

$$(\beta A)(j\omega) = -1$$

alakba írható át. Ha ez az egyenlet valamely  $\omega = \omega'$  helyen teljesül, akkor a zárt rendszernek pólusa van a  $j\omega$  tengelyen, tehát a rendszer a stabilitás határhelyzetében van. Más megfogalmazásban ez annyit jelent, hogy ha a nyílt rendszer  $(\beta A)(j\omega)$  átviteli karakterisztikájának a helygörbéje áthalad a komplex számsík  $-1$  pontján, akkor a zárt rendszerben csillapítatlan szinuszos rezgések jönnek létre.

Leszögezhetjük tehát, hogy a nyílt rendszer Nyquist-diagramjának a segítségével a stabilitás határhelyzete egyértelműen meghatározható. Felvetődik a kérdés: vajon tudunk-e ennél többet mondani, a helygörbe alapján el lehet-e dönteni, hogy a zárt rendszer stabil vagy instabil.

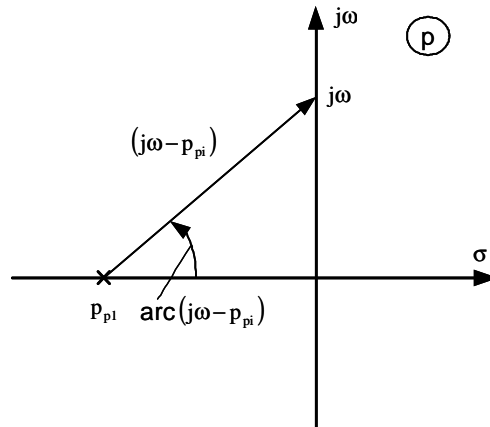
Ennek megválaszolására írjuk fel ismét a zárt rendszer átviteli függvényét polinomok hányadosaként a  $p = j\omega$  helyen, és használjuk fel a gyöktényező alakokat:

$$\begin{aligned} 1 + (\beta A)(j\omega) &= 1 + K \frac{(j\omega - p_{z1})(j\omega - p_{z2}) \dots (j\omega - p_{zm})}{(j\omega - p_{p1})(j\omega - p_{p2}) \dots (j\omega - p_{pn})} = \\ &= \frac{a_n}{c_n} \frac{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)}{(j\omega - p_{p1})(j\omega - p_{p2}) \dots (j\omega - p_{pn})}. \end{aligned}$$

A 10.13 ábrán megadtuk az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  vektort is, mivel ez a vektor a  $(\beta A)(j\omega)$  vektor és a  $+1$  vektor összegeként egyszerűen ábrázolható. Vizsgáljuk meg ezután az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  kifejezés teljes fázisváltozását,  $\Delta \text{arc}[1 + (\beta A)(j\omega)]$  értékét, ha  $\omega$  0-tól  $+\infty$ -ig változik. Ezt a gyöktényező alak felhasználásával a következőképpen számolhatjuk

$$\Delta \text{arc} [1 + (\beta A)(j\omega)] = \sum_{i=1}^n \Delta \text{arc} [j\omega - p_i] - \sum_{i=1}^n \Delta \text{arc} [j\omega - p_{pi}]$$

ahol  $\Delta \text{arc}[j\omega - p_i]$  a  $p_i$  gyökhöz tartozó gyöktényező alak,  $\Delta \text{arc}[j\omega - p_{pi}]$  pedig a  $p_{pi}$  gyökhöz tartozó gyöktényező alak teljes fázisváltozása, ha  $\omega$  0-tól  $+\infty$ -ig változik. Egy gyökhöz tartozó gyöktényező alak teljes fázisváltozását a 10.14 ábra segítségével lehet meghatározni.



10.14 ábra. A  $p_{pi}$  bal félsíkon lévő gyökhöz tartozó gyöktényező alak ábrázolása.

Az ábra alapján látszik, hogy amikor a frekvencia 0-tól  $+\infty$ -ig változik, akkor a  $j\omega - p_{pi}$  vektor fázisa ( $\text{arc}[j\omega - p_{pi}]$ ) 0-tól  $\pi/2$ -ig változik, azaz  $\Delta \text{arc}[j\omega - p_{pi}] = \pi/2$ , ha a pólus a bal félsíkon van. Egyszerűen belátható, hogy a teljes fázisváltozás  $\Delta \text{arc}[j\omega - p_{pi}] = -\pi/2$ , ha a pólus a jobb félsíkon van.

Tudjuk, hogy az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  kifejezés számlálójának és nevezőjének egyaránt  $n$  gyöke van, így a  $\Delta \text{arc}[1 + (\beta A)(j\omega)]$  teljes fázisváltozás a

$$\Delta \text{arc}_{0 \leq \omega < \infty} [1 + (\beta A)(j\omega)] = \left[ (n - N_j) \frac{\pi}{2} - N_j \frac{\pi}{2} \right] - \left[ (n - N'_j) \frac{\pi}{2} - N'_j \frac{\pi}{2} \right] = (N'_j - N_j)\pi$$

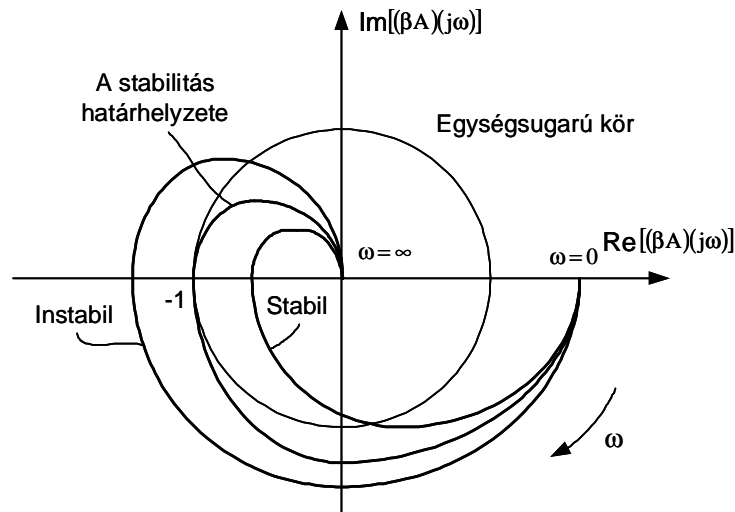
kifejezéssel adható meg, ahol  $N'_j$  a nyílt rendszer jobb félsíkra eső  $p_{pi}$  pólusainak a száma,  $N_j$  pedig a zárt rendszer jobb félsíkra eső  $p_i$  pólusainak a száma (értelemszerűen  $(n - N'_j)$  a nyílt,  $(n - N_j)$  pedig a zárt rendszer bal félsíkra eső pólusainak a száma).

A kifejezésünk alapján kimondhatjuk, hogy a Nyquist-stabilitáskritérium szerint a vizsgált rendszer akkor és csak akkor stabil, ha a zárt rendszer átviteli függvényének nevezőjében szereplő  $1 + (\beta A)(j\omega)$  kifejezés teljes fázisváltozása (ha  $\omega$  0-tól  $+\infty$ -ig változik) egyenlő  $N'_j\pi$ -vel, ahol  $N'_j$  a nyílt rendszer jobb félsíkra eső pólusainak a száma. Egyszerűbb esetben, ha a nyílt rendszer stabil, tehát a jobb félsíkon nincs pólusa, akkor stabil zárt rendszernél a teljes fázisváltozás nulla.

Az eredményeket fogalmazzuk meg a  $(\beta A)(j\omega)$  hurokerősítés Nyquist-diagramja segítségével. A 10.13 ábrán megadtuk a  $(\beta A)(j\omega)$  és az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  komplex vektorok helygörbéjét. A kérdés tehát az, hogy megállapítsuk, mennyit változik összesen az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  vektor fázisa, amíg a frekvencia 0-tól  $+\infty$ -ig változik. Ehhez gondolatban képzeljük magunkat a komplex számsík  $(-1, 0)$  pontjába, ahonnan az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  vektor "ered", és ahogy a repülőgép-modellező versenyző a zsinórra fűzött motoros modellt, "kövessük tekintetünkkel" a  $(\beta A)(j\omega)$ , illetve az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  vektor végpontját a frekvencia változása során. A Nyquist-kritérium szerint a zárt rendszer akkor és csak akkor stabil, ha a  $(-1, 0)$  pontból nézve "tekintetünket" összesen  $N'_j\pi$  szöggel kell elfordítanunk, ahol  $N'_j$  a nyílt rendszer jobb félsíkra eső pólusainak a száma. Az ábrán megadott esetben a  $\Delta \text{arc}[1 + (\beta A)(j\omega)]$  teljes szögváltozás nulla értékű, mivel "tekintetünket" először nulla fokról negatív irányba kell elfordítani, majd körbefordulás nélkül vissza kell állítani az alaphelyzetbe.

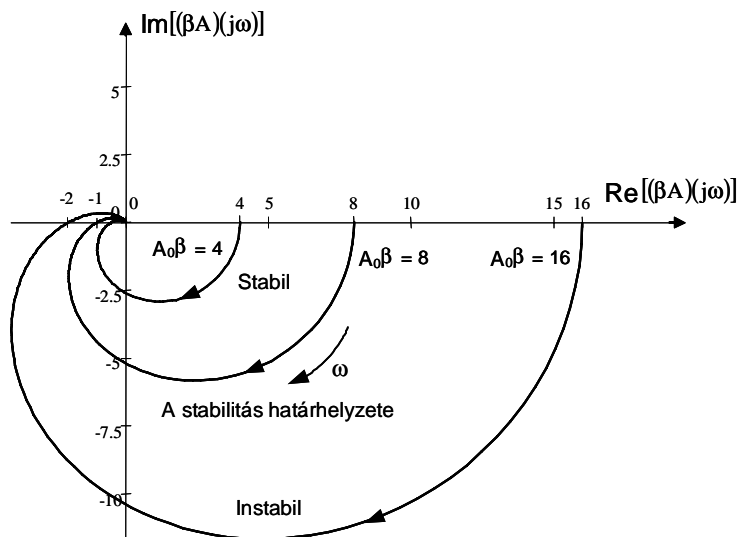
Valamivel egyszerűbb a stabilitás feltételének megfogalmazása akkor, ha a nyílt rendszer stabil, tehát  $N'_j = 0$ . Ebben az esetben a zárt rendszer akkor és csak akkor stabil, ha a hurokerősítés Nyquist-diagramja nem veszi körül a komplex számsík  $(-1, 0)$  pontját. Mivel az esetek döntő többségében a nyílt rendszer stabil, ez az utóbbi a Nyquist-stabilitáskritérium leggyakrabban használt megfogalmazása. A 10.15 ábrán megadtuk három olyan visszacsatolt rendszer helygörbéjét, melyek közül az egyik stabil, a másik a stabilitás határhelyzetében van, a harmadik

pedig instabil.



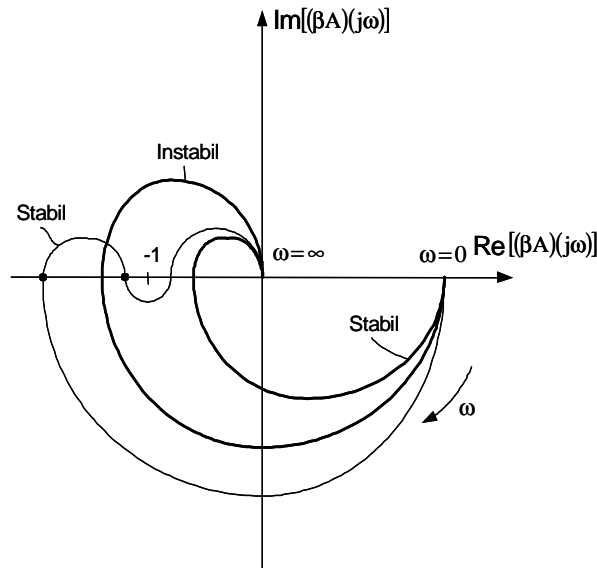
10.15 ábra. A stabil, a stabilitás határhelyzetében lévő és az instabil rendszerek Nyquist-diagramjának illusztrációja.

A 10.16 ábrán azt mutatjuk be, hogy a hurokerősítésben szereplő  $K = K' b_m / c_n$  paraméter változtatásával a rendszer stabil állapotból instabil állapotba mehet át, mivel  $K$  növelésével a Nyquist-diagram centrálisan növekszik, ami lehetővé teszi azt, hogy a polárdiagram áthaladjon a komplex számsík  $(-1, 0)$  pontján. Példaképpen a korábban már részletesen vizsgált három azonos pólussal rendelkező visszacsatolt rendszer Nyquist-diagramját ábrázoltuk a kisfrekvenciás hurokerősítés függvényében. Nyilvánvaló, hogy a rendszer a stabilitás határhelyzetét a  $A_0\beta = 8$  értéknél éri el.



10.16 ábra. A három azonos pólussal rendelkező visszacsatolt rendszer Nyquist-diagramja a kisfrekvenciás hurokerősítés függvényében.

A 10.16 ábra alapján nyilvánvaló, hogy Nyquist értelemben minden olyan rendszer feltételesen stabil, melynél a hurokerősítés Nyquist-diagramja valahol metszi a negatív valós tengelyt. Ekkor ugyanis biztosan található olyan  $K$  érték, amelynél a görbe körülveszi, vagy érinti a  $(-1, 0)$  pontot. A 10.17 ábrán három feltételesen stabil rendszer Nyquist-diagramját adtuk meg.



10.17 ábra. A feltélesen stabil rendszerek Nyquist-diagramja.

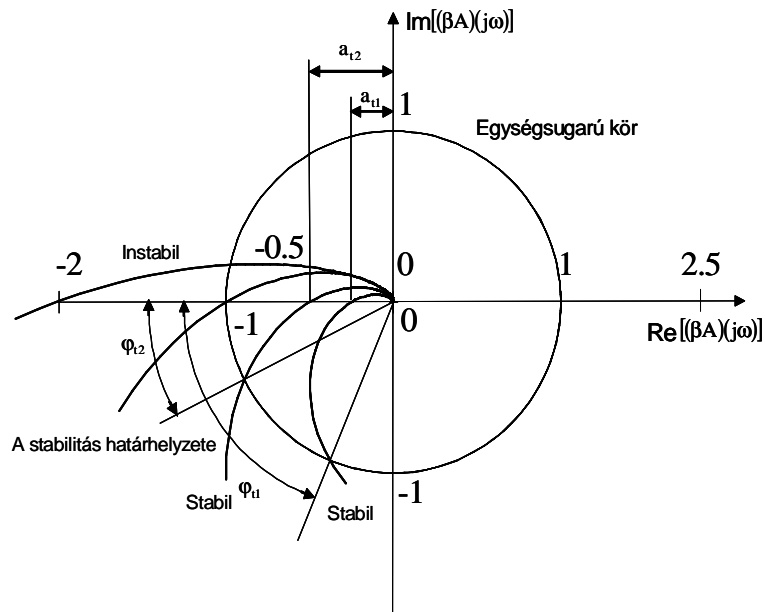
A diagramok közül a vékony vonallal rajzolt különösen érdekes, mivel ez a rendszer annak ellenére stabil, hogy két olyan frekvencia is van, ahol a hurokerősítés fázistolása  $180^\circ$ , ugyanakkor a hurokerősítés abszolút értéke egynél nagyobb (lásd a fekete pontokkal jelölt helyeket). Ilyenkor a stabilitás ténye azért meglepő, mert egyszerű "mérnöki" szemléletünk szerint arra gondolhatnánk, hogy ezeken a frekvenciákon az eredetileg negatív visszacsatolás előjelet vált, tehát a jel a rendszer bemenetére azonos fázisban jut vissza, és ugyanakkor a hurok erősítésének abszolút értéke egynél nagyobb, amiből a korábbi leegyszerűsített szemlélet alapján arra következtethetnénk, hogy ily módon egy önmagát gerjesztő, instabil folyamat alakulhat ki. A valóságban azonban ez a rendszer stabil, pontosabban feltélesen stabil, mivel a  $K$  paraméter növelése és csökkentése esetén is instabillá válhat, ha a helygörbe körülveszi a  $(-1, 0)$  pontot.

### Stabilitásvizsgálat Bode-diagramokkal

A Nyquist stabilitási kritérium alkalmazásának hátránya, hogy megköveteli a Nyquist-diagram felrajzolását. Ez bonyolultabb függvények esetén igen hosszadalmas számítási munkát jelenthet, és meglehetősen kényelmetlen.

Mivel a Nyquist- és a Bode-diagramok között a megfelelés kölcsönösen egyértelmű, a stabilitás ténye a könnyebben áttekinthető és felrajzolható Bode-diagramok segítségével is megállapítható. Ez a vizsgálati módszer különösen akkor alkalmazható előnyösen, ha a visszacsatolatlan, nyílt hurkú rendszer stabil, tehát nincsenek pólusai a jobb félsíkon.

A részletes vizsgálat előtt térjünk vissza az előzőleg tárgyalt Nyquist stabilitási kritériumhoz, és vezessük be a **fázistartalék** és az **erősítéstartalék** fogalmát. Láttuk, hogy a zárt rendszer akkor és csakis akkor stabil (stabil nyílt rendszert feltételezve), ha a nyílt rendszer hurokerősítésének helygörbéje a komplex számsíkon nem veszi körül a  $(-1, 0)$  pontot. Fogalmazzunk most másképpen. A 10.18 ábra szerint ez annyit jelent, hogy amikor a hurokerősítés abszolút értéke,  $|(\beta A)(j\omega)| = 1$ , azaz a helygörbe metszi az egységsugarú kört, akkor az  $\text{arc}[(\beta A)(j\omega)]$  értéknek  $\pi$ -nél kisebbnek kell lenni (illetve negatív szögek esetén nem érheti el a  $-\pi$  értéket), vagy ha  $\text{arc}[(\beta A)(j\omega)] = \pm\pi$ , akkor az  $|(\beta A)(j\omega)|$ -nak kisebbnek kell lenni egynél.



10. 18 ábra. Az erősítéstartalék és fázistartalék fogalmának értelmezése.

Ennek alapján fázistartaléknak nevezzük azt a  $\varphi_t$  szöget, amely a 10.18 ábrából is kivehetően, megadja, hogy  $|(\beta A)(j\omega)| = 1$ -nél a hurokerősítés fázisa mennyivel kisebb  $\pi$ -nél (vagy negatív szögekben gondolkodva mennyivel kisebb  $-\pi$ -nél).

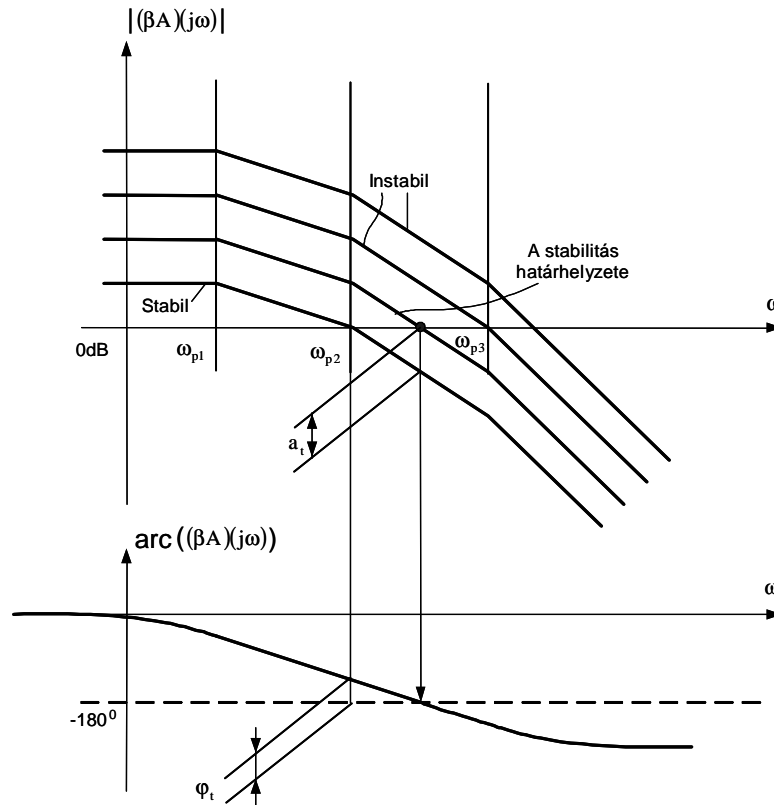
Ha  $\varphi_t > 0$  ( $|\text{arc}[(\beta A)(j\omega)]| < \pi$ ), akkor a rendszer stabil, ha  $\varphi_t = 0$  ( $|\text{arc}[(\beta A)(j\omega)]| = \pi$ ), akkor a rendszer a stabilitás határhelyzetében van. Ha az  $|(\beta A)(j\omega)| = 1$  helyen a fázistolás ( $\text{arc}[(\beta A)(j\omega)]$ ) pozitív szögértékeknel a  $\pi$ , negatív szögértékeknel a  $-\pi$  értéket túllépi, akkor a rendszer instabil.

Az erősítéstartalék definíciószerűen a  $(\beta A)(j\omega)$  helygörbe és a negatív valós tengely metszéspontjának  $a_t$  távolsága az origótól. Ez azt fejezi ki, hogy a  $K$  értéket milyen mértékben kell megnövelni ahhoz, hogy az adott rendszer a stabilitás határhelyzetébe kerüljön.

Ha  $a_t < 1$ , akkor a rendszer stabil, ha  $a_t = 1$ , akkor a rendszer a stabilitás határhelyzetében van, ha  $a_t > 1$ , akkor a rendszer instabil.

Meg kell jegyezni, hogy ez a két fogalom csak egyszerűbb viselkedésű visszacsatolt rendszerek esetében alkalmazható, például olyankor, ha a helygörbe az egységsugarú körbe egyszer belépve, nem lép ki többet abból, illetve csak egyszer metszi a negatív valós tengelyt.

A Bode-diagramos stabilitásvizsgálat általában a fázistartaléokra és az erősítéstartaléokra vonatkozó feltételek ellenőrzését jelenti. A 10.19 ábrán megadtuk egy stabil, egy stabilitás határhelyzetében lévő, illetve két instabil rendszer Bode-diagramját.



10.19 ábra. Egy stabil, egy stabilitás határhelyzetében lévő, illetve két instabil rendszer Bode-diagramja.

A Bode-diagramon a  $K$  paraméternek (a hurokerősítés konstansának) a változtatása az amplitúdókarakterisztika függőleges eltolását jelenti, így az erősítéstartalék könnyen leolvasható dB-ben. Hasonlóan egyszerű feladat a fázistartalék értelmezése is, mivel az  $|(\beta A)(j\omega)| = 1$  az amplitúdókarakterisztikán 0 dB-nek felel meg.

Még egyszer hangsúlyozzuk, hogy bonyolultabb viselkedésű rendszerekre a fázistartalék és az amplitúdótartalék nem alkalmazható, ilyenkor a Bode-diagramos vizsgálat helyett vissza kell térni a Nyquist-stabilitáskritérium feltételeihez.

### Minimálfázisú hálózatok stabilitásvizsgálata Bode-diagramok segítségével

A Bode-diagramos stabilitásvizsgálat az amplitúdó- és fáziskarakterisztikát együtt használja a zárt rendszer stabilitásának meghatározására. Ez érthető is, hiszen a két karakterisztika csak együtt írja le a hálózatot a Nyquist-diagrammal azonos módon.

Minimálfázisú hálózatok hurokerősítésének (általában az átviteli függvénynek) sem zérusa, sem pedig pólusa nincs a jobb félsíkon, a Bode-diagramos stabilitásvizsgálat tovább egyszerűsíthető.

Korábbi tanulmányainkból ismert, hogy minimálfázisú hálózatok esetén a rendszer logaritmikus amplitúdókarakterisztikája (a Bode-diagramon éppen ezt ábrázoljuk) egyértelműen meghatározza a rendszer fáziskarakterisztikáját. Így elegendő az amplitúdókarakterisztikát vizsgálat tárgyává tenni a stabilitás meghatározása céljából.

A stabilitás feltételének megállapítására vizsgáljuk meg a  $(\beta A)(p)$  hurokerősítés logaritmusát a  $(j\omega)$  tengely mentén:

$$\ln[(\beta A)(j\omega)] = \ln|(\beta A)(j\omega)| + j\text{arc}[(\beta A)(j\omega)] = a(\omega) + jb(\omega),$$

ahol  $|(\beta A)(j\omega)|$  az amplitúdókarakterisztika és  $\text{arc}[(\beta A)(j\omega)]$  a fáziskarakterisztika. Az egyszerűség kedvéért a továbbiakban az amplitúdókarakterisztika  $\ln|(\beta A)(j\omega)|$  logaritmusát  $a(\omega)$ -val, a fáziskarakterisztikát pedig  $b(\omega)$ -val jelöljük.



Bode első tétele kimondja, hogy minimálfázisú hálózatok esetén igaz, hogy a hálózat fázistolását egy tetszőleges  $\omega_1$  frekvencián a látszólag bonyolult

$$b(\omega_1) = \frac{\pi}{2} \frac{da(\omega)}{d\mu} \Big|_{\mu=0} + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{da(\omega)}{d\mu} - \frac{da(\omega)}{d\mu} \Big|_{\mu=0} \right] \ln \left| \frac{\exp(\mu) + 1}{\exp(\mu) - 1} \right| d\mu$$

egyenlet segítségével határozhatjuk meg, amely kapcsolatot teremt az  $a(\omega)$  logaritmusos amplitúdókarakterisztika deriváltja és a fáziskarakterisztika  $\omega_1$  frekvencián felvett  $b(\omega_1)$  értéke között. A kifejezésben

$$\mu = \ln\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right), \quad \omega \text{ és } \omega_1 > 0$$

a logaritmusosan torzított frekvencia,

$$\frac{da(\omega)}{d\mu} = \frac{d \ln |(\beta A)(j\omega)|}{d \ln(\frac{\omega}{\omega_1})} = \frac{d \lg |(\beta A)(j\omega)|}{d \lg(\frac{\omega}{\omega_1})}$$

pedig a logaritmusos frekvenciatengellyel ábrázolt logaritmusos amplitúdókarakterisztika meredeksége. Emlékeztetőül érdemes megjegyezni, hogy a Bode-diagram amplitúdókarakterisztikáján a  $20 \lg |(\beta A)(j\omega)|$  [dB] értékét ábrázoljuk logaritmusosan torzított frekvenciatengellyel, így a fenti kifejezés lényegében a Bode-diagram amplitúdókarakterisztikájának a deriváltjával arányos.

Az egyenletben szereplő

$$\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{da(\omega)}{d\mu} - \frac{da(\omega)}{d\mu} \Big|_{\mu=0} \right] \ln \left| \frac{\exp(\mu) + 1}{\exp(\mu) - 1} \right| d\mu$$

integrál első közelítésben nullának vehető, ha az  $a(\omega)$  amplitúdókarakterisztika meredeksége az  $\omega_1$  frekvencia környezetében alig változik, ugyanis megállapítható, hogy az

$$\ln \left| \frac{\exp(\mu) + 1}{\exp(\mu) - 1} \right|$$

súlyozó függvény csak a  $\mu = 0$  ( $\omega = \omega_1$ ) hely környezetében vesz fel nagy értékeket, itt pedig ilyenkor a

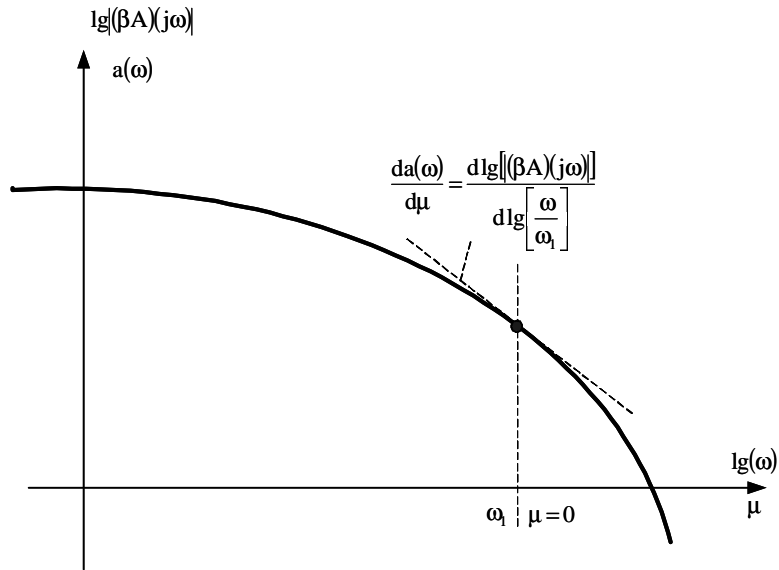
$$\frac{da(\omega)}{d\mu} - \frac{da(\omega)}{d\mu} \Big|_{\mu=0}$$

érték lényegében nulla.

A Bode-tétel kimondja, ha a logaritmusos amplitúdókarakterisztika meredeksége lassan változik, akkor a hurokerősítés fázistolása az  $\omega_1$  frekvencián a

$$b(\omega_1) \simeq \frac{\pi}{2} \frac{da(\omega)}{d\mu} \Big|_{\mu=0}$$

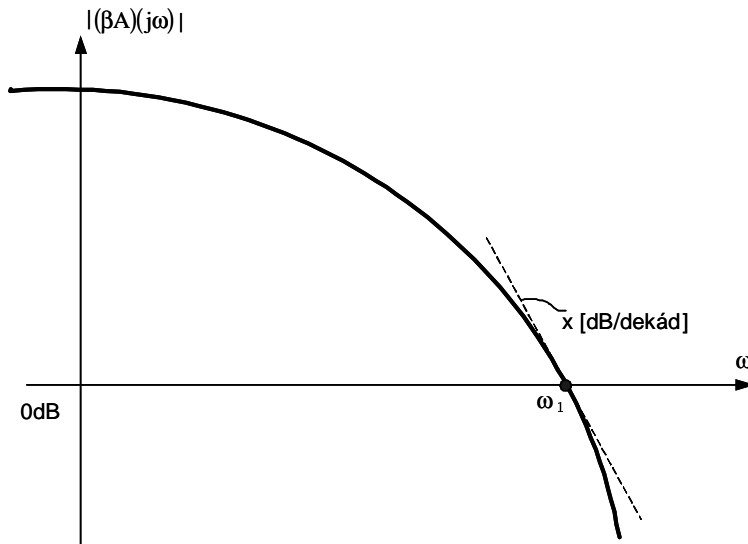
kifejezéssel közelíthető. A 10.20 ábrán a fenti kifejezés értelmezését adjuk meg.



10.20 ábra. Az egyszerűsített Bode-tétel értelmezése.

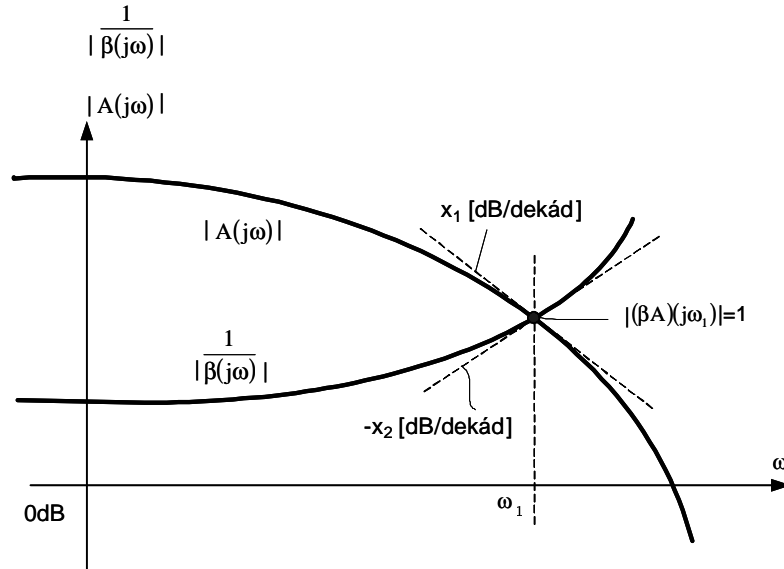
Az ábrán a Bode-diagram amplitúdókarakterisztikáját ábrázoltuk a szokásos logaritmikus frekvenciatengellyel. A tétel szerint a hurokerősítés fázistolása tetszőleges  $\omega_1$  frekvencián a karakterisztika meredekségének a  $\pi/2$ -szeresével közelíthető.

A Bode-diagramos stabilitásvizsgálat minimálfázisú hálózatok esetén a következőképpen végezhető el. Első lépésben meghatározzuk azt a frekvenciát, ahol a hurokerősítés abszolút értéke egységnyi. Itt lemérjük a logaritmikus amplitúdó - logaritmikus frekvencia karakterisztika meredekségét ( $x$ -et), majd elvileg a pontos, gyakorlatilag a közelítő kifejezés segítségével meghatározzuk a hurokerősítés fázistolását, illetve azt, hogy a fázistolás mennyire tér el a  $\pm\pi$  értéktől (a  $\varphi_t$  fázistartalék számítása). Lényegében ezt az eljárást mutatja be a 10.21 ábra.



10.21 ábra. Az egyszerűsített Bode-diagramos stabilitásvizsgálat illusztrálása.

Teljesen hasonló módon a stabilitás akkor is megállapítható, ha a hurokerősítés Bode-diagramja helyett az erősítésnek és a visszacsatolási tényező reciprokának a frekvenciamenetét külön ábrázoljuk ugyanazon a Bode-diagramon (lásd 10.22 ábra).



10.22 ábra. Az egyszerűsített Bode-diagramos stabilitásvizsgálat az erősítés és a visszacsatolási tényező külön ábrázolásával.

Most a  $|(\beta A)(j\omega_1)| = 1$  pontban

$$|A(j\omega_1)| = \frac{1}{|\beta(j\omega_1)|},$$

és a logaritmikus ábrázolás miatt

$$|x| \left[ \frac{\text{dB}}{\text{dekád}} \right] = |x_1 + x_2| \left[ \frac{\text{dB}}{\text{dekád}} \right].$$

A módszer alapján jól látszik, hogy a rendszer instabil, ha

$$|x| = \left| \frac{da(\omega)}{d\mu} \right|_{a=1} > 2 = 40 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{dekád}} \right].$$

A gyakorlati igényekhez közelebb áll az, hogy a vizsgálatot ne a tényleges Bode-diagramon, hanem a töréspontos karakterisztikán végezzük el. Erre a következő szabályokat rögzíthetjük le.

- Biztosan stabil a rendszer, ha

$$\left| \frac{da^*(\omega)}{d\mu} \right|_{a=1} = 6 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{oktáv}} \right] = 20 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{dekád}} \right],$$

- Biztosan instabil a rendszer, ha

$$\left| \frac{da^*(\omega)}{d\mu} \right|_{a=1} > 12 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{oktáv}} \right] = 40 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{dekád}} \right],$$

- Ha

$$\left| \frac{da^*(\omega)}{d\mu} \right|_{a=1} = 12 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{oktáv}} \right] = 40 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{dekád}} \right],$$

akkor a stabilitás csak a részletes Bode-diagramos analízis alapján dönthető el, a meredekség pontos leolvasásával. A \* jelöléssel arra utaltunk, hogy a meredekséget a töréspontos karakterisztikáról olvastuk le.

## Minőségvizsgálat

A visszacsatolt elektronikus rendszerek stabilitása általában a működés elengedhetetlen feltétele. A stabil működésen kívül azonban az áramköröknek összetett műszaki előírásokat kell teljesíteni (például adott tranzienst választ, adott visszacsatolt átviteli karakterisztikát, adott beállási

időt, stb.). A tervezés során tehát igen fontos, hogy miután meggyőződünk a stabil működésről, minőségi képet is alkossunk a visszacsatolt rendszer idő- és frekvenciatartománybeli tulajdonságairól.

Ebben a fejezetben olyan eljárásokat tárgyalunk, amelyek segítségével a visszacsatolt rendszer legfontosabb minőségi paraméterei meghatározhatók, illetve tervezhetők. A vizsgálat tárgya most is a

$$H(p) = \frac{(\beta A)(p)}{1 + (\beta A)(p)}$$

hibatényező analízise, hiszen korábbi megfontolásaink alapján tudjuk, hogy a visszacsatolt hálózat dinamikus tulajdonságaira ez az átviteli függvény a jellemző.

A visszacsatolt rendszerek minőségi paramétereit - a stabilitásvizsgálathoz illeszkedve - a Nyquist-diagramon és a Bode-diagramon fogalmazzuk meg.

### Minőségvizsgálat a Nyquist-diagramon

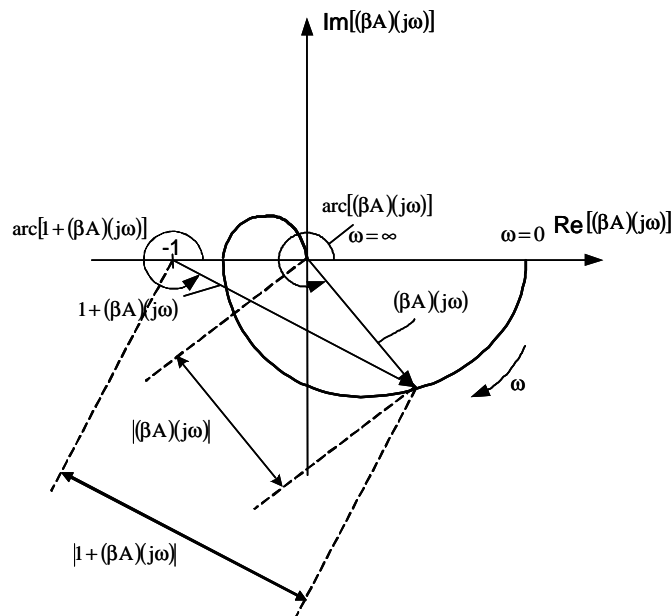
A műszaki gyakorlatban a zárt rendszereket igen gyakran a frekvenciakarakterisztika alapján minősítik. Ez annyit jelent, hogy a minőségi paramétereiket a frekvenciatartományban fogalmazzák meg.

A stabilitásvizsgálat során a Nyquist-diagramon a visszacsatolt rendszer  $(\beta A)(j\omega)$  hurokerősítésének a komplex helygörbjét ábrázoljuk. Felvetődik a kérdés, vajon hogyan lehet a nyílt hurok frekvenciamenetének ismeretében a zárt rendszerre jellemző

$$H(j\omega) = \frac{(\beta A)(j\omega)}{1 + (\beta A)(j\omega)}$$

átviteli karakterisztikát meghatározni. Fontos megjegyezni újra, hogy a visszacsatolt erősítők teljes átviteli függvényében szerepel még egy - általános esetben frekvenciafüggő - szorzótényező, amely egyszerűbb esetekben a generátorimpedanciától, a terhelőimpedanciától és a visszacsatoló elemektől függ. Ennek a tagnak az átvitele azonban viszonylag egyszerűen meghatározható direkt módszerekkel, ezért a vizsgálatát eltekintünk. Különben is ez a szorzótényező az ideális műveleti erősítővel megvalósított áramkör átviteli függvénye, ami általában a tervezés célja.

A 10.23 ábrán megadtuk a zárt rendszer frekvenciakarakterisztikájának szerkesztési módszerét a Nyquist-diagram segítségével.



10.23 ábra. A zárt rendszer frekvenciakarakterisztikájának szerkesztési módszere a Nyquist-diagram segítségével.

Az átviteli karakterisztika a 10.23 ábra alapján könnyen meghatározható. Nem kell mást tenni, mint adott  $\omega$  frekvencián a  $(\beta A)(j\omega)$  és az  $1 + (\beta A)(j\omega)$  komplex számok hányadosát képezni.

Ezek a komplex vektorok pedig a Nyquist-diagramról leolvashatók. A visszacsatolt rendszer amplitúdókarakterisztikája az

$$|H(j\omega)| = \frac{|(\beta A)(j\omega)|}{|1 + (\beta A)(j\omega)|},$$

fáziskarakterisztikája az

$$\text{arc}[H(j\omega)] = \text{arc}[(\beta A)(j\omega)] - \text{arc}[1 + (\beta A)(j\omega)]$$

kifejezések alapján a komplex vektorok hosszának és szögének a segítségével határozhatók meg. Ha a számítást (illetve a geometriai adatok leolvasását és a fenti egyenletek kiértékelését) pontról pontra, minden frekvencián elvégezzük, akkor a teljes átviteli függvény rendelkezésünkre áll.

Az elmondottakból érezhető, hogy az eljárás igen hosszadalmas, és ami még nagyobb probléma, csak analízisre használható, tervezésre közvetlenül nem. A baj nyilvánvalóan az, hogy a Nyquist-diagram felrajzolása, és az átviteli függvény számítása nélkül semmit nem tudunk mondani a zárt rendszer tulajdonságairól.

A problémát a következő gondolattal lehet megoldani. Biztosan tudjuk, hogy a Nyquist-diagram komplex síkjának minden egyes pontjához hozzárendelhető a

$$H(j\omega) = \frac{(\beta A)(j\omega)}{1 + (\beta A)(j\omega)}$$

kifejezés egy adott értéke (természetesen ez két adatot jelent, például a valós és képzetes részt, vagy az abszolút értéket és a fázist). Keressük meg ezek után azon pontok mértani helyét a komplex síkon, amelyeken a  $|H(j\omega)|$ , illetve az  $\text{arc}[H(j\omega)]$  értéke konstans.

Bontsuk fel a  $(\beta A)(j\omega)$  frekvenciafüggvényt valós és képzetes részre:

$$(\beta A)(j\omega) = \text{Re}\{(\beta A)(j\omega)\} + j\text{Im}\{(\beta A)(j\omega)\} = u + jv,$$

és írjuk fel a visszacsatolt rendszer frekvenciafüggvényének abszolút értékét

$$|H(j\omega)| = \sqrt{\frac{u^2 + v^2}{(1 + u)^2 + v^2}}$$

és fázisát

$$\text{arc}[H(j\omega)] = \arctan\left(\frac{v}{u}\right) - \arctan\left(\frac{v}{1 + u}\right)$$

a bevezetett jelölések segítségével.

Keressük meg azon pontok mértani helyét, melyeken  $|H(j\omega)| = c$ , tehát a visszacsatolt rendszer átviteli függvényének abszolút értéke konstans. Az

$$|H(j\omega)| = \sqrt{\frac{u^2 + v^2}{(1 + u)^2 + v^2}}$$

egyenlet felhasználásával az

$$\left[u - \frac{c^2}{1 - c^2}\right]^2 + v^2 = \left[\frac{c}{1 - c^2}\right]^2$$

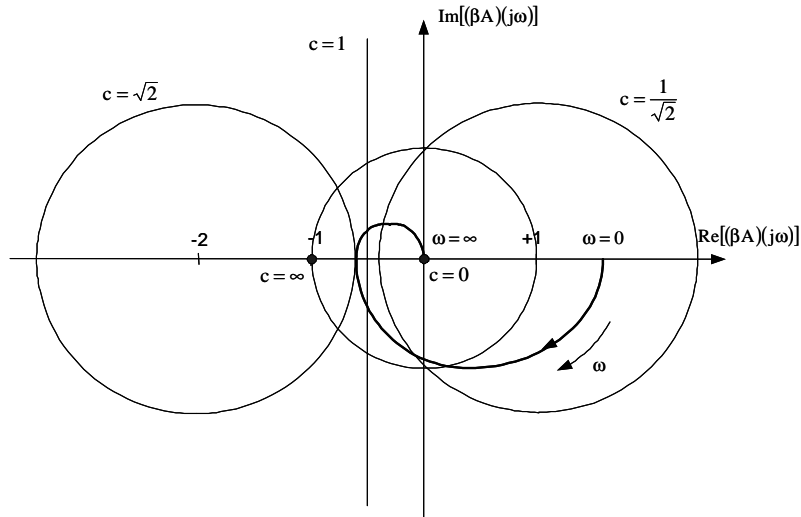
kifejezéshez jutunk. Ez azt jelenti, hogy a keresett mértani helyek a  $(\beta A)(j\omega)$  síkon körök, melyek sugara

$$R_a = \left|\frac{c}{1 - c^2}\right|,$$

középpontja pedig az

$$u_a = \frac{c^2}{1 - c^2}, \quad v_a = 0$$

pont. Az amplitúdóátvitelre vonatkozó úgynevezett Hall-köröket a 10.24 ábrán tüntettük fel.



10.24 ábra. Az amplitúdóátvitelre vonatkozó Hall-körök illusztrálása  $c = \sqrt{2}$ ,  $c = 1$  és  $c = 1/\sqrt{2}$  esetén.

Az ábrán bemutatott példában a helygörbe érinti a  $c = \sqrt{2}$  értékhez tartozó Hall-kört, azaz ezen a frekvencián az  $|H(j\omega)| = \sqrt{2}$ . Felrajzolva az összes Hall-kört az  $|H(j\omega)|$  értéke, vagyis a visszacsatolt rendszer amplitúdókarakterisztikája minden frekvencián meghatározható.

A visszacsatolt rendszer egyik fontos paramétere a frekvenciatartománybeli kiemelés értéke, ami ennek a vizsgálatnak a segítségével szintén megadható. Kiemelésről akkor beszélünk, ha a Nyquist-diagramnak van olyan pontja, amely a  $c = 1$ -hez tartozó függőleges egyenestől balra esik. Példánkban a kiemelés  $\sqrt{2}$ . A kiemelés értékét úgy határozzuk meg, hogy megkeressük azt a legnagyobb  $c_{\max}$  paraméterű Hall-kört, amelynek még van közös pontja a vizsgált rendszer Nyquist-diagramjával, és annak a paraméterét leolvassva éppen a kiemelés értékét kapjuk meg (értelemszerűen a kiemelésről csak  $c > 1$  esetén beszélünk).

Hasonló eljárással mód van arra is, hogy a komplex síkon felrajzoljuk azon pontok mértani helyét is, melyeknél az  $\arg[H(j\omega)] = \alpha$ , azaz a zárt rendszer fázistolása konstans. Egyszerűen belátható, hogy ezek a mértani helyek is körök a komplex számsíkon, melyeket az

$$\left[ u + \frac{1}{2} \right]^2 + \left[ v - \frac{1}{2 \operatorname{tg}(\alpha)} \right]^2 = \frac{1}{4} + \frac{1}{4 \operatorname{tg}^2(\alpha)}$$

egyenlet határoz meg, és amelyek sugara

$$R_f = \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{1}{4 \operatorname{tg}^2(\alpha)}},$$

középpontja pedig az

$$u_f = -\frac{1}{2}, \quad v_f = \frac{1}{2 \operatorname{tg}(\alpha)}$$

pont.

A Hall-körök vizsgálata a mindennapi munkában mindenképpen körülményes. Fel kell rajzolni a köröket, ábrázolni kell az áramkör Nyquist-diagramját. Éppen ezért a továbbiakban az egyszerűbb Bode-diagramos vizsgálati módszerrel foglalkozunk.

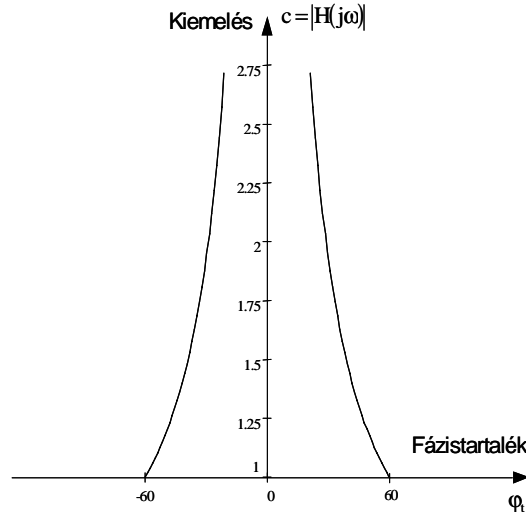
### Minőségvizsgálat a Bode-diagramon

A Bode-diagramos stabilitásvizsgálat legnagyobb előnye az egyszerűség és a szemléletesség. Ezért az egyszerűségért természetesen áldozatot kell hoznunk, hiszen a vizsgálat tulajdonképpen csak a fázistartalék és az erősítéstartalék meghatározására korlátozódik. Ez az oka annak, hogy a Bode-diagramok segítségével csak egyszerű viselkedésű hálózatok stabilitásvizsgálata végezhető el kényelmesen.

A visszacsatolt rendszer minőségvizsgálata is egyszerűsíthető a Bode-diagramok alkalmazásával, ha - a fázistartalék fogalmával összhangban - az  $|(\beta A)(j\omega)| = 1$  helyen, ahol a

helygörbe metszi az egységsugarú kört, megadjuk  $c = |H(j\omega)|$  értékét a fázistartalék függvényében. Ez annyit jelent, hogy adott fázistartalék esetén (ez a Bode-diagramról könnyen leolvasható) legalább egy pontban, ott ahol a Bode-diagram a 0 dB-es tengelyt metszi, illetve a Nyquist-diagram belép az egységsugarú körbe, ismerjük a visszacsatolt rendszer átvitelének az abszolút értékét. Egyszerű frekvenciamentű hálózatok esetében ez az adat többnyire elegendő, mivel az így kapott  $c$  jól érték közelíti az áramkörre jellemző  $c_{\max}$  értékét.

A fokokban mért fázistartalék és a kiemelés közötti kapcsolatot a 10.25 ábrán adtuk meg.



10.25 ábra. A fázistartalék és a kiemelés kapcsolata.

Az ábrából jól látható, hogy kiemelés csak  $|\varphi_t| < 60^\circ$  tartományban lép fel.

Minimálfázisú hálózatok esetében a vizsgálat még tovább egyszerűsíthető, mivel ebben az esetben a fázistartalék a logaritmikus amplitúdó - logaritmikus frekvencia karakterisztika deriváltjából is meghatározható, a 10.21 ábra kapcsán ismertetett módszer segítségével.

### A másodrendű rendszer vizsgálata (elvi jelentőségű példa)

A visszacsatolt rendszerek frekvenciafüggésének és stabilitásának vizsgálata lényegében  $n$ -edfokú polinomok gyökeinek meghatározására vezethető vissza. Mivel a feladat zárt alakban nem oldható meg (nincs általános módszer az  $n$ -edfokú polinomok gyökeinek analitikus meghatározására), analitikus és grafikus eljárásokat is alkalmaztunk a zárt rendszer analízisére. Az analízis szót ki kell emelni. Ez azt jelenti, hogy vizsgálati módszereink tipikusan nem tervezési eljárások.

A bonyolultabb visszacsatolt hálózatok tervezése nehéz feladat. A kielégítő megoldást iterációkkal lehet megtalálni. Az első- és másodfokú rendszerek kivételt képeznek ez alól a szabály alól. Az első- és másodfokú polinomok gyökeit ugyanis zárt alakban meg lehet határozni, ami lehetőséget nyújt az első- és másodfokú rendszerek analízisére és szintézisére is. A vizsgálati és tervezési eljárás egyszerűsége önmagában még nem indokolja kellően az ilyen visszacsatolt rendszerek alkalmazását. Van azonban egy nagy előnyük. Az első- és másodrendű negatív visszacsatolású rendszerek biztosan stabilak, és minőségi paramétereik általában kedvezőbbek a magasabb rendű hálózatokénál. A műveleti erősítők frekvenciafüggésével foglalkozó fejezetben bemutatott példánál láttuk, hogy az elsőrendű rendszer paraméterei minőségileg nem változnak a visszacsatolás hatására, csupán a rendszer sávzélessége nő meg, ezért az alábbiakban - elvi példaképpen - a másodrendű rendszer átvitelét elemezzük az átvitel minősége szempontjából.

Tekintsük ismét a

$$(\beta A)(p) = \frac{(\beta A)_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}$$

hurokerősítésű visszacsatolt rendszer hibatényezőjének átviteli függvényét, ami - a korábbi vizsgálatok alapján - a

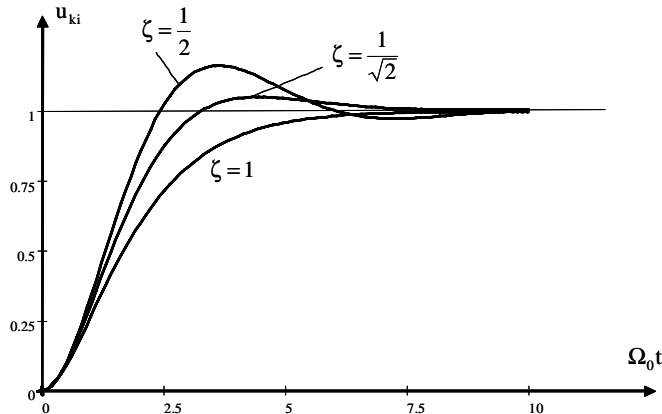
$$H(p) = \frac{A_0\beta}{1 + A_0\beta} \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{p}{\Omega_0} + \frac{p^2}{\Omega_0^2}}$$

általános alakban adható meg, ahol

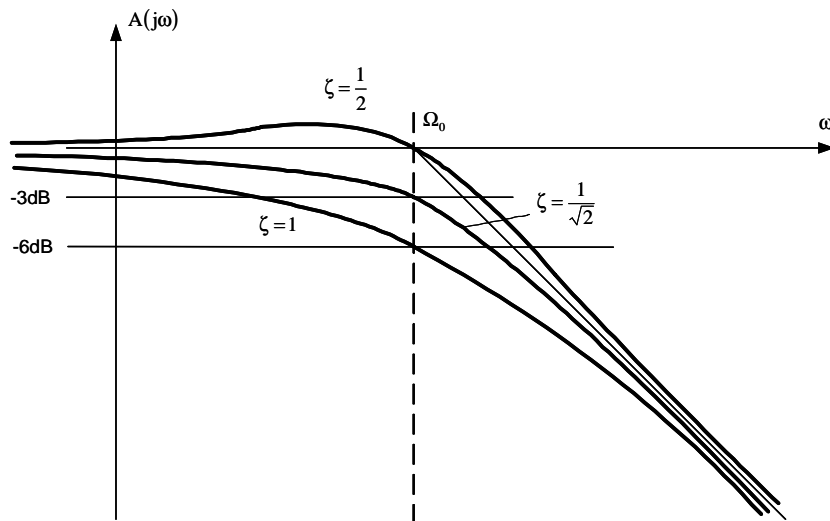
$$\Omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2(1 + (\beta A)_0)}, \quad \text{és} \quad \zeta = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} + \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{1 + (\beta A)_0}}$$

értékű.

A visszacsatolt rendszer tranziensválasza és frekvenciamenete a 10.26 és 10.27 ábrán látható a  $\zeta$  paraméter függvényében.



10.26 ábra. A másodfokú visszacsatolt rendszer válasza az egységugrás gerjesztésre a  $\zeta$  paraméter függvényében.



10.27 ábra. A másodfokú visszacsatolt rendszer frekvenciamenete a  $\zeta$  paraméter függvényében.

Mint ahogy azt korábban is elmondtuk, másodfokú rendszereknél az átvitel minőségét egyetlen paraméter, a  $\zeta$  értéke határozza meg. Ennek alapján a gyakorlatban fontos másodrendű rendszereket a következőképpen osztályozzuk:

- kritikus csillapítású a rendszer, ha  $\zeta = 1$ . Ilyenkor a rendszer válasza  $t \exp(-a_i t)$  alakú exponenciálisan csökkenő monoton függvény, és az erősítő amplitúdókarakterisztikája a frekvencia függvényében monoton csökken (az átvitelben nincs kiemelés),
- maximális lapos karakterisztikájú a rendszer, ha  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ . Ilyenkor a rendszer válaszai  $\exp(-a_i t) \exp(\pm j a_i t)$  alakú exponenciálisan csökkenő amplitúdójú periodikus függvények, az erősítő egységugrásra adott válaszában kb. 4.3%-os túllövés lép fel, és az erősítő amplitúdókarakterisztikája a frekvencia függvényében most is monoton csökken (az átvitelben



nincs kiemelés),

- 45<sup>0</sup>-os fázistartalékú a rendszer, ha  $\zeta = 1/2$ . Ilyenkor a rendszer válaszai  $\exp(a_i t) \exp(\pm j b_i t)$  alakú exponenciálisan csökkenő amplitúdójú periodikus függvények, az erősítő egységugrásra adott válaszában kb. 16.5%-os túllövés jelentkezik, és az erősítő amplitudókarakterisztikájában az  $\Omega_0$  frekvencia alatt kb. 1.26 dB kiemelés lép fel, az átvitel abszolút értéke az  $\Omega_0$  frekvencián pontosan egységnyi,

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a másodfokú rendszer biztosan stabil, de a hibatényező frekvenciamenete és egységugrásra adott válasza erősen függ a  $\zeta$  értékétől. A gyakorlatban a kisfrekvenciás hurokerősítés  $(\beta A)_0$  is általában nagy. Ilyenkor  $1/2 < \zeta < 1$  esetén  $\zeta$  a

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}} + \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{1 + (\beta A)_0}} \simeq \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}}}{\sqrt{(\beta A)_0}}, \quad (\beta A)_0 \gg 1, \quad \frac{\omega_2}{\omega_1} \gg 1$$

kifejezéssel közelíthető. Ebből világosan látszik, hogy megfelelő  $\zeta$  értékhez a visszacsatolt erősítő két pólusának távol kell lenni egymástól, amit úgy szoktunk mondani, hogy a visszacsatolt rendszernek általában van egy **domináns pólusa** ( $\omega_1$ ), és egy (vagy több) mellékpólusa (esetünkben  $\omega_2$ ), aminek a frekvenciája igen nagy.

## A műveleti erősítők frekvenciakompenzálása

A műveleti erősítők frekvenciakompenzálása során a műveleti erősítő hurokerősítésének a frekvenciamenétét úgy módosítjuk, hogy a visszacsatolt rendszer átvitele adott minőségi előírásokat teljesítsen. A feladatot az egyszerűsített Bode-stabilitásvizsgálat segítségével oldjuk meg, feltételezve, hogy a rendszer pólusai és zérusai elegendően távol vannak egymástól. A frekvenciakompenzálás során vagy az erősítő, vagy a visszacsatolási tényező, vagy a bemeneti leosztás frekvenciamenétét módosítjuk a fenti cél elérése érdekében.

A korábbi vizsgálatainkból tudjuk, hogy a visszacsatolt erősítő hurokerősítése egyszerű visszacsatolás esetén általánosan a

$$(\beta A)(p) = A(p) \beta_{id}(p) L(p) = A(p) \frac{Z_1(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} \frac{Z_{be}(p)}{Z_3(p) + Z_{be}(p) + (Z_1(p) \times Z_2(p))}$$

alakban írható fel, ahol

$$\beta_{id}(p) = \frac{Z_1(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)}$$

az ideális visszacsatolási tényező,

$$L(p) = \frac{Z_{be}(p)}{Z_3(p) + Z_{be}(p) + (Z_1(p) \times Z_2(p))}$$

a bemeneti leosztás és

- $A(p)$  az erősítő frekvenciafüggő átvitele,
- $Z_1(p)$  a generátorimpedancia,
- $Z_2(p)$  a visszacsatoló impedancia,
- $Z_{be}(p)$  az erősítő bemeneti impedanciája, és
- $Z_3(p)$  a pozitív bemenetre kapcsolt impedancia.

Ennek alapján a hurokerősítés frekvenciamenétét ezeknek a frekvenciafüggő elemeknek a megfelelő megválasztásával módosítjuk. Vizsgálataink során feltételezzük, hogy a műveleti erősítő bemeneti ellenállása,  $R_{be} \Rightarrow \infty$  és kimeneti ellenállása  $R_{ki} = 0$ , és a visszacsatolás tipikusan ohmos, azaz  $Z_1(p) = R_1$  és  $Z_2(p) = R_2$ , pontosabban csak a kompenzációs feladat megoldása érdekében lehet frekvenciafüggő.

Az alapproblémát az alábbi megfontolásokkal illusztrálhatjuk. Tisztán ohmos visszacsatolás esetén a visszacsatolt műveleti erősítő átvitelét a

$$A_v(p) = A_{vid} \frac{(\beta A)(p)}{1 + (\beta A)(p)} = A_{vid} \frac{A(p) \beta_{id}}{1 + A(p) \beta_{id}}, \quad R_{be} = \infty, \quad R_{ki} = 0$$

alakban írhatjuk fel, ahol

$$\beta_{id} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

és fázist nem fordító alapkapsolás esetén

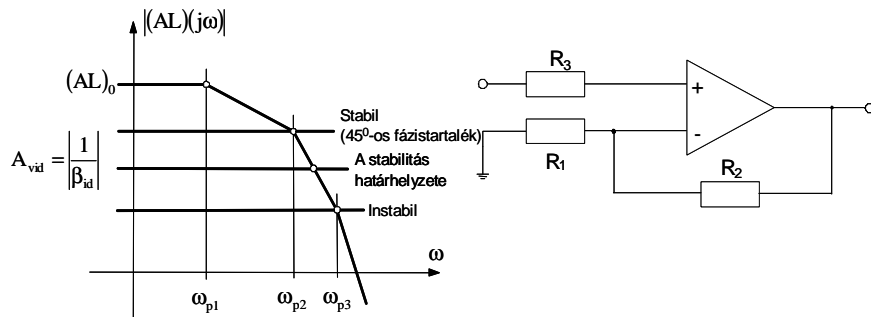
$$A_{vid} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta_{id}}.$$

Ebből az következik, hogy adott műveleti erősítő esetén, ha a visszacsatolt erősítő erősítésének az értékét is előre rögzítjük, akkor a

$$(\beta A)(p) = A(p)\beta_{id} = \frac{A(p)}{A_{vid}}$$

a hurokerősítés értéke is adott. Így a visszacsatolt rendszer stabilitása és az átvitel minősége is automatikusan kiadódik.

Ezt illusztráljuk a 10.28 ábrán, ahol egy három pólussal rendelkező erősítő Bode-diagramját adtuk meg, és feltüntettük a fázist nem fordító alapkapsolás erősítését is tisztán ohmos visszacsatolás esetén.



10.28 ábra. Egy három pólussal rendelkező erősítő Bode-diagramja különböző visszacsatolási tényezőkkel.

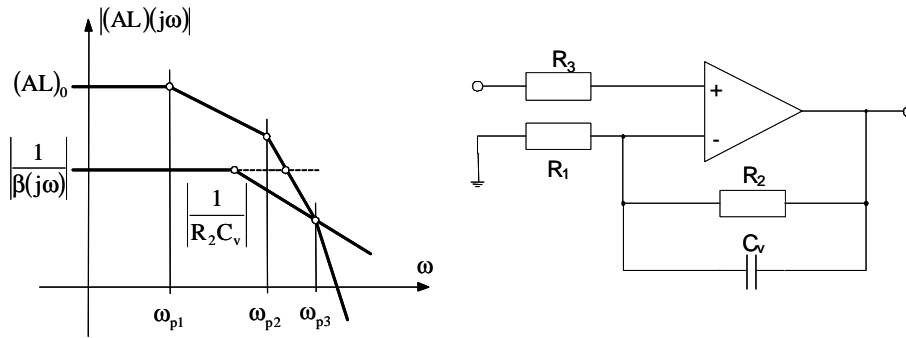
Az ábra legfontosabb tanulsága a következő. Ha az erősítő, illetve az  $A(p)L(p)$  Bode-diagramját az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenes az  $\omega_{p2}$  pólusnál metszi, akkor a rendszer biztosan stabil, és a  $\varphi_t$  fázistartalék értéke kb.  $45^\circ$ , mivel a két görbe meredekségkülönbsége kb.  $-30$  [dB/dekád]. Ha a metszéspont közelítőleg az  $\omega_{p2}$  és  $\omega_{p3}$  pólus mértani közepén (a Bode-diagramon a két pólus közötti felezőpontban) van, akkor a két görbe meredekségkülönbsége közelítőleg eléri a  $-40$  [dB/dekád] értéket, ami azt jelenti, hogy a  $\varphi_t$  fázistartalék értéke  $0^\circ$ -ra csökken, tehát a rendszer eljut a stbilitás határhelyzetébe. Ha a két görbe az  $\omega_{p3}$  pólus fölött metszi egymást, akkor a két görbe meredekségkülönbsége meghaladja a  $-40$  [dB/dekád] értéket, ami azt jelenti, hogy a rendszer ebben a helyzetben instabil. Fontos megjegyezni, hogy a rendszer fázistartalékát igen egyszerű megfontolásokkal lehet becsülni, ha az egyes pólusok és zérusok (szingularitások) távol vannak egymástól. Tudjuk ugyanis, hogy egy adott  $\omega_p$  frekvenciájú pólushoz tartozó fázistolás az  $\omega_p$  frekvencián éppen  $-45^\circ$ . Egy olyan frekvencián viszont, ami jóval nagyobb az  $\omega_p$  pólusfrekvenciánál, a pólushoz tartozó fázistolás  $-90^\circ$ -kal közelíthető. Ebből esetünkben az következik, hogy, ha az erősítő, illetve az  $A(p)L(p)$  Bode-diagramját az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenes az  $\omega_{p2}$  pólusnál metszi, akkor a  $|\beta A(j\omega)| = 1$  helyen a hurokerősítés fázistolása  $-135^\circ$ , mivel  $\omega_{p2} \gg \omega_{p1}$  esetén ezen a frekvencián az  $\omega_{p1}$  pólushoz tartozó fázistolás már eléri a  $-90^\circ$ -ot, ugyanakkor az  $\omega_{p2}$  pólushoz tartozó fázistolás éppen  $-45^\circ$  (ohmos visszacsatolás esetén a visszacsatolási tényezőnek nulla a fázistolása). Ha viszont a az  $A(p)L(p)$  Bode-diagramját az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenes az  $\omega_{p3}$  pólusnál metszi, akkor a  $|\beta A(j\omega)| = 1$  helyen a hurokerősítés fázistolása már eléri  $-225^\circ$ -ot, mivel  $\omega_{p3} \gg \omega_{p2} \gg \omega_{p1}$  esetén ezen a frekvencián az  $\omega_{p1}$  és az  $\omega_{p2}$  pólushoz tartozó fázistolás is  $-90^\circ$ , ugyanakkor az  $\omega_{p3}$  pólushoz tartozó fázistolás éppen  $-45^\circ$ .

Ahhoz, hogy az átvitel paramétereit befolyásolni tudjuk, szükség van a hurokerősítés frekvenciamenetének az adott cél érdekében történő módosítására. Ezzel foglalkozik a műveleti

erősítők frekvenciakompenzálásáról szóló fejezet. Példáinkban a visszacsatolt rendszereket  $45^0$ -os fázistartalékra méretezzük, de természetesen más minőségi előírás teljesítésére is mód van.

### A visszacsatolási tényező kompenzálása

A frekvenciakompenzálás ilyenkor azt jelenti, hogy visszacsatolási tényező frekvenciamenetét úgy alakítjuk, hogy a kapcsolás teljesítse a minőségi előírásokat. Ezt a feladatot általában úgy oldjuk meg, hogy a visszacsatolási tényező átviteli függvényébe egy kisebb frekvenciás zérust és egy nagyobb frekvenciás pólust helyezünk el oly módon, hogy egy  $C_v$  kondenzátort kapcsolunk az  $R_2$  visszacsatoló ellenállással párhuzamosan. A visszacsatolási tényező kompenzálására vonatkozó áramköri elrendezést a 10.29 ábrán tüntettük fel.



10.29 ábra. A visszacsatolási tényező frekvenciakompenzálása.

A visszacsatolási tényezőt most a

$$\beta(p) = \frac{R_1}{R_1 + \left(R_2 \times \frac{1}{pC_v}\right)} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{R_2}{1+pR_2C_v}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + pR_2C_v}{1 + p(R_1 \times R_2)C_v}$$

alakban írhatjuk fel, így

$$\frac{1}{\beta(j\omega)} = A_{vid} \frac{1 + j\omega(R_1 \times R_2)C_v}{1 + j\omega R_2 C_v}.$$

Az ábrából jól látszik, hogy a  $C_v$  kompenzáló kapacitás hatására egy

$$\omega_z^* = \frac{1}{R_2 C_v}, \quad \text{és} \quad \omega_p^* = \frac{1}{(R_1 \times R_2) C_v}$$

zérus és pólus jelenik meg a visszacsatolási tényező átviteli függvényében. feltételezve, hogy

$$\omega_p^* \gg \omega_z^*$$

(ezt az esetet mutattuk be a 10.29 ábrán), nyilvánvaló, hogy a  $C_v$  kompenzáló kapacitás nélkül a két karakterisztika metszési meredeksége megközelítené a  $-40$  [dB/dekád]-ot (lásd szaggatott vonal), ami a stabilitás határhelyzetéhez közel vinné az áramkört, és az átvitel minősége biztosan nem lenne megfelelő. Ezután a kompenzáló kondenzátort úgy méretezzük, hogy a két karakterisztika éppen az erősítő  $\omega_{p3}$  pólusfrekvenciájánál messe egymást, azaz

$$|(AL)(j\omega_{p3})| = \left| \frac{1}{\beta(j\omega_{p3})} \right|.$$

Ilyenkor a két karakterisztika metszési meredeksége

$$x \approx -30 \left[ \frac{\text{dB}}{\text{dekád}} \right],$$

amiből megállapíthatjuk, hogy itt a hurokerősítés fázistolása kb.  $-135^0$ , azaz a fázistartalék éppen  $45^0$ .

A kondenzátor értékét ekkor az

$$(AL)_0 \frac{\omega_{p1}}{\omega_{p2}} \left( \frac{\omega_{p2}}{\omega_{p3}} \right)^2 \approx \frac{1}{\beta_{id}} \frac{1}{R_2 C_v \omega_{p3}}$$

közeliítő összefüggéssel határozhatjuk meg, ahol figyelembe vettük, hogy a Bode-diagramon a

$-20$  [dB/dekád] fordított arányosságot, a  $-40$  [dB/dekád] pedig négyzetesen fordított arányosságot jelent.

Egyszerűbben gondolkozva a következőt is mondhatjuk. Tudjuk, hogy egy adott  $\omega_p$  frekvenciájú pólushoz tartozó fázistolás az  $\omega_p$  frekvencián éppen  $-45^\circ$ , és egy olyan frekvencián, ami jóval nagyobb az  $\omega_p$  pólusfrekvenciánál, a pólushoz tartozó fázistolás  $-90^\circ$ -kal közelíthető. Éppen ezért esetünkben a helyzet a következő (ha az erősítő három pólusa elegendően "távol" van egymástól,  $\omega_{p1} \ll \omega_{p2} \ll \omega_{p3}$ ), az  $\omega_{p3}$  frekvencián az erősítő fázistolása  $-90^\circ - 90^\circ - 45^\circ = -225^\circ$ -kal közelíthető, viszont a visszacsatolási tényező  $\omega_z^* = 1/R_2 C_v$  frekvenciájú zérusához  $90^\circ$  fázistolás tartozik, ami valóban azt jelenti, hogy a  $|(\beta A)(j\omega_{p3})| = 1$  helyen a hurokerősítés fázistolása kb.  $-135^\circ$ , azaz a fázistartalék éppen  $45^\circ$  értékű (feltéve, hogy  $\omega_z^* \ll \omega_p^*$ ).

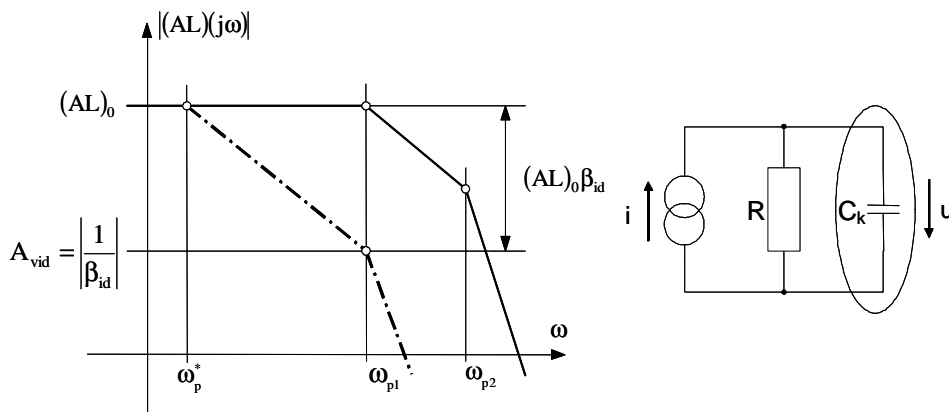
Fontos megjegyezni, hogy ez a kompenzációs módszer a fentiekben elemzett módon csak  $\omega_z^* \ll \omega_p^*$  esetben biztosít stabil megoldást, de igaz, hogy a módszerrel a fázistartalék értéke növelhető.

## Az erősítő kompenzálása

Az erősítő kompenzálása akkor lehetséges, ha módunk van arra, hogy az erősítő frekvenciamenetét külső elemek beépítésével megváltoztassuk. Ezek a külső elemek tipikusan kondenzátorok, amelyeket a műveleti erősítő valamely belső pontjára csatolva az erősítő frekvenciamenete módosítható.

### Pólus beépítés

Pólus beépítés esetén az erősítő átviteli függvényében egy új pólust hozunk létre, tipikusan oly módon, hogy egy olyan fokozatot terhelünk le egy külső kapacitással, amelynek az átvitele eddig nem függött a frekvenciától. A kapcsolás elvi megoldása és a rendszer Bode-diagramja a 10.30 ábrán látható.



10.30 ábra. A pólus beépítés Bode-diagramja és kapcsolási elrendezése.

A kapcsolási rajz egy egyszerű párhuzamos RC tagot ábrázol, amely az erősítő valamely fokozatának a kollektor (drain) oldali áramgenerátoros kimenetét terheli ( $R$  az eredeti kapcsolásban a fokozatot terhelő eredő ellenállás,  $C_k$  a külső kompenzáló kapacitás), és - a korábbi ismereteinknek megfelelően - egy

$$\omega_p^* = \frac{1}{RC_k}$$

frekvenciájú új pólust hoz létre az erősítő átvitelében. Ha az a célunk, hogy például  $45^\circ$ -os fázistartalékre méretezzük a rendszert, akkor az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenesnek a  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbét éppen a második pólus frekvenciáján kellene metszeni, ami az eredeti folytonos vonallal jelzett karakterisztika esetében nem valósulhat meg. Az új pólus beépítése után az  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbe alakja megváltozik, ahogy azt a szaggatott vonallal rajzolt görbe mutatja, és ha az új pólust

$$\omega_p^* \simeq \frac{\omega_{p1}}{(AL)_0 \beta_{id}}$$

értékűre választjuk, akkor a rendszer fázistartaléka éppen  $45^0$  lesz. Természetesen nagyobb fázistartalékat kapunk, ha

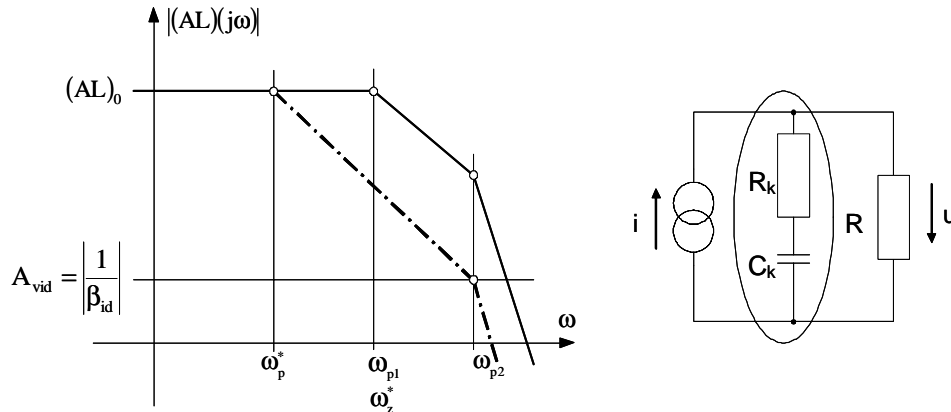
$$\omega_p^* \lesssim \frac{\omega_{p1}}{(AL)_0 \beta_{id}},$$

és kisebbet, ha

$$\omega_p^* \gtrsim \frac{\omega_{p1}}{(AL)_0 \beta_{id}}.$$

### Pólus semlegesítés

Pólus semlegesítés esetén az erősítő átviteli függvényében a legkisebb frekvenciájú pólus frekvenciáját egy vele azonos frekvenciájú zérus beépítésével semlegesítjük, és egyúttal beépítünk egy kisebb frekvenciás pólust az átvitelbe, tipikusan oly módon, hogy egy olyan fokozatot terhelünk le egy külső soros RC taggal, amelynek az átvitele eddig nem függött a frekvenciától. A kapcsolás elvi megoldása és a rendszer Bode-diagramja a 10.31 ábrán látható.



10.31 ábra. A pólus semlegesítés Bode-diagramja és kapcsolási elrendezése. Az így terhelt fokozat átviteli függvénye az

$$\frac{u}{i} = R \times \left( R_k + \frac{1}{pC_k} \right) = R \frac{1 + pR_kC_k}{1 + p(R + R_k)C_k}$$

transzfer admittanciával arányos (ahol  $R$  az eredeti kapcsolásban a fokozatot terhelő eredő ellenállás,  $C_k$  és  $R_k$  a külső kompenzáló kapacitás és ellenállás), azaz az átvitelben megjelenik egy

$$\omega_z^* = \frac{1}{R_k C_k}$$

frekvenciájú zérus és egy

$$\omega_p^* = \frac{1}{(R + R_k)C_k}$$

frekvenciájú pólus. A pólus semlegesítés elve alapján teljesülni kell annak, hogy

$$\omega_z^* = \omega_{p1},$$

ahol  $\omega_{p1}$  az eredeti átvitelben szereplő domináns pólus frekvenciája, az új  $\omega_p^* < \omega_z^*$  frekvenciájú pólust pedig úgy kell méretezni, hogy teljesüljenek a minőségi előírások.

Ha ismét az a célunk, hogy  $45^0$ -os fázistartalékra méretezzük a rendszert, akkor az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenesnek a  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbét éppen a második pólus frekvenciáján kellene metszeni, ami az eredeti folytonos vonallal jelzett karakterisztika esetében nem valósulhat meg. A pólus semlegesítés után az  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbe alakja megváltozik, ahogy azt a szaggatott vonallal rajzolt görbe mutatja, és ha az új  $\omega_p^*$  frekvenciájú pólust

$$\omega_p^* \simeq \frac{\omega_{p2}}{(AL)_0 \beta_{id}}$$

értékűre választjuk, akkor a rendszer fázistartaléka éppen  $45^0$  lesz. Természetesen nagyobb fázistartalékat kapunk, ha

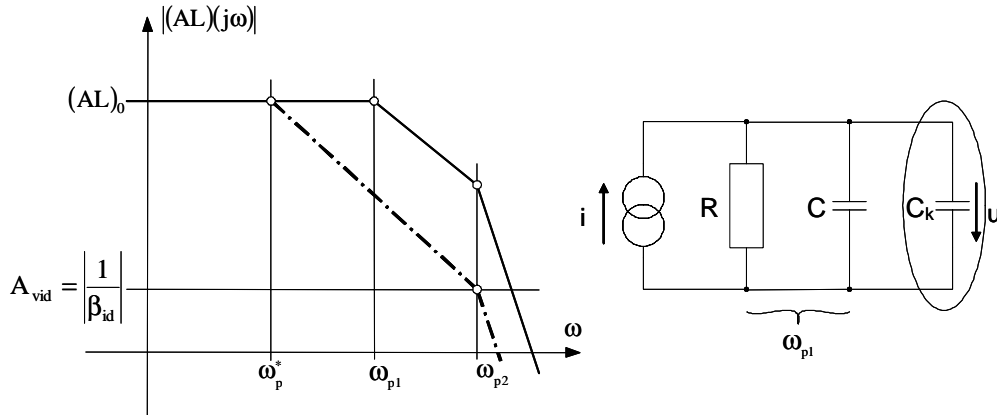
$$\omega_p^* \lesssim \frac{\omega_{p2}}{(AL)_0 \beta_{id}},$$

és kisebbet, ha

$$\omega_p^* \gtrsim \frac{\omega_{p2}}{(AL)_0 \beta_{id}}.$$

### Pólus áthelyezés

Pólus áthelyezés esetén az erősítő átviteli függvényében a legkisebb frekvenciájú, domináns pólus frekvenciáját csökkentjük le, tipikusan oly módon, hogy azt a fokozatot terheljük egy külső kapacitással, amelynek a kimentéhez éppen ez a domináns pólus kapcsolódik. A kapcsolat elvi megoldása és a rendszer Bode-diagramja a 10.32 ábrán látható.



10.32 ábra. A pólus áthelyezés Bode-diagramja és kapcsolási elrendezése.

Az eredeti kapcsolatban a domináns pólust az adott fokozatot terhelő RC tag törésponti frekvenciája határozta meg ( $R$  és  $C$  az eredeti kapcsolatban a fokozatot terhelő eredő ellenállás és kapacitás,  $C_k$  a külső kompenzáló kapacitás), azaz

$$\omega_{p1} = \frac{1}{RC}.$$

A  $C_k$  kompenzáló kapacitás beépítése után az új pólus frekvenciája

$$\omega_p^* = \frac{1}{R(C + C_k)}$$

értékű lesz.

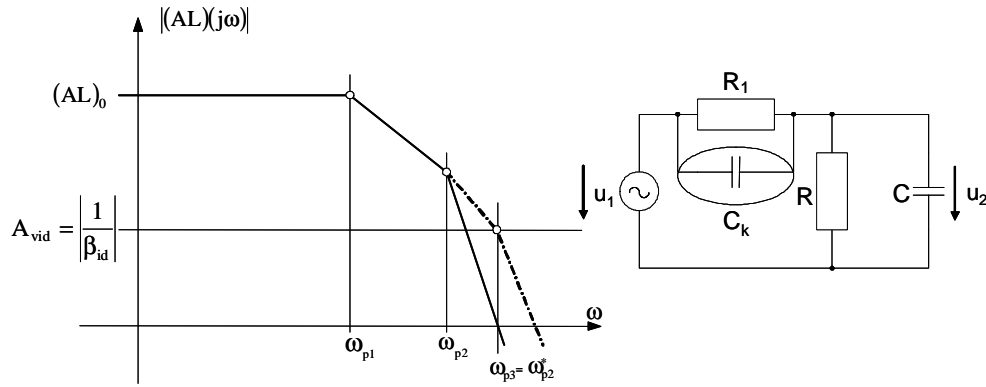
Ha az a célunk, hogy például  $45^\circ$ -os fázistartalékra méretezzük a rendszert, akkor az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenesnek a  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbét éppen a második pólus frekvenciáján kell metszeni. A pólus áthelyezés után az  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbe alakja megváltozik, ahogy azt a szaggatott vonallal rajzolt görbe mutatja, és ha az új  $\omega_p^*$  frekvenciájú pólust

$$\omega_p^* \simeq \frac{\omega_{p2}}{(AL)_0 \beta_{id}}$$

értékűre választjuk, akkor a rendszer fázistartaléka éppen  $45^\circ$  lesz.

### Pólus kiiktatás (lead kompenzálás)

Pólus kiiktatás esetén az erősítő átviteli függvényében a második legkisebb frekvenciájú pólust a kapcsolat átviteli függvényéből kiiktatjuk. Ezt csak olyan kapcsolásokban lehet megvalósítani, ahol a második legkisebb frekvenciájú pólust egy  $R$  és  $C$  elemekből álló speciális aluláteresztő áramkör hozza létre, amint az a 10.33 ábrán látható. A kompenzálás során az eredeti kapcsolat átvitelét úgy módosítjuk, hogy a soros  $R_1$  ellenállással párhuzamosan kapcsolunk egy  $C_k$  kompenzáló kondenzátort. A kapcsolat elvi megoldása és a rendszer Bode-diagramja a 10.33 ábrán látható.



10.33 ábra. A pólus kiiktatás Bode-diagramja és kapcsolási elrendezése. A kompenzálás nélküli eredeti részáramkör átviteli függvénye az

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{R \times \frac{1}{pC}}{R_1 + R \times \frac{1}{pC}} = \frac{R}{R + R_1} \frac{1}{1 + p(R \times R_1)C}$$

alakban adható meg ( $R_1$ ,  $R$  és  $C$  az eredeti kapcsolásban szereplő elemek,  $C_k$  a külső kompenzáló kapacitás), tehát a fokozathoz kapcsolódó pólus frekvenciája

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R \times R_1)C}$$

értékű. Kompenzálás után az átviteli függvény az

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{R \times \frac{1}{pC}}{R_1 \times \frac{1}{pC_k} + R \times \frac{1}{pC}} = \frac{R}{R + R_1} \frac{1 + pR_1C_k}{1 + p(R \times R_1)(C + C_k)}$$

alakban írható fel, és ha

$$R_1C_k = (R \times R_1)(C + C_k),$$

amiből

$$R_1C_k = RC,$$

akkor az átvitel frekvencia függetlenné válik, vagyis az  $\omega_{p2}$  frekvenciájú pólus eltűnik az átviteli függvényből. Ebben az esetben az eredeti átviteli függvény harmadik legkisebb frekvenciájú pólusa veszi át az  $\omega_{p2}$  frekvenciájú pólus szerepét, ezért a kompenzálás után

$$\omega_{p2}^* = \omega_{p3}.$$

Ha az a célunk, hogy például  $45^\circ$ -os fázistartalékra méretezzük a rendszert, akkor az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenesnek a  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbét éppen a második pólus frekvenciáján kell metszeni. A pólus kiiktatása után az  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbe alakja megváltozik, ahogy azt a szaggatott vonallal rajzolt görbe mutatja, és ha az új  $\omega_{p2}^* = \omega_{p3}$  frekvenciájú pólust figyelembe véve teljesül az

$$\omega_{p1} \simeq \frac{\omega_{p3}}{(AL)_0\beta_{id}}$$

egyenlőség, akkor a rendszer fázistartaléka éppen  $45^\circ$  lesz. A leírtakból nyilvánvaló, hogy ezt az eljárást csak igen ritkán lehet alkalmazni, hiszen tranzistoros kapcsolásainkban a 10.33 ábrán bemutatott áramköri elrendezés csak elvétve fordul elő. Fontos azt is hangsúlyozni, hogy az eredeti áramkör  $\omega_{p1}$  és  $\omega_{p3}$  frekvenciájú pólusa adott értékű, ezért a kompenzálás alkalmazásával csak azt tudjuk elérni, hogy a visszacsatolt fázist nem fordító erősítő ideális erősítését legfeljebb az

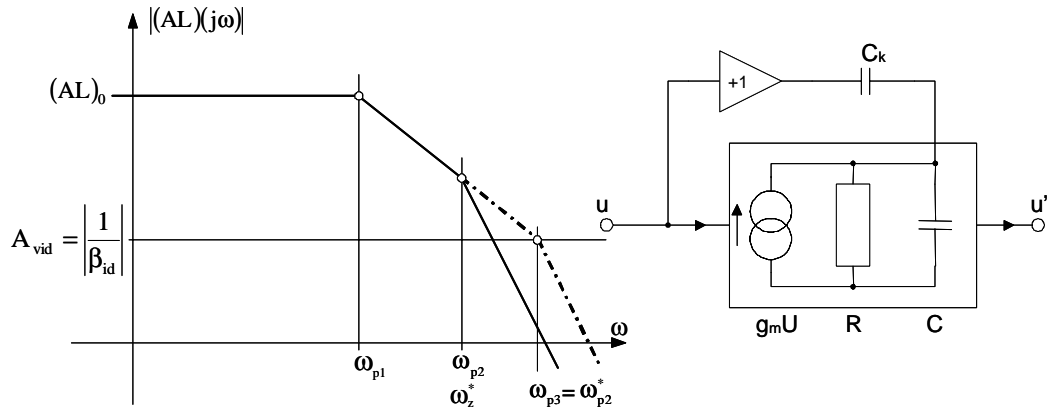
$$A_{vid} = \frac{1}{\beta_{id}} \geq (AL)_0 \frac{\omega_{p1}}{\omega_{p3}}$$

értékig tudjuk csökkenteni legalább  $45^\circ$ -os fázistartalék előírása esetén. Ha az  $A_{vid}$  értékét ez alá az érték alá csökkentjük, akkor a fázistartalék kisebb lesz  $45^\circ$ -nál.

### Előreccatolós kompenzálás (feed-forward kompenzálás)

Előreccatolós kompenzálás esetén az erősítő nagy erősítésű bemeneti fokozatát (fokozatait)

egy speciális kis erősítésű áramkörrel áthidaljuk, és az erősítő negatív bemenetéről egy kis kimeneti ellenállású elválasztó fokozaton keresztül kapacitív csatolással jelet juttatunk az erősítő azon pontjára, ahol a domináns pólushoz tartozó párhuzamos RC tag található. A kapcsolás elvi megoldása és a rendszer Bode-diagramja a 10.34 ábrán látható.



10.34 ábra. Az előrecsatolásos kompenzálás Bode-diagramja és kapcsolási elrendezése. Az eredeti, kompenzálás nélküli áramkörben az átvitel domináns pólusát az

$$\omega_{p1} = \frac{1}{RC}$$

érték határozza meg, és az ábrán látható kapcsolás átviteli függvénye ilyenkor az

$$\frac{u'}{u} = g_m R \frac{1}{1 + pRC}$$

alakban adható meg.

A kompenzálás során az ábrán látható egyszeres erősítésű ideális elválasztó fokozat kimenetéről a  $C_k$  kompenzáló kapacitáson keresztül azonos fázisban jelet juttatunk a domináns pólusú fokozat kimenetére. Az kapcsolás átviteli függvénye ekkor az

$$\frac{u'}{u} = g_m R \frac{1 + p \frac{C_k}{g_m}}{1 + pR(C + C_k)}$$

alakúra módosul, azaz az erősítő átvitelében megjelenik egy

$$\omega_z^* = \frac{g_m}{C_k}$$

frekvenciájú zérus és egy

$$\omega_p' = \frac{1}{R(C + C_k)} \simeq \frac{1}{RC} = \omega_{p1}$$

frekvenciájú pólus. Ha teljesül az

$$\omega_z^* = \omega_{p2},$$

akkor a kompenzálással beépített zérus az  $\omega_{p2}$  frekvenciájú pólust semlegesíti, és a kapcsolatban az  $\omega_{p2}$  frekvenciájú pólus szerepét az erősítő eredeti  $\omega_{p3}$  frekvenciájú pólusa veszi át, azaz

$$\omega_{p2}^* = \omega_{p3}.$$

Ha az a célunk, hogy például  $45^\circ$ -os fázistartalékra méretezzük a rendszert, akkor az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenesnek a  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbét éppen a második pólus frekvenciáján kell metszeni. Az előrecsatolásos kompenzálás után az  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbe alakja megváltozik, ahogy az a szaggatott vonallal rajzolt görbe mutatja, és ha az új  $\omega_{p2}^* = \omega_{p3}$  frekvenciájú pólust figyelembe véve teljesül az

$$\omega_{p1} \simeq \frac{\omega_{p3}}{(AL)_0 \beta_{id}}$$

egyenlőség, akkor a rendszer fázistartaléka éppen  $45^\circ$  lesz. Fontos azt is hangsúlyozni, hogy az eredeti áramkör  $\omega_{p1}$  és  $\omega_{p3}$  frekvenciájú pólusa adott értékű, ezért a kompenzálás alkalmazásával



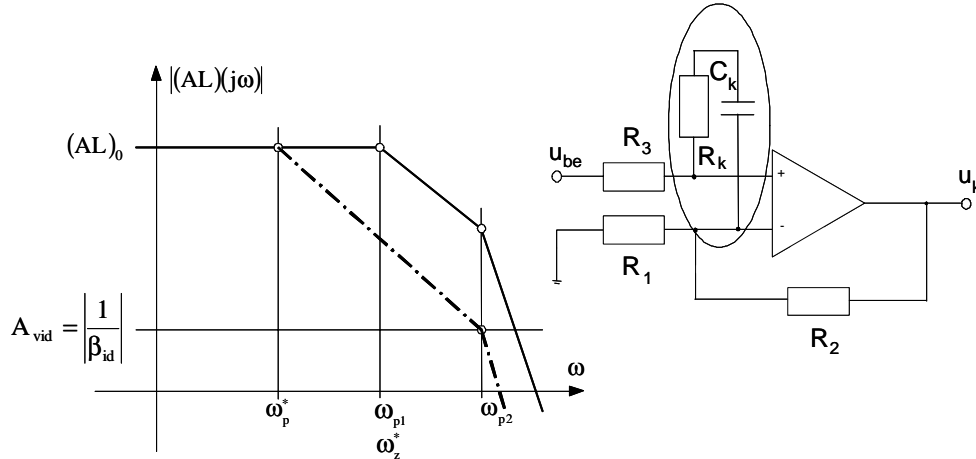
csak azt tudjuk elérni, hogy a visszacsatolt fázist nem fordító erősítő ideális erősítését legfeljebb az

$$A_{vid} = \frac{1}{\beta_{id}} \geq (AL)_0 \frac{\omega_{p1}}{\omega_{p3}}$$

értékig tudjuk csökkenteni legalább  $45^0$ -os fázistartalék előírása esetén. Ha az  $A_{vid}$  értékét ez alá csökkentjük, akkor a fázistartalék csökkenni fog.

### Bemeneti kompenzálás (a bemeneti leosztás kompenzálása)

Ennél a kompenzálásnál a hurokerősítésben szereplő  $L(p)$  bemeneti leosztás átviteli függvényét alakítjuk úgy, hogy a visszacsatolt rendszer teljesítse a minőségi előírásokat. A megoldás során a műveleti erősítő két bemeneti pontja közé egy soros RC tagot kapcsolunk a 10.35 ábrának megfelelően.



10.35 ábra. A bemeneti kompenzálás Bode-diagramja és kapcsolási elrendezése. A bemeneti leosztás az eredeti áramkörben az

$$L = \frac{R_{be}}{R_3 + R_{be} + (R_1 \times R_2)} = 1, \quad \text{mivel } R_{be} \Rightarrow \infty$$

kifejezés szerint egységnyi, mivel feltételeztük, hogy a műveleti erősítő bemeneti ellenállása igen nagy értékű.

A kompenzálás után

$$L(p) = \frac{R_k + \frac{1}{pC_k}}{R_3 + R_k + \frac{1}{pC_k} + (R_1 \times R_2)} = \frac{1 + pR_kC_k}{1 + p[R_3 + R_k + (R_1 \times R_2)]C_k},$$

ami azt jelenti, hogy az erősítő hurokerősítésében megjelenik egy

$$\omega_z^* = \frac{1}{R_kC_k}$$

frekvenciájú zérus és egy

$$\omega_p^* = \frac{1}{[R_3 + R_k + (R_1 \times R_2)]C_k}$$

frekvenciájú pólus. Ha teljesül az

$$\omega_z^* = \omega_{p1}$$

egyenlőség, akkor a kompenzációval beépített zérus az  $\omega_{p1}$  frekvenciájú pólust semlegesíti, és a kapcsolásban az  $\omega_{p1}$  frekvenciájú pólus szerepét az új  $\omega_p^*$  frekvenciájú pólus veszi át. Az új  $\omega_p^* < \omega_z^*$  frekvenciájú pólust úgy kell méretezni, hogy teljesüljenek a minőségi előírások.

Ha ismét az a célunk, hogy  $45^0$ -os fázistartalékra méretezzük a rendszert, akkor az  $A_{vid} = 1/\beta_{id}$  egyenesnek a  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbét éppen a második pólus frekvenciáján kell metszeni. A domináns pólus semlegesítése után az  $|A(j\omega)L(j\omega)|$  görbe alakja megváltozik, ahogy azt a szaggatott vonallal rajzolt görbe mutatja, és ha az új  $\omega_p^*$  frekvenciájú pólust

$$\omega_p^* \simeq \frac{\omega_{p2}}{(AL)_0 \beta_{id}}$$

értékűre választjuk, akkor a rendszer fázistartaléka éppen  $45^\circ$  lesz.

## A visszacsatolt erősítők kivezérelhetősége (dinamikus vizsgálat)

Az elektronikus áramkörök egyik fontos jellemzője a kivezérelhetőség, ami az áramkör kimenetén megjelenő maximális jel (feszültség vagy áram) értékét jelenti. Eddig ezt a paramétert statikusan vizsgáltuk, azaz a kivezérelhetőség frekvenciafüggésével nem foglalkoztunk.

A visszacsatolt áramkörök esetében a kivezérelhetőség frekvenciafüggésének a vizsgálata azért aktuális, mert korábban láttuk, hogy a visszacsatolás a rendszerek dinamikus (frekvenciafüggő) tulajdonságait alapvetően befolyásolja. Például láttuk azt, hogy az egy  $\omega_0$  frekvenciájú pólussal rendelkező visszacsatolt erősítő pólusának a frekvenciája a visszacsatolás hatására  $\omega_0(1 + A_0\beta)$  értékűre nő. Ebből két dolog következik:

- megnő a lineáris rendszer kisjelű sávszélessége,  $\omega_0$ -ról  $\omega_0(1 + A_0\beta)$ -ra,
- felgyorsul a lineáris áramkör egységugrás gerjesztésre adott tranziens válasza, ami fázisfordító alapkapcsolásnál, egy pólus esetén az

$$u_{ki}(t) = -U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{A_0\beta}{1 + A_0\beta} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right)$$

egyenlet szerint a rendszer

$$\tau = \frac{1}{\omega_0(1 + A_0\beta)} = \frac{RC}{(1 + A_0\beta)}, \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

időállandójától függ ( $U_{be0}$  a bemeneti egységugrás amplitúdója).

Logikusan vetődik fel a kérdés, hogy vajon hogyan alakul az visszacsatolt erősítő időbeli válasza nagyjelű gerjesztés esetén, és hogyan függ a rendszerből kivehető feszültség szintje a frekvencia függvényében? A fejezet célja megadni a választ ezekre a kérdésekre.

### Maximális kimeneti jelváltozási sebesség (slewing rate)

A maximális kimeneti jelváltozási sebesség az a  $[V/s]$ -ban mért mennyiség, amely megmondja, hogy egy erősítő kimenetén a feszültség maximálisan mekkora sebességgel változhat.

Tudjuk, hogy lineáris rendszerekben a kimeneti jelváltozási sebesség bármekkora értéket felvehet, hiszen a kimeneti jel arányos a bemeneti jellel, és a bemeneti jel amplitúdóját korlátlanul növelhetjük. Az egy pólussal rendelkező visszacsatolt műveleti erősítő lineáris válaszából látható, hogy a kimeneti jel idő szerinti deriváltjának abszolút értéke az

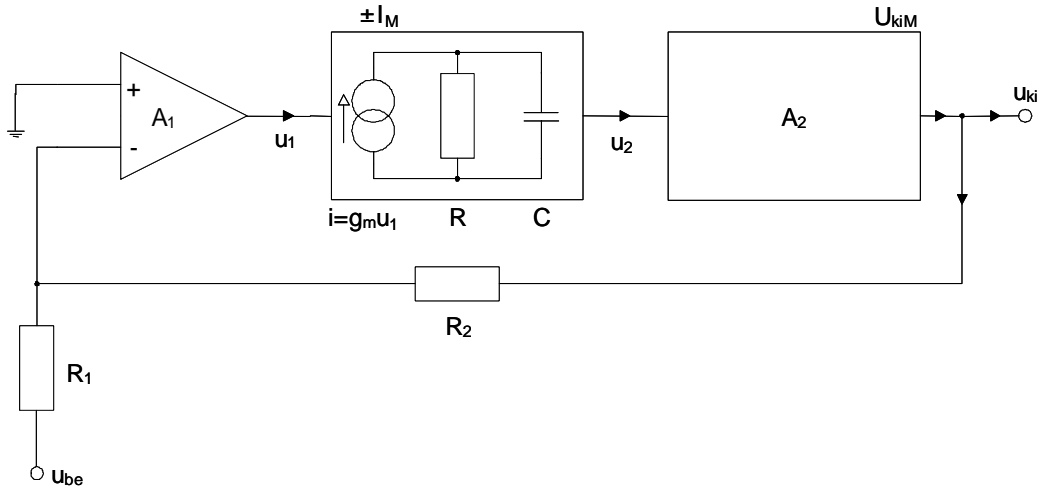
$$\left| \frac{du_{ki}(t)}{dt} \right| = U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{A_0\beta}{1 + A_0\beta} \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$$

kifejezéssel adható meg, és ennek a maximuma

$$\left| \frac{du_{ki}(t)}{dt} \right|_{\max} = U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{A_0\beta}{1 + A_0\beta} \frac{1}{\tau} = U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{A_0\beta}{RC}$$

Lineáris esetben tehát a maximális jelváltozási sebesség arányos a bemeneti gerjesztés nagyságával és fordítottan arányos a  $\tau$  időállandóval. Ebből tévesen azt a következtetést is levonhatnánk, hogy a visszacsatolás növelésével a kimeneti jelváltozási sebesség nő.

A valóságban azonban a visszacsatolt áramkörökben fellépnek olyan dinamikus nemlineáris hatások, melyek a maximális jelváltozási sebességet jelentősen korlátozzák. A visszacsatolt műveleti erősítő tipikus nemlineáris dinamikus modellje a 10.36 ábrán látható.



10.36 ábra. A visszacsatolt műveleti erősítő tipikus nemlineáris dinamikus modellje. A modell a következőkkel jellemezhető:

- Az erősítő bemenetén egy  $A_1$  erősítésű differenciálerősítő található, szimmetrikus bemenettel és aszimmetrikus kimenettel,
- A differenciálerősítő kimeneti  $u_1$  feszültsége a második  $g_m$  meredekségű fokozatot vezérli. A fokozat vezérelt áramgenerátora az erősítő domináns pólusát meghatározó párhuzamos RC tagot hajtja meg, így a fokozat kisjelű átvitele a lineáris tartományban az

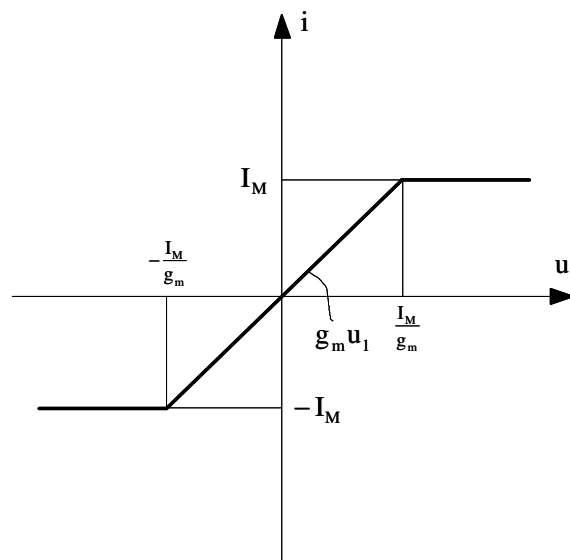
$$\frac{u_2}{u_1} = g_m R \frac{1}{1 + pRC}$$

kifejezés segítségével határozható meg. Ezért az erősítőnek egyetlen

$$\omega_{p1} = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

frekvenciájú pólusa van.

- Az áramkör domináns nemlinearitását az jelenti, hogy a második fokozat vezérelt áramgenerátorának a kimeneti árama a  $\pm I_M$  értékkel korlátozott (lásd a 10.37 ábrát),



10.37 ábra. A második fokozat vezérelt áramgenerátorának a kimeneti árama a vezérlő feszültség függvényében.

- A második fokozat  $u_2$  kimeneti feszültsége egy  $A_2$  erősítésű végfokozatot vezérel. A végfokozat kimenetén a maximális kivehető feszültség (az áramkör statikus kivezérelhetősége)  $\pm U_{kiM}$ ,

- A kapcsolás kisfrekvenciás hurokerősítése a

$$(\beta A)_0 = A_1 g_m R A_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

kifejezéssel adható meg.

Vizsgáljuk meg ezután a fázisfordító alkapcsolás dinamikus válaszát az egységugrás függvényre. Tételezzük fel, hogy a rendszer a  $-0$  időpontban energiamentes, vagyis  $u_{ki}(t = -0) = 0$ . Az egységugrást követően az áramkör negatív bemenetére egy

$$U_{be0} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

nagyságú jel érkezik, amit bemeneti fokozat

$$-A_1 U_{be0} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

értékűre erősít. Ha ez az érték eléri a vezérelt generátor

$$-\frac{I_M}{g_m}$$

küszöbfeszültségét, vagyis

$$-A_1 U_{be0} \frac{R_2}{R_1 + R_2} < -\frac{I_M}{g_m}$$

akkor a második fokozat vezérelt áramgenerátora telítésbe kerül, és a párhuzamos RC tagot  $-I_M$  árammal hajtja meg.

Az erősítő kimenetén lévő jel ekkor az

$$u_{ki}(t) = -A_2 I_M R \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right)$$

időfüggvénnyel írható le. A kimeneti jel tehát a telítést követően függetlenné válik a bejövő jel nagyságától, és a kimeneti időfüggvény alakját csak az erősítő belső paraméterei határozzák meg. A függvény idő szerinti deriváltjának az abszolút értéke a

$$\left| \frac{du_{ki}(t)}{dt} \right| = A_2 I_M R \frac{1}{RC} \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

formában adható meg, aminek a maximális értéke

$$\left| \frac{du_{ki}(t)}{dt} \right|_{\max} = A_2 I_M R \frac{1}{RC} = \frac{A_2 I_M}{C} = SWR$$

az erősítő maximális jelváltozási sebessége.

Összehasonlítva a lineáris és nemlineáris rendszer válaszát, a következőt állapíthatjuk meg: a két jelváltozási sebesség hányadosa

$$\frac{U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{A_0 \beta}{RC}}{SWR} = \frac{U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{A_0 \beta}{RC}}{A_2 I_M R \frac{1}{RC}} = \frac{U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{A_1 g_m R A_2}{RC}}{A_2 I_M R \frac{1}{RC}} = \frac{U_{be0} \frac{R_2}{R_1 + R_2} A_1 g_m}{I_M} = \frac{U_{be0} \frac{R_2}{R_1 + R_2} A_1}{\frac{I_M}{g_m}}$$

vagyis a lineáris rendszer maximális kimeneti jelváltozási sebessége annyszor nagyobb a nemlineáris rendszerénél, ahányszorosán az  $u_1$  feszültség értéke meghaladja a második fokozat  $I_M/g_m$  telítési küszöbfeszültségét.

A nemlineáris rendszerben a lassú tranziensek után a kimeneti feszültség negatív irányban változik, és amikor eléri azt az értéket, amelynél a második fokozat telítése megszűnik, akkor a rendszer visszatér a lineáris tartományba, és a kimeneti feszültség beáll a statikus

$$u_{ki}(t)|_{t \rightarrow \infty} = -U_{be0} \frac{R_2}{R_1} \frac{A_0 \beta}{1 + A_0 \beta}$$

értékre.

## A kivehető maximális szinuszos jel

A visszacsatolt erősítő belső nemlinearitása a kimeneten megjelenő maximális szinuszos feszültség értékét is korlátozza. Tekintsük ismét a 10.36 ábrán megadott modellt, és vizsgáljuk

meg azt, hogy az erősítő kimenetén mekkora maximális amplitúdójú szinuszos jel jelenhet meg.

Ha egy áramkör lineáris tartományban működik, akkor szinuszos gerjesztésre a rendszer minden pontján szinuszos jel jelenik meg. Ez azt jelenti, hogy a második fokozat vezérelt áramgenerátora maximálisan  $I_M$  amplitúdójú szinuszos árammal képes a fokozatot terhelő RC tagot vezérelni. Ilyen vezérlés hatására az erősítő kimenetén megjelenő jel amplitúdóját az

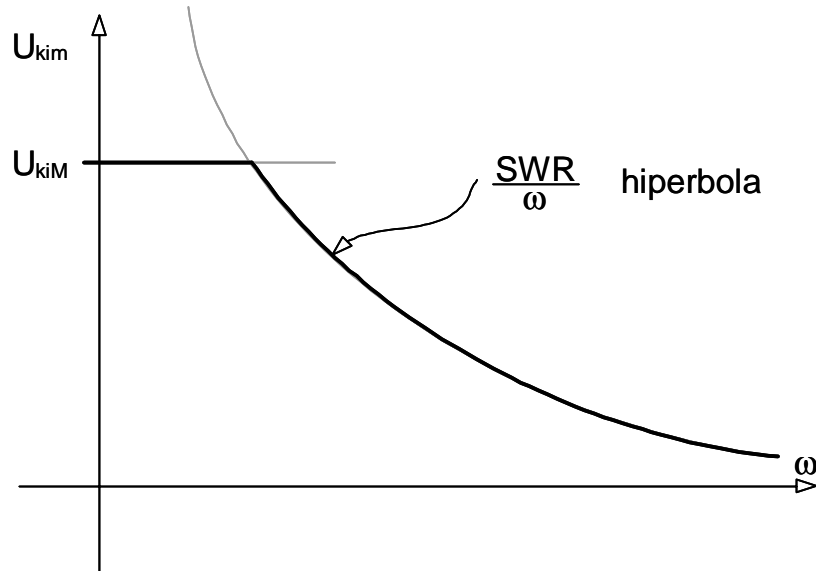
$$|U_{kim}| = I_M A_2 \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}, \quad \text{ha } |U_{kim}| < U_{kiM},$$

kifejezés adja meg, ahol  $U_{kiM}$  az erősítő statikus kivezérelhetősége.

Elegendően nagy frekvenciákon (ha  $\omega RC \gg 1$ ) a fenti kifejezés az

$$|U_{kim}| = I_M A_2 \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \simeq I_M A_2 \frac{R}{\omega RC} = \frac{I_M A_2}{C} \frac{1}{\omega} = \frac{SWR}{\omega}$$

értékkel közelíthető, azaz az erősítő kimenetén kivehető maximális szinuszos feszültség amplitúdója arányos a fokozat maximális jelváltozási sebességével, és fordítottan arányos a frekvenciával. Az erősítő kimenetén megjelenő szinuszos jel maximális amplitúdójának frekvenciafüggését a 10.38 ábrán illusztráljuk.



10.38 ábra. A visszacsatolt műveleti erősítő kimenetén megjelenő szinuszos jel maximális amplitúdójának frekvenciafüggése.

## Komparátorok

A komparátorok feladata egy referenciaszint és a bemenő jel összehasonlítása, és a két jel különbségének az előjelétől függő, tipikusan logikai jel előállítás. A komparátorokat ennek alapján tipikusan feszültség szintek összehasonlítására, logikai szintek felismerésére (vonali vevő) használják, de a komparátorok az analóg-digitál és digitál-analóg átalakítók alapelemei is. Emellett természetesen más területeken is alkalmazhatók (relaxációs oszcillátorok, multivibrátorok, stb.).

## Az ideális komparátor és az alapkapcsolások

### Az ideális komparátor fogalma

A komparátorok felépítése erősen hasonlít a műveleti erősítőkére, de vannak közöttük különbségek is.

A komparátorok és a műveleti erősítők az alábbiakban hasonlítanak egymásra:

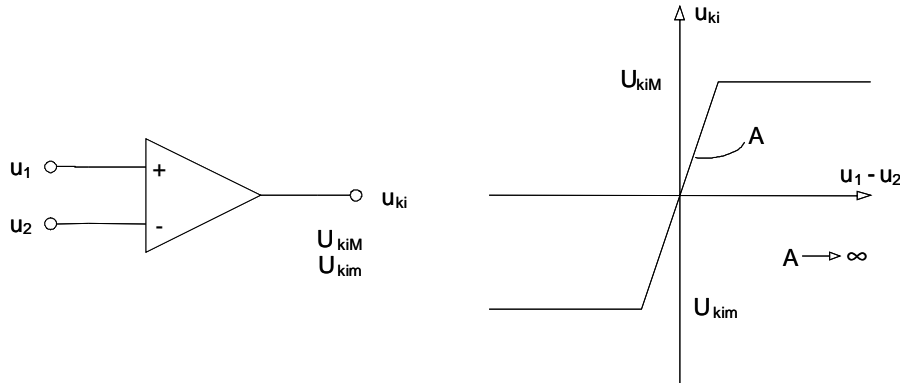
- Szimmetrikus bemenet,
- Nagy bemeneti impedancia ( $R_{be}$ ),

- Nagy differenciális erősítés ( $A$ ),
- Nagy közös módusú elnyomás (KME),
- Kis offset feszültség ( $U_{off}$ ) és offset áram ( $I_{off}$ ), kis bemeneti áram ( $I_B$ ).

A komparátorok és a műveleti erősítők különbségei az alábbiak:

- Nagy sávszélesség (az átvitelben nincs domináns pólus, mert a komparátorokat nem használjuk negatív visszacsatolt áramkörként),
- A kimenet gyakran illeszkedik a logikai áramkörök szintjeihez,
- Gyors kapcsolási sebesség,
- A komparátorok statikusan általában nemlineáris tartományban működnek.

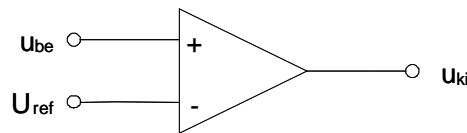
Az ideális komparátor kapcsolási rajza és karakterisztikája a 11.1 ábrán látható.



11.1 ábra. Az ideális komparátor kapcsolási rajza és karakterisztikája.

Az ábrán  $u_1$  és  $u_2$  a komparátor bemeneti feszültségei,  $A$  a komparátor erősítése,  $U_{kiM}$  és  $U_{kim}$  rendre a komparátor maximális és minimális kimeneti feszültsége.

Az ideális komparátor elemi, visszacsatolás mentes alkapcsolását a 11.2 ábrán adtuk meg, ahol  $u_{be}$  a bemeneti és  $U_{ref}$  a referencia feszültség.



11.2 ábra. A komparátor elemi visszacsatolás mentes alkapcsolása.

Az alkapcsolás működését az

$$u_{ki} = \begin{cases} U_{kiM} & \text{ha } A(u_{be} - U_{ref}) > U_{kiM} \\ A(u_{be} - U_{ref}) & \text{ha } U_{kim} < A(u_{be} - U_{ref}) < U_{kiM} \\ U_{kim} & \text{ha } A(u_{be} - U_{ref}) < U_{kim} \end{cases}$$

egyenlet írja le, ami  $A \Rightarrow \infty$  esetén az

$$u_{ki} = \begin{cases} U_{kiM} & \text{ha } u_{be} > U_{ref} \\ 0 & \text{ha } u_{be} = U_{ref} \\ U_{kim} & \text{ha } u_{be} < U_{ref} \end{cases}$$

formában adható meg. Ebből jól látszik, hogy az ideális komparátor a bemeneti és a referencia feszültség különbségét érzékeli, és annak előjelétől függően vagy az  $U_{kiM}$ , vagy az  $U_{kim}$  feszültséget állítja elő a kimeneten.

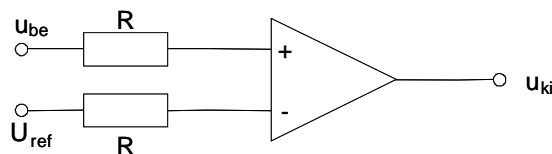
### Az ideális komparátor alkapcsolásai

Az ideális komparátorral négy alkapcsolási elrendezést alakíthatunk ki attól függően, hogy a fokozat fázist fordít vagy nem fordít fázist, illetve, hogy a bemeneti feszültség és a referencia

feszültség melyik bemenetre kapcsolódik.

### Fázist nem fordító szintkomparátor

A fázist nem fordító szintkomparátor kapcsolási rajza a 11.3 ábrán látható.



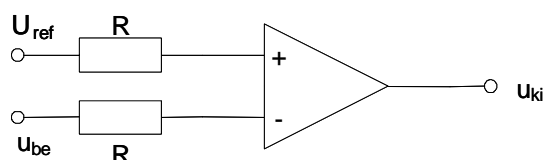
11.3 ábra. A fázist nem fordító szintkomparátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás működését az alábbi egyenlet írja le:

$$u_{ki} = \begin{cases} U_{kiM} & \text{ha } u_{be} > U_{ref} \\ 0 & \text{ha } u_{be} = U_{ref} \\ U_{kim} & \text{ha } u_{be} < U_{ref} \end{cases} .$$

### Fázisfordító szintkomparátor

A fázisfordító szintkomparátor kapcsolási rajza a 11.4 ábrán látható.



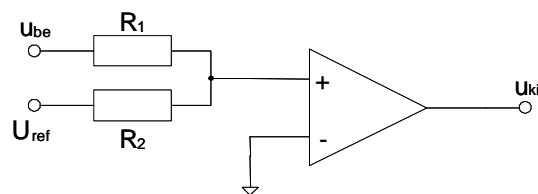
11.4 ábra. A fázisfordító szintkomparátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás működését az alábbi egyenlet írja le:

$$u_{ki} = \begin{cases} U_{kiM} & \text{ha } u_{be} < U_{ref} \\ 0 & \text{ha } u_{be} = U_{ref} \\ U_{kim} & \text{ha } u_{be} > U_{ref} \end{cases} .$$

### Fázist nem fordító különbségképző komparátor

A fázist nem fordító különbségképző komparátor kapcsolási rajza a 11.5 ábrán látható.



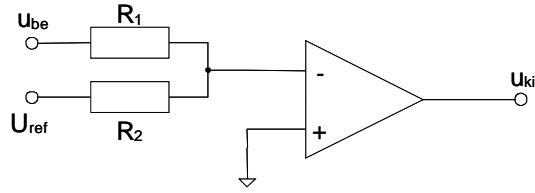
11.5 ábra. A fázist nem fordító különbségképző komparátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás működését az alábbi egyenlet írja le:

$$u_{ki} = \begin{cases} U_{kiM} & \text{ha } u_{be} > -U_{ref} \frac{R_1}{R_2} \\ 0 & \text{ha } u_{be} = -U_{ref} \frac{R_1}{R_2} \\ U_{kim} & \text{ha } u_{be} < -U_{ref} \frac{R_1}{R_2} \end{cases} .$$

### Fázisfordító különbségképző komparátor

A fázisfordító különbségképző komparátor kapcsolási rajza a 11.6 ábrán látható.



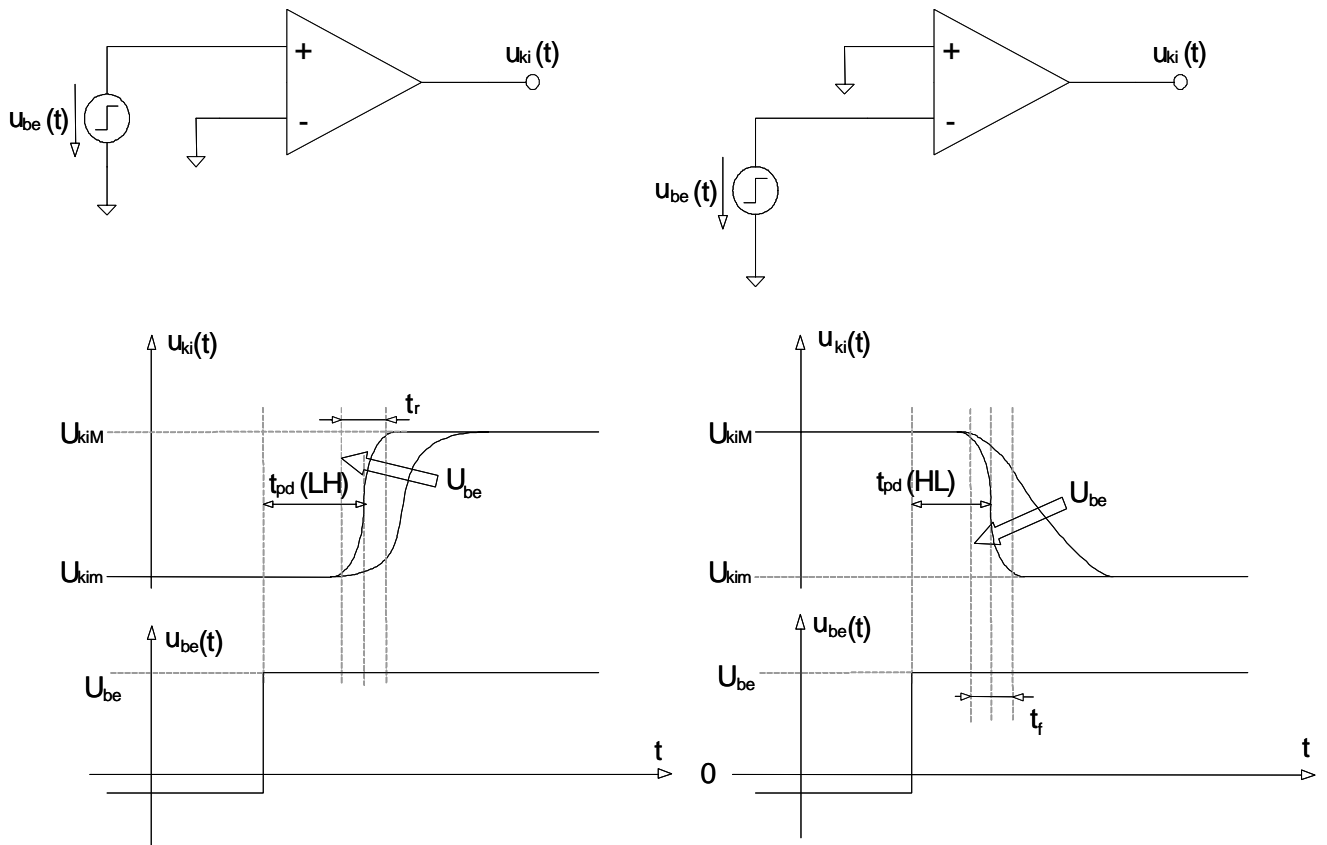
11.6 ábra. A fázisfordító különbségképző komparátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás működését az alábbi egyenlet írja le:

$$u_{ki} = \begin{cases} U_{kiM} & \text{ha } u_{be} < -U_{ref} \frac{R_1}{R_2} \\ 0 & \text{ha } u_{be} = -U_{ref} \frac{R_1}{R_2} \\ U_{kim} & \text{ha } u_{be} > -U_{ref} \frac{R_1}{R_2} \end{cases} .$$

## A komparátorok dinamikus tulajdonságai

A komparátorok talán legfontosabb jellemzője a kapcsolási sebesség és a késleltetési idő. Ezt a két fogalmat a 11.7 ábrán illusztráltuk.



11.7 ábra. A komparátorok dinamikus paramétereinek illusztrálása.

Az ábrán a komparátornak a bemeneti egységugrás függvényre adott tranziens válaszát mutatjuk be. A komparátor az egységugrás gerjesztésre csak egy bizonyos késleltetéssel válaszol, ezt jelöli a  $t_{pd}(LH)$  és a  $t_{pd}(HL)$  késleltetési idő (propagation delay time), ahol az LH rövidítés az alacsony-magas, a HL rövidítés pedig a magas-alacsony átmenetre utal. A komparátor a két kimeneti szint ( $U_{kiM}$  és  $U_{kim}$ ) közötti átmenetet egy adott  $t_r$  felfutási idő (rise time), illetve egy  $t_f$  lefutási idő (fall time) alatt teszi meg. Ezeket az időket általában az átmeneti tartomány (az  $U_{kiM}$  és  $U_{kim}$  közötti feszültségkülönbség) 10%-a és 90%-a között mérik. Az ábra azt a jelenséget is illusztrálja, hogy a bemeneti egységugrás amplitúdójának a növelésével a fent említett tranziensidők csökkennek. Ennek az az oka, hogy nagyobb vezérlőfeszültség hatására a komparátor



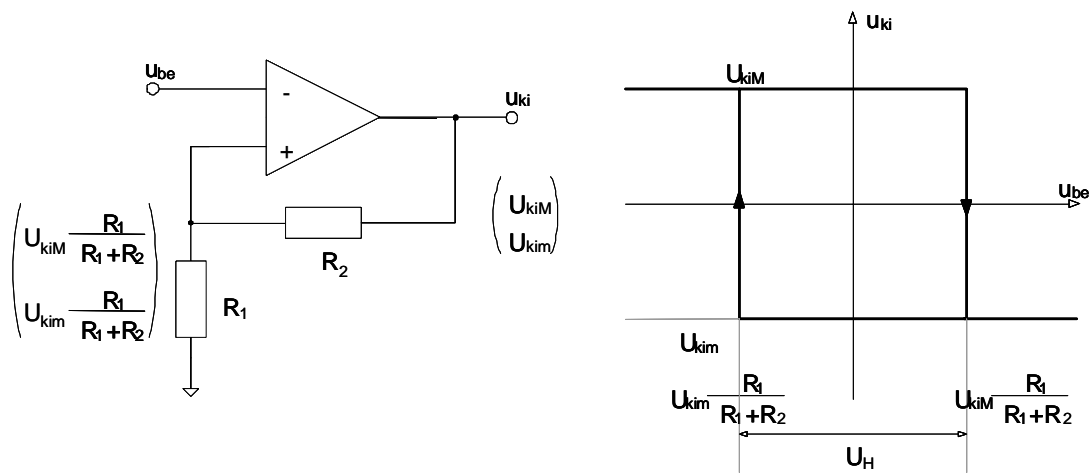
belső vezérelt áramai - egy korlátig - nőnek, így tranziensidőket meghatározó belső kapacitásokat nagyobb áramok töltik.

## A komparátorok működése pozitív visszacsatolás esetén, hiszterézises áramkörök

A pozitív visszacsatolású áramkörökről a korábbi vizsgálatok alapján tudjuk, hogy ha a hurokerősítés abszolút értéke nagyobb, mint egy, akkor nem rendelkeznek stabil munkaponttal, hanem a kimenetükön mindig a kivezérlési tartomány határát jelentő feszültségszintek jelennek meg. Mint azt korábban említettük, a komparátorokat negatív visszacsatolásos elrendezésben nem használjuk. Így ezeket az áramköröket vagy visszacsatolás nélkül, vagy pozitív visszacsatolású elrendezésben alkalmazzák, ahol a kimenetről a kapcsolás pozitív bemenetére juttatjuk vissza a jelet. A pozitív visszacsatolású komparátorok kétféle alapkapsolását különböztetjük meg, a fázisfordító és a fázist nem fordító elrendezést.

### A fázisfordító pozitív visszacsatolású komparátor

A fázisfordító pozitív visszacsatolású komparátor kapcsolási rajzát és karakterisztikáját a 11.8 ábrán tüntettük fel.



11.8 ábra. A fázisfordító pozitív visszacsatolású komparátor kapcsolási rajza és karakterisztikája.

Az ábra alapján az áramköri elrendezést az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A bemenő jel a komparátor negatív bemenetére kapcsolódik.
- A kimenetről visszacsatolt jel az  $R_1 - R_2$  feszültségosztón keresztül a komparátor pozitív bemenetét vezérli.
- A tranziens állapotokon kívül a komparátor kimenetén vagy az  $U_{kiM}$  vagy az  $U_{kim}$  feszültség jelenik meg.
- Ha a kimeneten az  $U_{kiM}$  feszültség van, akkor a pozitív bemeneten az

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

feszültség mérhető. Ilyenkor a komparátor kimenetén biztosan nem változik a jel mindaddig, amíg a bemeneti feszültség kisebb, mint ez a küszöbérték. Ha a bemeneti feszültség növekszik, és eléri a küszöbértéket, azaz

$$u_{be} \geq U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

akkor a komparátor a lineáris tartományba lép át, és ha

$$A \frac{R_1}{R_1 + R_2} > 1,$$

ami minden gyakorlati rendszerre érvényes, akkor a komparátor aktív pozitív visszacsatolású állapotba kerül. Ilyenkor a rendszer lényegében instabil állapotban van, és a pólusai tipikusan valósak és a jobb félsíkra esnek. Ekkor az áramkörben egy lavinaszerű folyamat indul meg,

amely során a kimeneti jel csökkenni kezd, ami a pozitív bemenetre visszacsatolt jelet is csökkenti. Ekkor a komparátor bemeneti vezérlő feszültsége (a pozitív és negatív bemenetek közötti feszültségkülönbség) negatív irányban növekedni kezd, ami tovább erősíti a kimeneti feszültség csökkenését. A folyamat végeredményképpen a kimenet eléri az  $U_{kim}$  feszültséget, azaz a kimenet telítésbe kerül. Megjegyzendő, hogy ebben az állapotban a rendszer hurokerősítése nullává válik, hiszen a telítési tartományban az eszköz meredeksége nulla (a vezérlőfeszültség változása nem okoz a kimeneten változást). Ezután a kimeneten stabilan az  $U_{kim}$  feszültség jelenik meg.

- A fentiekhez hasonlóan, ha a kimeneten az  $U_{kim}$  feszültség van, akkor a pozitív bemeneten az

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

feszültség mérhető. Ilyenkor a komparátor kimenetén biztosan nem változik a jel mindaddig, amíg a bemeneti feszültség nagyobb, mint ez a küszöbérték. Ha a bemeneti feszültség csökken, és eléri a küszöbértéket, azaz

$$u_{be} < U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

akkor a komparátor aktív pozitív visszacsatolású állapotba kerül. Ilyenkor megismétlődik a korábban leírt lavinyszerű folyamat, amely során a kimeneti jel növekedni kezd, ami a pozitív bemenetre visszacsatolt jelet is növeli. Ekkor a komparátor bemeneti vezérlő feszültsége (a pozitív és negatív bemenetek közötti feszültségkülönbség) pozitív irányban növekedni kezd, ami tovább erősíti a kimeneti feszültség növekedését. A folyamat végeredményképpen a kimenet eléri az  $U_{kim}$  feszültséget, azaz a kimenet telítésbe kerül. Megjegyzendő, hogy ebben az állapotban a rendszer hurokerősítése nullává válik, hiszen a telítési tartományban az eszköz meredeksége nulla (a vezérlőfeszültség változása nem okoz a kimeneten változást). Ezután a kimeneten stabilan az  $U_{kim}$  feszültség jelenik meg.

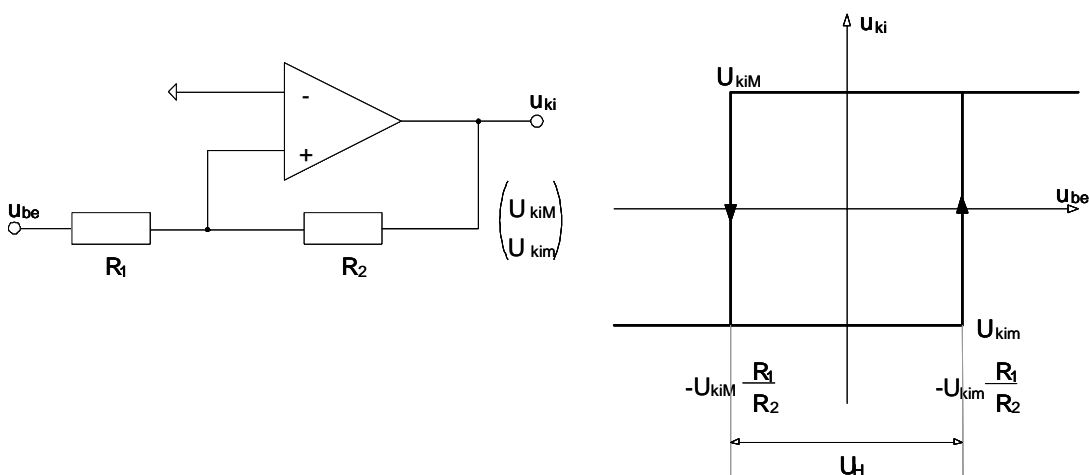
- A fent leírt fizikai jelenségek hatására az ábrán megadott  $u_{ki} - u_{be}$  karakterisztikában egy hiszterézis jelenik meg, ami annyit jelent, hogy az áramkör kimeneti jelváltozásaihoz tartozó küszöbfeszültségek függenek a jelváltozás irányától, illetve a kimenet aktuális állapotától. A hiszterézis tartomány az

$$U_H = |(U_{kiM} - U_{kim})| \frac{R_1}{R_1 - R_2}$$

egyenlet szerint a két küszöbfeszültség különbségének az abszolút értékével egyenlő. Az ilyen kapcsolásokat **bistabil multivibrátor** áramköröknek nevezzük, mivel a kimenetnek két stabil állapota van.

### A fázist nem fordító pozitív visszacsatolású komparátor

A fázist nem fordító pozitív visszacsatolású komparátor kapcsolási rajzát és karakterisztikáját a 11.9 ábrán tüntettük fel.



11.9 ábra. A fázist nem fordító pozitív visszacsatolású komparátor kapcsolási rajza és karakterisztikája.

Az ábra alapján az áramköri elrendezést az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A komparátor negatív bemenete nulla potenciálon van.
- A bemenő jel az  $R_2 - R_1$  feszültségosztón keresztül a komparátor pozitív bemenetére kapcsolódik.
- A kimenetről visszacsatolt jel az  $R_1 - R_2$  feszültségosztón keresztül szintén a komparátor pozitív bemenetét vezérli.
- A tranziens állapotokon kívül a komparátor kimenetén vagy az  $U_{kiM}$  vagy az  $U_{kim}$  feszültség jelenik meg.
- Ha a kimeneten az  $U_{kiM}$  feszültség van, akkor a pozitív bemeneten az

$$u_{be} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

feszültség mérhető. Ilyenkor a komparátor kimenetén biztosan nem változik a jel mindaddig, amíg a bemeneti feszültség nagyobb, mint ez a küszöbérték. Ha a bemeneti feszültség csökken, és eléri a küszöbértéket, azaz

$$u_{be} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \leq 0,$$

vagyis

$$u_{be} \leq -U_{kiM} \frac{R_1}{R_2},$$

akkor a komparátor a lineáris tartományba lép át, és ha

$$A \frac{R_1}{R_1 - R_2} > 1,$$

ami minden gyakorlati rendszerre érvényes, akkor a komparátor aktív pozitív visszacsatolású állapotba kerül. Ilyenkor a rendszer lényegében instabil állapotban van, és a pólusai tipikusan valósak és a jobb félsíkra esnek. Ekkor az áramkörben egy lavinaszerű folyamat indul meg, amely során a kimeneti jel csökkenni kezd, ami a pozitív bemenetre visszacsatolt jelet is csökkenti. Ekkor a komparátor bemeneti vezérlő feszültsége (a pozitív és negatív bemenetek közötti feszültségkülönbség) negatív irányban növekedni kezd, ami tovább erősíti a kimeneti feszültség csökkenését. A folyamat végeredményképpen a kimenet eléri az  $U_{kim}$  feszültséget, azaz a kimenet telítésbe kerül. Megjegyzendő, hogy ebben az állapotban a rendszer hurokerősítése nullává válik, hiszen a telítési tartományban az eszköz meredeksége nulla (a vezérlőfeszültség változása nem okoz a kimeneten változást). Ezután a kimeneten stabilan az  $U_{kim}$  feszültség jelenik meg.

- A fentiekhez hasonlóan, ha a kimeneten az  $U_{kim}$  feszültség van, akkor a pozitív bemeneten az

$$u_{be} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

feszültség mérhető. Ilyenkor a komparátor kimenetén biztosan nem változik a jel mindaddig, amíg a bemeneti feszültség kisebb, mint ez a küszöbérték. Ha a bemeneti feszültség növekszik, és eléri a küszöbértéket, azaz

$$u_{be} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \geq 0,$$

vagyis

$$u_{be} \geq -U_{kim} \frac{R_1}{R_2},$$

akkor a komparátor aktív pozitív visszacsatolású állapotba kerül. Ilyenkor megismétlődik a korábban leírt lavinaszerű folyamat, amely során a kimeneti jel növekedni kezd, ami a pozitív bemenetre visszacsatolt jelet is növeli. Ekkor a komparátor bemeneti vezérlő feszültsége (a pozitív és negatív bemenetek közötti feszültségkülönbség) pozitív irányban növekedni kezd,

ami tovább erősíti a kimeneti feszültség növekedését. A folyamat végeredményképpen a kimenet eléri az  $U_{kim}$  feszültséget, azaz a kimenet telítésbe kerül. Megjegyzendő, hogy ebben az állapotban a rendszer hurokerősítése nullává válik, hiszen a telítési tartományban az eszköz meredeksége nulla (a vezérlőfeszültség változása nem okoz a kimeneten változást). Ezután a kimeneten stabilan az  $U_{kim}$  feszültség jelenik meg.

- A fent leírt fizikai jelenségek hatására az ábrán megadott  $u_{ki} - u_{be}$  karakterisztikában egy hiszterézis jelenik meg, ami annyit jelent, hogy az áramkör kimeneti jelváltozásaihoz tartozó küszöbfeszültségek függenek a jelváltozás irányától, illetve a kimenet aktuális állapotától. A hiszterézis tartomány az

$$U_H = |(U_{kim} - U_{kim})| \frac{R_1}{R_2}$$

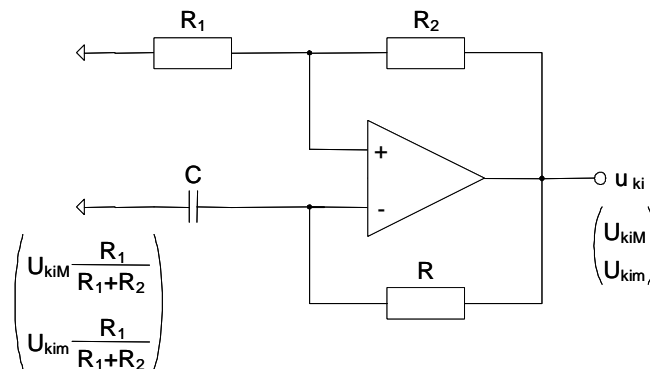
egyenlet szerint a két küszöbfeszültség különbségének az abszolút értékével egyenlő. Az ilyen kapcsolásokat is **bistabil multivibrátor** áramköröknek nevezzük, mivel a kimenetnek két stabil állapota van.

A hiszterézises bistabil áramköröket sok területen használják, ilyenek a logikai szintek zavarmentesítésére szolgáló áramkörök (Schmitt-trigger), melyekben zajjal terhelt logikai szintek vétele esetén a hiszterézis biztosítja azt, hogy egy logikai átmenetnél a vevő csak egyszer billenjen. A hiszterézises áramkörök emellett alkalmasak speciális áramköri feladatok megoldására is (monostabil multivibrátor, astabil multivibrátor, stb.).

## A hiszterézises komparátorok jellegzetes alkalmazásai

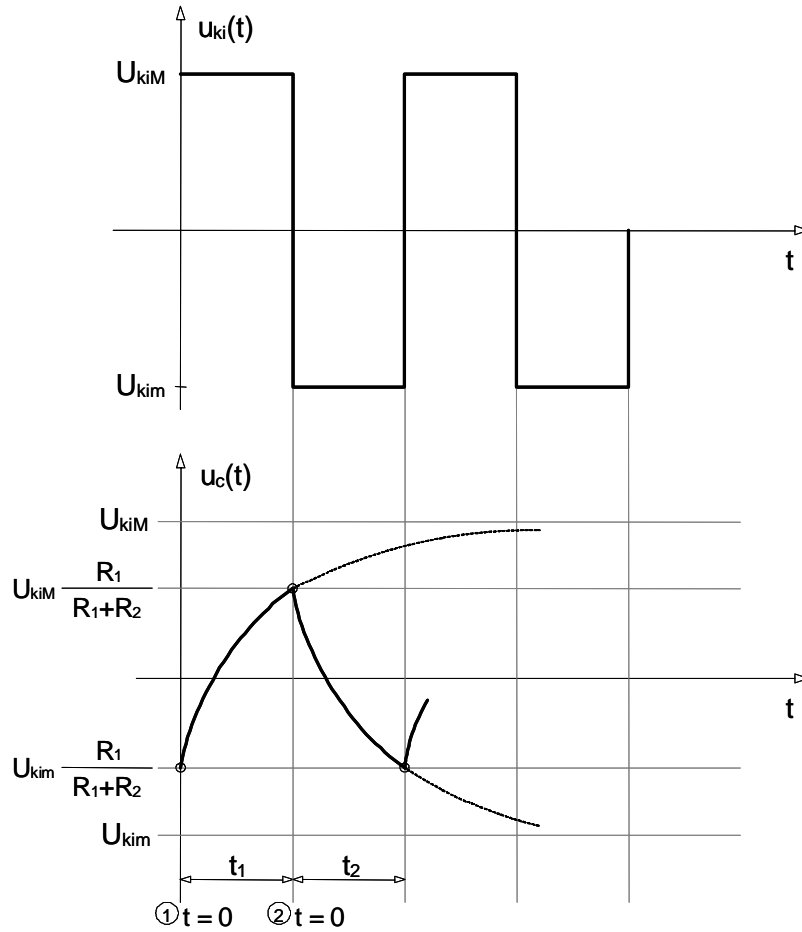
### Astabil multivibrátor

Az astabil multivibrátorok olyan áramkörök, amelyek periodikus négyzög jelsorozatot állítanak elő a hiszterézises komparátorok felhasználásával. Az ilyen jeleket generáló rendszerek lényegében oszcillátorok, amelyek alkalmasak például logikai áramkörök órajelének előállítására. A fázisfordító hiszterézises komparátorral felépített astabil multivibrátor kapcsolási rajza a 11.10 ábrán látható.



11.10 ábra. A fázisfordító hiszterézises komparátorral felépített astabil multivibrátor kapcsolási rajza.

A kapcsolat működését a 11.11 ábra segítségével lehet illusztrálni.



11.11 ábra. A 11.10 ábrán látható áramkör működésének illusztrálása.

Tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = -0$  időpillanatban  $U_{kim}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a csökkenő feszültség éppen a  $t = 0$  időpillanatban éri el a fenti küszöbértéket. Ezért a kapcsolás a pozitív visszacsatolás hatására éppen ebben a pillanatban változtatja meg lavinaszerűen a kimeneti állapotát  $U_{kim}$  feszültségről  $U_{kiM}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = 0$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. A komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátort az  $R$  ellenálláson keresztül a komparátor kimeneti  $U_{kiM}$  feszültsége tölni kezdi, ami miatt a kondenzátor feszültsége növekedni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét az

$$u_c(t) = (U_0 - U_\infty) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_\infty$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0$  a kondenzátor feszültsége a  $t = 0$  időpillanatban, és  $U_\infty = U_{kiM}$  a kondenzátor feszültsége lenne a tranziensek lejátszódása után.

Ennek alapján a 11.11 ábrán megadott első szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = \left( U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kiM} \right) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_{kiM}$$

alakban adható meg, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t_1$  időpontban a

kondenzátor feszültsége eléri az aktuális

$$u_c(t_1) = U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

küszöbfeszültséget. A két egyenlet alapján a  $t_1$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$U_{kiM} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \left( U_{kiM} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right)$$

amiből

$$t_1 = RC \ln\left(\frac{U_{kiM} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{U_{kiM} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}}\right),$$

amiből a működés feltétele

$$U_{kiM} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} > 0,$$

azaz

$$U_{kiM} > 0.$$

Hasonló módon a tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = t_1 - 0$  időpillanatban  $U_{kiM}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a növekvő feszültség éppen a  $t = t_1$  időpillanatban éri el a fenti küszöbértéket. Ezért a kapcsolás a pozitív visszacsatolás hatására éppen ebben a pillanatban változtatja meg az állapotát  $U_{kiM}$  feszültségről  $U_{kim}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = t_1$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. A komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátort az  $R$  ellenálláson keresztül a komparátor kimeneti  $U_{kim}$  feszültsége kezdi kisütni, ami miatt a kondenzátor feszültsége csökkenni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét most is az

$$u_c(t - t_1) = (U_0 - U_\infty) \exp\left(-\frac{t - t_1}{RC}\right) + U_\infty$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0$  a kondenzátor feszültsége a  $t - t_1 = 0$  időpillanatban, és  $U_\infty = U_{kim}$  lenne a kondenzátor feszültsége a tranziensek lejátszódása után.

Ennek alapján a 11.11 ábrán megadott második szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = \left( U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim} \right) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_{kim}$$

alakban adható meg, ahol értelemszerűen a  $t - t_1$  helyett  $t$  időváltozót használunk, azaz a tranziens kezdeti időpontját a  $t = t_1$  pontba toltuk át, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t = t_2$  időpontban a kondenzátor feszültsége eléri az aktuális

$$u_c(t_2) = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

küszöbfeszültséget. A két egyenlet alapján a  $t_2$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$U_{kim} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \left( U_{kim} - U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \exp\left(-\frac{t_2}{RC}\right)$$

amiből

$$t_2 = RC \ln\left(\frac{U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim}}{U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim}}\right),$$

amiből a működés feltétele

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim} > 0,$$

azaz

$$U_{kim} < 0.$$

Mivel a fenti szakaszok periodikusan ismétlődnek, a két időtartomány összege a keletkező négyszögjel periódusidejével egyenlő, azaz

$$T = RC \ln \left( \frac{U_{kiM} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{U_{kiM} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \frac{U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim}}{U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim}} \right).$$

Ha teljesül az

$$U_{kiM} = -U_{kim},$$

akkor

$$T = RC \ln \left( \left( \frac{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2}} \right)^2 \right) = 2RC \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right).$$

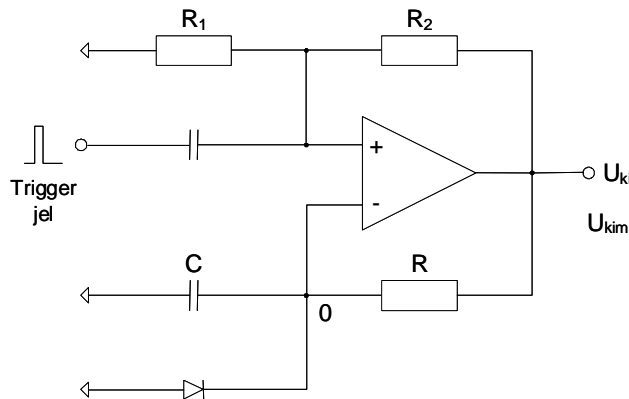
Fontos megjegyezni, hogy abban az esetben, ha 11.10 ábrán az  $R_1$  ellenállás baloldalára földpotenciál helyett például  $U_0$  feszültséget kapcsolunk, akkor is képes a rendszer astabil multivibrátorként működni, ha teljesül a

$$U_{kim} < U_0 < U_{kiM}$$

feltétel.

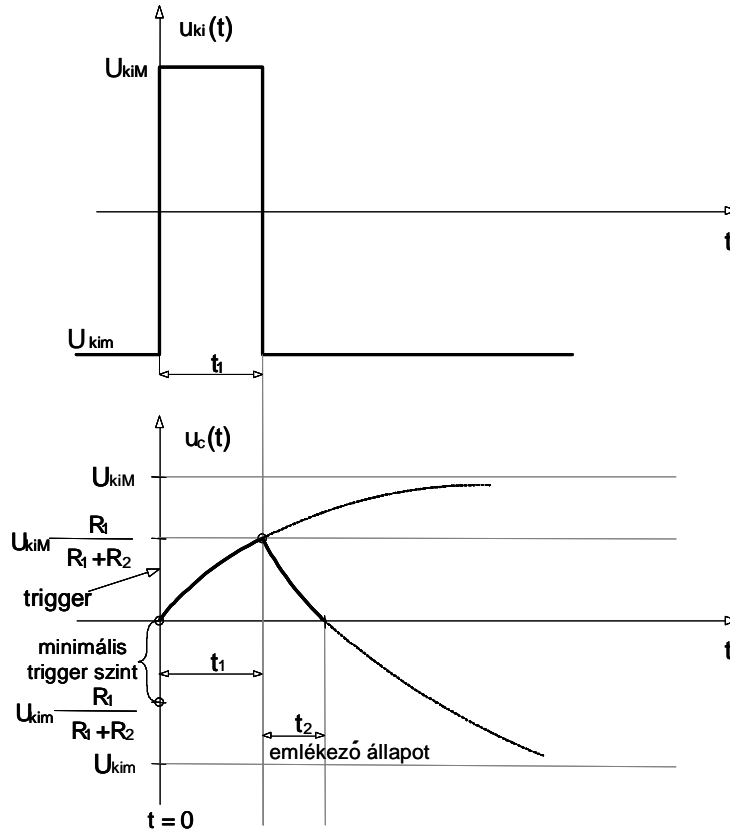
### Monostabil multivibrátor

A monostabil multivibrátorok olyan áramkörök, amelyek egyetlen kezdeti gerjesztés (trigger jel) hatására egyetlen, adott időtartamú négyszögjelet állítanak elő a hiszterézises komparátorok felhasználásával. Az ilyen rendszereket logikai áramkörökben használják például arra, hogy a belépő, különböző időtartamú gerjesztő jelekhez azonos szélességű impulzusokat rendeljenek. A fázisfordító hiszterézises komparátorral felépített monostabil multivibrátor kapcsolási rajza a 11.12 ábrán látható.



11.12 ábra. A fázisfordító hiszterézises komparátorral felépített monostabil multivibrátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás működését a 11.13 ábra segítségével lehet illusztrálni.



11.13 ábra. A 11.12 ábrán látható áramkör működésének illusztrálása.

Tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = -0$  időpillanatban  $U_{kim}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad U_{kim} < 0.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a dióda hatására a  $t = -0$  időpillanatban a feszültség értéke nulla (legyen a dióda ideális). Érkezzen az áramkör pozitív bemenetére a  $t = 0$  időpillanatban egy pozitív gerjesztő impulzus (trigger jel), ami a komparátor kimeneti feszültségét pozitív irányban mozdítja el. Ekkor a pozitív visszacsatolás hatására a komparátor lavinaszerűen megváltoztatja a kimeneti állapotát  $U_{kim}$  feszültségről  $U_{kiM}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = 0$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. A komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátort az  $R$  ellenálláson keresztül a komparátor kimeneti  $U_{kiM}$  feszültsége tölni kezdi, ami miatt a kondenzátor feszültsége növekedni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét most is az

$$u_c(t) = (U_0 - U_\infty) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_\infty$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0 = 0$  a kondenzátor feszültsége a  $t = 0$  időpillanatban, és  $U_\infty = U_{kiM}$  lenne a kondenzátor feszültsége a tranziensek lejátszódása után.

Ennek alapján a 11.13 ábrán megadott első szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = (0 - U_{kiM}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_{kiM} = U_{kiM} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right)$$

alakban adható meg, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t_1$  időpontban a kondenzátor feszültsége eléri az aktuális



$$u_c(t_1) = U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

küszöbfeszültséget. A két egyenlet alapján a  $t_1$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{kiM} \left( 1 - \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right) \right)$$

amiből

$$t_1 = RC \ln\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right) = RC \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$$

Hasonló módon a tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = t_1 - 0$  időpillanatban  $U_{kiM}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a növekvő feszültség éppen a  $t = t_1$  időpillanatban éri el a fenti küszöbértéket. Ezért a kapcsolás a pozitív visszacsatolás hatására éppen ebben a pillanatban változtatja meg az állapotát  $U_{kiM}$  feszültségről  $U_{kim}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = t_1$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. A komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátort az  $R$  ellenálláson keresztül a komparátor kimeneti  $U_{kim}$  feszültsége kezdi kisütöni, ami miatt a kondenzátor feszültsége csökkenni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét most is az

$$u_c(t - t_1) = (U_0 - U_\infty) \exp\left(-\frac{t - t_1}{RC}\right) + U_\infty$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0$  a kondenzátor feszültsége a  $t - t_1 = 0$  időpillanatban, és  $U_\infty = U_{kim}$  a kondenzátor feszültsége lenne a tranziensek lejátszódása után.

Ennek alapján a 11.13 ábrán megadott második szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = \left( U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim} \right) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_{kim}$$

alakban adható meg, ahol értelemeszerűen a  $t - t_1$  helyett  $t$  időváltozót használunk, azaz a tranziens kezdeti időpontját a  $t = t_1$  pontba toltuk át, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t = t_2$  időpontban a kondenzátor feszültsége eléri a nulla értéket, és a dióda kinyit. Ha a komparátor  $U_{kim}$  kimeneti feszültsége negatív, akkor a komparátor negatív bemeneten nulla feszültség marad, míg a pozitív bemeneten a feszültség értéke

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

kiseb, mint nulla. Ezért ebben az állapotban a rendszer leáll, és egy új trigger jel érkezéséig nem változtatja az állapotát.

A fenti egyenletek segítségével a  $t_2$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$u_c(t_2) = \left( U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim} \right) \exp\left(-\frac{t_2}{RC}\right) + U_{kim} = 0$$

amiből

$$t_2 = RC \ln\left(\frac{U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim}}{-U_{kim}}\right),$$

amiből a működés feltétele

$$U_{kim} < 0.$$

A  $t_1$  időtartam után a komparátor kimenetén már nincs változás, de a  $t_2$  időtartam alatt a monostabil multivibrátor belső állapota (a kondenzátor töltése) még változik. Ebből az következik,

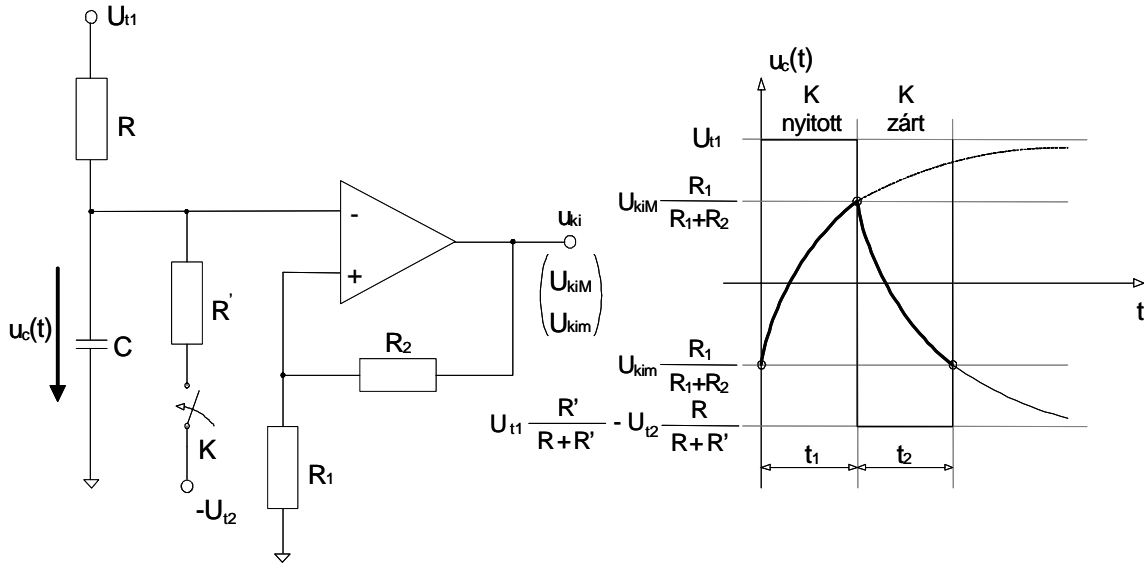
hogy a  $t_2$  időtartam alatt a monostabil multivibrátor még nem indítható újra, illetve egy esetleges újraindítás esetén a kimeneten megjelenő impulzus szélessége nem lesz  $t_1$  értékű. Ahhoz, hogy ezt a jelenséget elkerüljük, a kimeneti impulzus végén a kondenzátort gyorsan ki kell sütni. Az ilyen áramköröket újraindítható (retriggerable) monostabil multivibrátoroknak nevezzük.

### Egyéb relaxációs astabil multivibrátorok

A hiszterézises komparátorokat a fentiekől eltérő elrendezésekben is alkalmazni lehet periodikus jelek előállítására. A következőkben két ilyen elrendezést mutatunk be.

### Kapcsolt RC áramkörös astabil multivibrátor

A kapcsolt RC áramkörös astabil multivibrátor kapcsolási rajza és a működésére jellemző jelelakok a 11.14 ábrán láthatók.



11.14 ábra. A kapcsolt RC áramkörös astabil multivibrátor kapcsolási rajza és a működésére jellemző jelelakok.

Az áramkör működését az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A kapcsolás a fázisfordító pozitív visszacsatolású hiszterézises komparátorra épül.
- A kapcsolás negatív bemenetére egy  $C$  kondenzátor, egy  $U_{t1}$  feszültségű telepre kötött  $R$  ellenállás, és egy  $-U_{t2}$  feszültségű telepre kötött  $R'$  ellenállás kapcsolódik, amellyel a  $K$  kapcsoló sorba van kapcsolva. Így a kapcsoló állapotától függően a komparátor negatív bemeneti pontja és az  $U_{t2}$  feszültségű telep között vagy  $R'$  ellenállás, vagy szakadás van.
- A  $K$  kapcsolót a komparátor kimeneti feszültsége vezérli, mégpedig oly módon, hogy ha a kimeneten  $U_{kim}$  feszültség van, akkor a  $K$  kapcsoló rövidzár, ha a kimeneten  $U_{kimM}$  feszültség van, akkor a  $K$  kapcsoló szakadás.
- Tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = -0$  időpillanatban  $U_{kim}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy a  $K$  kapcsoló rövidzárral helyettesíthető, és a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a csökkenő feszültség éppen a  $t = 0$  időpillanatban éri el a fenti küszöbértéket. Ezért a kapcsolás a pozitív visszacsatolás hatására éppen ebben a pillanatban változtatja meg lavinaszerűen a kimeneti állapotát  $U_{kim}$  feszültségről  $U_{kimM}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = 0$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kimM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. Ebben a pillanatban a  $K$  kapcsoló szakadásba kerül. Ekkor a komparátor

negatív bemenetén lévő kondenzátort az  $R$  ellenálláson keresztül a pozitív  $U_{t1}$  telepfeszültség tölteni kezdi, ami miatt a kondenzátor feszültsége növekedni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét most is az

$$u_c(t) = (U_0 - U_\infty) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_\infty$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0 = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  a kondenzátor feszültsége a  $t = 0$  időpillanatban, és  $U_\infty = U_{t1}$  lenne a kondenzátor feszültsége a tranziensek lejátszódása után. Ennek alapján a 11.14 ábrán megadott első szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = \left( U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{t1} \right) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + U_{t1}$$

alakban adható meg, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t_1$  időpontban a kondenzátor feszültsége eléri az aktuális

$$u_c(t_1) = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

küszöbfeszültséget. A két egyenlet alapján a  $t_1$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$U_{t1} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \left( U_{t1} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right)$$

amiből

$$t_1 = RC \ln\left(\frac{U_{t1} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{U_{t1} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}}\right).$$

Hasonló módon a tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = t_1 - 0$  időpillanatban  $U_{kim}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a növekvő feszültség éppen a  $t = t_1$  időpillanatban éri el a fenti küszöbértéket. Ezért a kapcsolás a pozitív visszacsatolás hatására éppen ebben a pillanatban változtatja meg az állapotát  $U_{kim}$  feszültségről  $U_{kim}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = t_1$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. Ebben a pillanatban a K kapcsoló rövidzárba kerül, és az  $-U_{t2}$  feszültségű telepre kapcsolt  $R'$  ellenállást rákapcsolja a komparátor negatív bemenetére. A komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátor az  $R \times R'$  ellenálláson keresztül az  $R - R'$  osztó által meghatározott  $U_{t1} \frac{R'}{R+R'} - U_{t2} \frac{R}{R+R'}$  feszültség felé kezd kisütni, ami miatt a kondenzátor feszültsége csökkenni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét most is az

$$u_c(t - t_1) = (U_0 - U_\infty) \exp\left(-\frac{t - t_1}{(R \times R')C}\right) + U_\infty$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0 = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  a kondenzátor feszültsége a  $t - t_1 = 0$  időpillanatban, és  $U_\infty = U_{t1} \frac{R'}{R+R'} - U_{t2} \frac{R}{R+R'}$  a kondenzátor feszültsége lenne a tranziensek lejátszódása után.

Ennek alapján a 11.14 ábrán megadott második szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = \left( U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{t1} \frac{R'}{R + R'} + U_{t2} \frac{R}{R + R'} \right) \exp\left(-\frac{t}{(R \times R')C}\right) + U_{t1} \frac{R'}{R + R'} - U_{t2} \frac{R}{R + R'}$$

alakban adható meg, ahol értelemszerűen a  $t - t_1$  helyett  $t$  időváltozót használunk, azaz a tranziens kezdeti időpontját a  $t = t_1$  pontba toltuk át, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t = t_2$  időpontban a kondenzátor feszültsége eléri az  $U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ .

A fenti egyenletek segítségével a  $t_2$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$u_c(t_2) = \left( U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{t1} \frac{R'}{R + R'} + U_{t2} \frac{R}{R + R'} \right) \exp\left( -\frac{t_2}{(R \times R')C} \right) + U_{t1} \frac{R'}{R + R'} - U_{t2} \frac{R}{R + R'} =$$

$$= U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

amiből

$$t_2 = (R \times R') C \ln \left( \frac{U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{t1} \frac{R'}{R + R'} + U_{t2} \frac{R}{R + R'}}{U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{t1} \frac{R'}{R + R'} + U_{t2} \frac{R}{R + R'}} \right).$$

A működés feltétele az ábra alapján, hogy

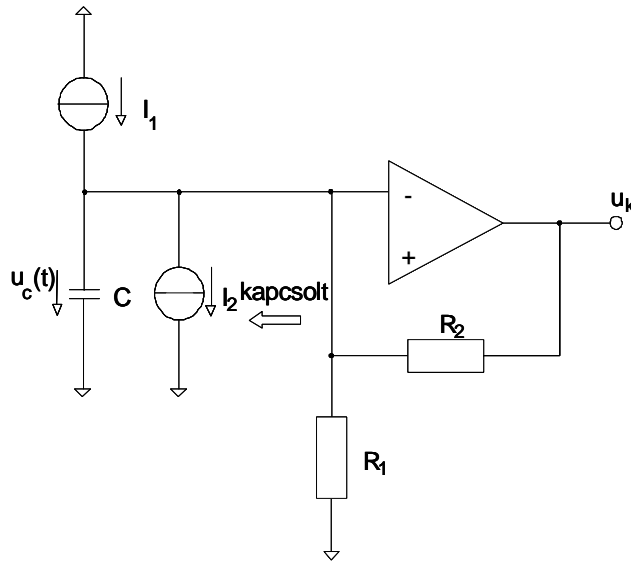
$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} > U_{t1} \frac{R'}{R + R'} - U_{t2} \frac{R}{R + R'},$$

és

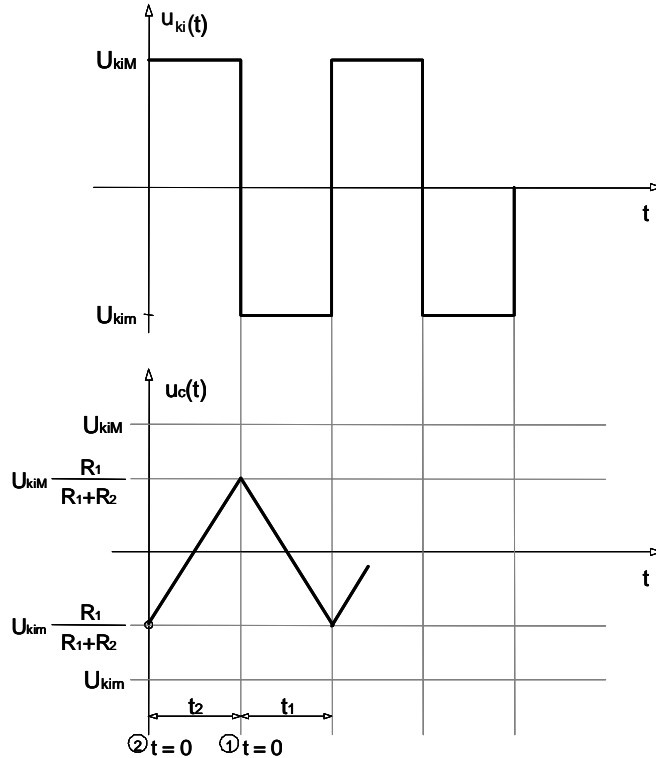
$$U_{t1} > U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

### Kapcsolt áramgenerátoros astabil multivibrátor

A kapcsolt áramgenerátoros astabil multivibrátor kapcsolási rajza a 11.15 ábrán, a működésére jellemző jelalakok a 11.16 ábrán láthatók.



11.15 ábra. A kapcsolt áramgenerátoros astabil multivibrátor kapcsolási rajza.



11.16 ábra. A kapcsolt áramgenerátoros astabil multivibrátor működésére jellemző jelalakok. Az áramkör működését az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A kapcsolás a fázisfordító pozitív visszacsatolású hiszterézises komparátorra épül.
- A kapcsolás negatív bemenetére egy  $C$  kondenzátor, egy  $U_t$  feszültségű telepre kötött  $I_1$  áramú, és egy  $-U_t$  feszültségű telepre kötött 0 vagy  $I_2$  áramú áramgenerátor kapcsolódik. Ez utóbbit áram a komparátor kimeneti állapotától függ.
- A kapcsolt áramgenerátor áramát a komparátor kimeneti feszültsége vezérli, mégpedig oly módon, hogy ha a kimeneten  $U_{kim}$  feszültség van, akkor az áram értéke  $I_2$ , ha a kimeneten  $U_{kiM}$  feszültség van, akkor az áram értéke 0.
- Tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = -0$  időpillanatban  $U_{kim}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy az alsó áramgenerátor árama  $I_2$ , és a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a csökkenő feszültség éppen a  $t = 0$  időpillanatban éri el ezt a küszöbértéket. Ezért a kapcsolás a pozitív visszacsatolás hatására éppen ebben a pillanatban változtatja meg lavinászerűen a kimeneti állapotát  $U_{kim}$  feszültségről  $U_{kiM}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = 0$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. Ebben a pillanatban az alsó áramgenerátor árama 0-ra változik. Ekkor a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátort az  $U_t$  feszültségű telepre kötött  $I_1$  áramú áramgenerátor tölni kezdi, ami miatt a kondenzátor feszültsége növekedni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét most az

$$u_c(t) = U_0 + \frac{I_1}{C} t$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0 = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  a kondenzátor feszültsége a  $t = 0$  időpillanatban, és a kondenzátor feszültsége lineárisan növekszik az idő függvényében.

Ennek alapján a 11.14 ábrán megadott első szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{I_1}{C} t$$

alakban adható meg, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t_1$  időpontban a kondenzátor feszültsége eléri az aktuális

$$u_c(t_1) = U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

küszöbfeszültséget. A két egyenlet alapján a  $t_1$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{I_1}{C} t_1$$

amiből

$$t_1 = \frac{C}{I_1} (U_{kiM} - U_{kim}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Hasonló módon a tételezzük fel, hogy a kapcsolás kimenetén a  $t = t_1 - 0$  időpillanatban  $U_{kiM}$  feszültség van, ami azt jelenti, hogy a komparátor pozitív bemenetén a feszültség értéke

$$U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ugyanakkor tételezzük fel azt is, hogy a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátoron a növekvő feszültség éppen a  $t = t_1$  időpillanatban éri el a fenti küszöbértéket. Ezért a kapcsolás a pozitív visszacsatolás hatására éppen ebben a pillanatban változtatja meg az állapotát  $U_{kim}$  feszültségről  $U_{kim}$  feszültségre, ami miatt a komparátor pozitív bemenetén lévő küszöbfeszültség a  $t = t_1$  időpillanatban ugrásszerűen

$$U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

értékűre változik. Ebben a pillanatban az alsó áramgenerátor árama  $I_2$ -ra változik, és a két áram különbsége az  $I_1 - I_2$  a komparátor negatív bemenetén lévő kondenzátort negatív irányba kezdi kisütni (feltéve, hogy  $I_1 - I_2$  negatív értékű), ami miatt a kondenzátor feszültsége csökkenni kezd. A kondenzátor feszültségének időfüggvényét most az

$$u_c(t - t_1) = U_0 + \frac{I_1 - I_2}{C} (t - t_1)$$

általános kifejezés határozza meg, ahol  $U_0 = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  a kondenzátor feszültsége a  $t - t_1 = 0$  időpillanatban, és a kondenzátor feszültsége lineárisan csökken az idő függvényében.

Ennek alapján a 11.14 ábrán megadott második szakaszban a kondenzátoron mérhető feszültség időfüggvény az

$$u_c(t) = U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{I_2 - I_1}{C} t$$

alakban adható meg, ahol értelemszerűen a  $t - t_1$  helyett  $t$  időváltozót használunk, azaz a tranziens kezdeti időpontját a  $t = t_1$  pontba toltuk át, és tudjuk, hogy ez a folyamat csak addig tart, amíg a  $t = t_2$  időpontban a kondenzátor feszültsége eléri az  $U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ .

A fenti egyenletek segítségével a  $t_2$  időtartomány értéke meghatározható, mivel

$$u_c(t_2) = U_{kiM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{I_2 - I_1}{C} t_2 = U_{kim} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

amiből

$$t_2 = \frac{C}{I_2 - I_1} (U_{kiM} - U_{kim}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

A teljes periódusidő ekkor

$$T = t_1 + t_2 = C(U_{kiM} - U_{kim}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left( \frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2 - I_1} \right) = CU_H \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left( \frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2 - I_1} \right).$$

Ha fennáll az

$$I_2 = 2I_1$$

feltétel, akkor  $t_1 = t_2$ , így

$$T = CU_H \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{2}{I_1},$$

és a keletkező négyzetjellel 50%-os kitöltésű lesz.

## Közel szinuszos oszcillátorok

Az oszcillátorok olyan áramkörök, amelyek külső vezérlő jel nélkül állandó amplitúdójú, tipikusan közel szinuszos jelet állítanak elő. Első közelítésben ez a feladat igen egyszerű, mivel korábbi tanulmányainkból tudjuk, hogy a

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \omega_0^2 u = 0$$

másodrendű homogén lineáris differenciálegyenlet megoldása az

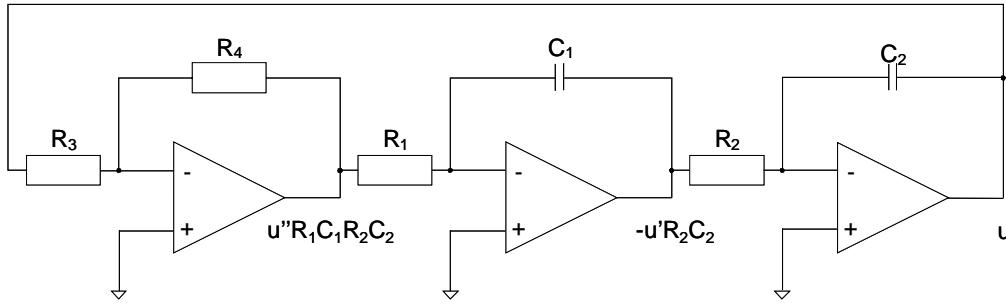
$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

állandó amplitúdójú szinuszos jel, ahol  $U_0$  a jel amplitúdója,  $\omega_0$  a frekvenciája és  $\varphi_0$  a fázisa. Azt is tudjuk, hogy a jel amplitúdója és fázisa a másodrendű lineáris differenciálegyenlet két független kezdeti feltételétől függ. A feladat tehát nem más, mint ennek az egyszerű másodrendű lineáris differenciálegyenletnek az áramköri megvalósítása. A feladat egyszerűsége azonban mindenképpen megtévesztő, mivel már az elméleti vizsgálatból kitűnnek az alábbi alapvető problémák:

- A fent bemutatott homogén lineáris differenciálegyenlet megoldásaként előállított jel függ a differenciálegyenlet két kezdeti feltételétől, így nincsen garancia arra, hogy a keletkező szinuszos jel amplitúdója az áramkör bekapcsolása után mindig ugyanakkora értékű lesz, mivel a bekapcsoláskor a kezdeti feltételek változhatnak.
- Az áramköri megvalósítás során a fenti egyenletet matematikai pontossággal kellene megvalósítani ahhoz, hogy a megoldás szinuszos és állandó amplitúdójú legyen. Fizikai rendszereket azonban matematikai pontossággal sohasem lehet létrehozni.
- Korábbi vizsgálatainkból tudjuk, hogy egy lineáris rendszer akkor hoz létre állandó amplitúdójú szinuszos jelet, ha minden pólusa a bal félsíkon van, de van egy komplex konjugált pólus párja, amelyik pontosan a  $j\omega$  tengelyre esik. Sőt azt is tudjuk, hogy amennyiben a komplex konjugált pólus pár bármilyen kis mértékben átkerül a bal félsíkra, akkor a keletkező jel amplitúdója exponenciálisan csökken, és aszimptotikusan nullához tart. Ha viszont a komplex konjugált pólus pár bármilyen kis mértékben átkerül a jobb félsíkra, akkor a keletkező jel amplitúdója exponenciálisan növekszik, és aszimptotikusan a végtelenhez tart.
- Mindebből világosan következik, hogy tisztán lineáris rendszerrel állandó amplitúdójú szinuszos oszcillátort nem lehet megvalósítani. Sőt az is világosan látszik, hogy mindenképpen foglalkozni kell két feladattal, az oszcillátor rezgési frekvenciájának meghatározásával, és az állandó amplitúdó beállításával.

## Alapfogalmak

A közel szinuszos oszcillátorok áramköri megvalósításához vizsgáljuk meg a fent említett homogén lineáris differenciálegyenlet megvalósításának a legegyszerűbb, műveleti erősítővel felépített változatát (lásd a 12.1 ábrát).



12.1 ábra. A műveleti erősítőkkel megvalósított "lineáris oszcillátor" kapcsolási rajza. Az áramkörre érvényesek az alábbi megállapítások:

- Az áramkör két fázisfordító integrátorból és egy fázisfordító alapkapsolásból álló zárt visszacsatolt rendszer.
- Mivel a hurokban egyenáramon három fázisfordítás van, az áramkör negatív visszacsatolású rendszer, azaz van munkapontja.
- A visszacsatolt rendszer hurokerősítése a felvágott hurok analízisével határozható meg, ami ideális műveleti erősítőket feltételezve a

$$(\beta A)(p) = -\left(-\frac{1}{pC_1R_1}\right)\left(-\frac{1}{pC_2R_2}\right)\left(-\frac{R_4}{R_3}\right)$$

kifejezéssel adható meg. Ebből a rendszerre jellemző karakterisztikus egyenlet az

$$u\left(-\frac{1}{pC_1R_1}\right)\left(-\frac{1}{pC_2R_2}\right)\left(-\frac{R_4}{R_3}\right) = u$$

kifejezésből határozható meg, ami

$$p^2u + \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_1C_1R_2C_2}u = 0$$

alakú. Ez pedig éppen a

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_1C_1R_2C_2}u = 0$$

másodrendű homogén lineáris differenciálegyenletnek felel meg. Ezért ideális esetben ez a rendszer egy

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_1C_1R_2C_2}}$$

frekvenciájú szinuszos jelet állít elő.

Az elemzés során más megközelítést is használhatunk, alkalmazhatjuk a korábban megismert stabilitásvizsgálati módszereinket, megkereshetjük az

$$1 + (\beta A)(p) = 1 + \frac{1}{pC_1R_1} \frac{1}{pC_2R_2} \frac{R_4}{R_3}$$

egyenlet gyökeit, azaz a visszacsatolt rendszer pólusait. Ezt a feladatot a

$$p^2 + \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_1C_1R_2C_2} = 0$$

egyenlet gyökeinek kiszámításával oldhatjuk meg, a gyökök pedig az

$$\omega_{12} = \pm j\omega_0 = \pm j\sqrt{\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_1C_1R_2C_2}}$$

kifejezésből adódnak. Ennek alapján elmondhatjuk, hogy a gyökök pontosan a  $j\omega$  tengelyre esnek, a rendszer a stabilitás határhelyzetében van, és bármilyen véges idejű gerjesztésre - állandósult állapotban - állandó amplitúdójú szinuszos jellel válaszol.

- A korábbi ismereteink alapján ebben az áramkörben ez természetes, hiszen tudjuk, hogy a kapcsolás eredetileg negatív visszacsatolású, és ahhoz, hogy a stabilitás határhelyzetébe



kerüljön a fázistartaléknak nullának, a fázistolásnak  $\pm\pi$  értékűnek kell lenni. Ez itt azért áll fent, mert egy integrátor fázistolása minden nem nulla frekvencián pontosan  $\pi/2$ , vagyis a hurokerősítés fázistolása éppen  $\pi$  értékű. Ebből az következik, hogy a berezgés azon a frekvencián jön létre, ahol a hurokerősítés abszolút értéke éppen egységnyi. Esetünkben a hurokerősítés abszolút értéke az

$$|(\beta A)(j\omega)| = \left| -\left(-\frac{1}{j\omega C_1 R_1}\right) \left(-\frac{1}{j\omega C_2 R_2}\right) \left(-\frac{R_4}{R_3}\right) \right| = \frac{1}{\omega^2} \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \frac{R_4}{R_3} = 1$$

egyenlet alapján éppen az

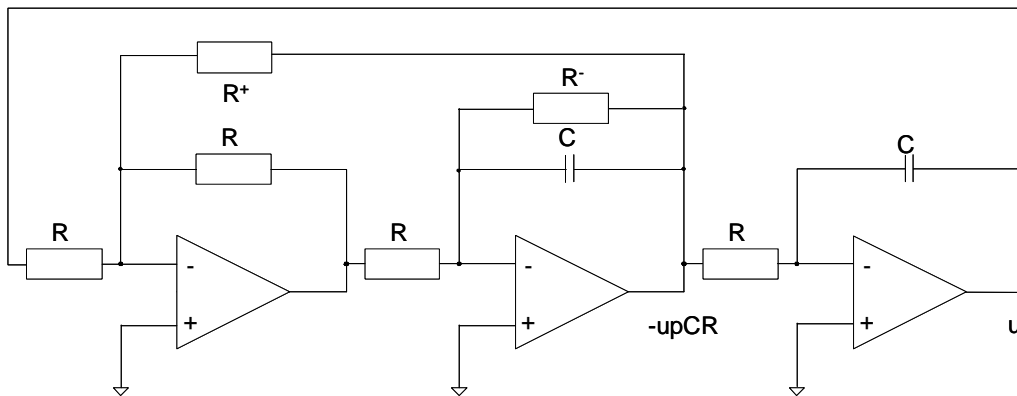
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

frekvencián lesz egységnyi. Ha  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  és  $C_1 = C_2 = C$ , akkor a berezgés frekvenciája

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

- Sajnos tudjuk viszont, hogy a szinuszos jel előállítása ezzel még nincsen megoldva, mivel a jel amplitúdója függ a kezdeti feltételektől, és az állandó amplitúdójú szinuszos jel előállításához a korábban emlegetett matematikai pontosságra volna szükség. Leegyszerűsítve úgy is fogalmazhatunk: ahhoz, hogy a pólusok pontosan a  $j\omega$  tengelyen legyenek, arra van szükség, hogy egy nulladimenziós pontot elhelyezzünk egy egydimenziós egyenesen, ami gyakorlati áramkörökkel, ahol mindig fellépnek hibák, biztosan nem oldható meg.

Ezeket a kis hibákat illusztráljuk a 12.2 ábrán megadott áramkörrel, ahol feltételezzük, hogy  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  és  $C_1 = C_2 = C$ , és a közepén elhelyezkedő integrátor kondenzátora veszteséges, amit a kondenzátorral párhuzamosan kapcsolt  $R^-$  ellenállás modellez, és ezen kívül egy  $R^+$  ellenálláson keresztül a közepén elhelyezkedő integrátor kimenetéről jel jut vissza a fázisfordító fokozat virtuális földpontjára. Az  $R^+$  ellenállást azért tettük éppen az adott helyre, mert ezzel pozitív visszacsatolást hoztunk létre, hiszen az  $R^+$  ellenállás két fázisfordító fokozat kimenetét, illetve bemenetét köti össze.



12.2 ábra. A műveleti erősítővel megvalósított "lineáris oszcillátor" hibáinak a modellezése. A kapcsolás működését a

$$\left(-\frac{R}{R}u + \frac{R}{R^+}pCRu\right) \left(-\frac{R^- \times \frac{1}{pC}}{R}\right) \left(-\frac{1}{pCR}\right) = u$$

egyenlet írja le, ami átalakítások után a

$$\left(-\frac{u}{R} + \frac{pCR}{R^+}u\right) \frac{R^-}{(1 + pCR^-)} \frac{1}{pCR} = u$$

alakra hozható. Ebből közös nevezőre hozás után az

$$\left(-\frac{u}{R} + \frac{1}{R^+}pCRu\right)R^- = (1 + pCR^-)pCRu,$$

illetve az

$$p^2 C R C R^- u - p C R \frac{R^-}{R^+} u + p C R u + \frac{R^-}{R} u =$$

$$= p^2 C R C R^- u + p C R \left(1 - \frac{R^-}{R^+}\right) u + \frac{R^-}{R} u = 0,$$

kifejezéshez jutunk, amiből

$$p^2 C R C R u + p C R \left(\frac{R}{R^-} - \frac{R}{R^+}\right) u + u = 0.$$

Ebből az egyenletből az  $\omega_0 = 1/RC$  és  $2\zeta = R/R^- - R/R^+$  helyettesítések után az

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\zeta \omega_0 \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0$$

homogén lineáris differenciálegyenlethez jutunk, aminek az általános megoldása  $|\zeta| < 1$  esetén az

$$u(t) = U_0 \exp(-\zeta \omega_0 t) \cos(\omega_n t + \varphi_0)$$

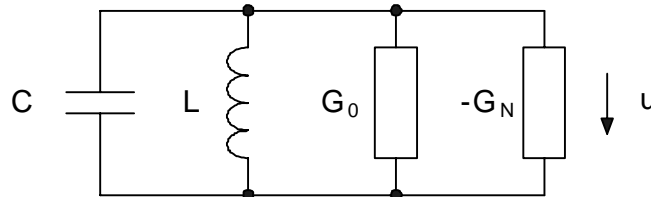
ahol  $U_0$  a jel kezdeti amplitúdója,  $\varphi_0$  jel kezdeti fázisa, és

$$\omega_n = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}.$$

Az eredményekből nyilvánvaló, hogy abban az esetben, ha

- $\zeta > 0$ , akkor a rendszer kimenetén exponenciálisan csökkenő amplitúdójú,
- $\zeta = 0$ , akkor a rendszer kimenetén állandó amplitúdójú,
- $\zeta < 0$ , akkor a rendszer kimenetén exponenciálisan növekvő amplitúdójú jel jelenik meg.

Fontos megemlíteni, hogy a klasszikus oszcillátorokat általában LC elemekkel építjük fel, ezért fontos analizálni a 12.3 ábrán megadott veszteséges rezgőkör működését.



12.3 ábra. A veszteséges LC rezgőkör kapcsolási rajza.

A rezgőkör egy-egy párhuzamosan kapcsolt kondenzátorból és induktivitásból áll, melyekkel egy pozitív  $G_0$  (energiát fogyasztó) és egy  $G_N$  negatív (energiát termelő) vezetés kapcsolódik párhuzamosan. A pozitív vezetés (ellenállás) a rezgőkörben fellépő veszteséget, a negatív vezetés (ellenállás) pedig az oszcillátor kapcsolásban kialakított visszacsatolás által létrehozott energia bevitelt modellezi. A kapcsolásra érvényes a

$$C \frac{du}{dt} + \frac{1}{L} \int u dt + u(G_0 - G_N) = 0$$

egyenlet, mely egyszerű átalakítások során a

$$CL \frac{d^2 u}{dt^2} + u + L \frac{du}{dt} (G_0 - G_N) = 0, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}},$$

illetve

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 u}{dt^2} + L \omega_0 (G_0 - G_N) \frac{1}{\omega_0} \frac{du}{dt} + u = 0$$

alakra hozható, amiből a

$$2\zeta = L \omega_0 (G_0 - G_N)$$

jelölés bevezetése után az

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 u}{dt^2} + 2\zeta \frac{1}{\omega_0} \frac{du}{dt} + u = 0$$

egyenletet kapjuk. Ez az összefüggés azonos a 12.2 ábra áramkörét leíró egyenlettel, vagyis a két rendszer ekvivalens egymással.

Így a korábbi eredményekből világos, hogy ha

- $G_0 > G_N$ , akkor a rendszer kimenetén exponenciálisan csökkenő amplitúdójú,
- $G_0 = G_N$ , akkor a rendszer kimenetén állandó amplitúdójú,
- $G_0 < G_N$ , akkor a rendszer kimenetén exponenciálisan növekvő amplitúdójú jel jelenik meg.

Mindebből jól látszik, hogy lineáris rendszerben tetszőleges kis veszteség vagy hiba lehetetlenné teszi az állandó amplitúdójú szinuszos jel előállítását. Ebből a megállapításból az következik, hogy állandó amplitúdójú szinuszos jelet csak olyan nemlineáris elemek segítségével lehet előállítani, amelyek biztosítják a jel amplitúdójának az állandóságát.

## Elméleti jelentőségű megoldások

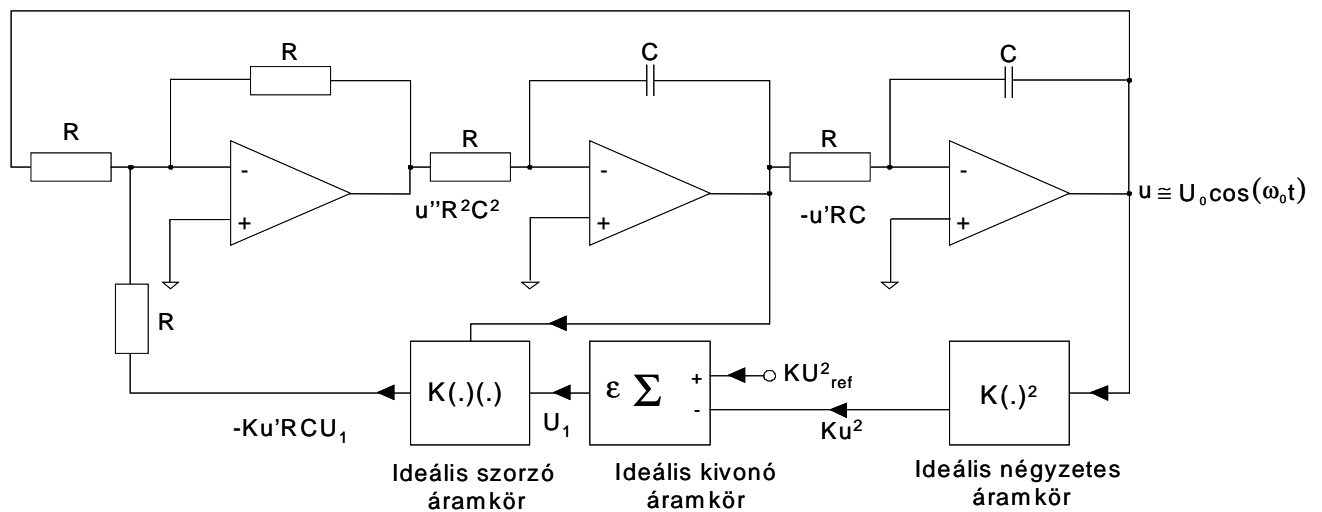
A közel szinuszos jelet előállító oszcillátorok elmélete igen szerteágazó, és klasszikus gyökerekkel rendelkezik. Az irodalomból ismert néhány olyan gyakorlati szempontból is fontos kapcsolási elrendezés, amely nemlineáris elemeket tartalmaz, és állandó amplitúdójú, közel szinuszos jelet állít elő. Minden ilyen kapcsolásban az alábbi alapvető feladatokat kell megoldani:

- Biztosítani kell, hogy a rezgés frekvenciája adott értékű és lehetőleg stabil legyen,
- Gondoskodni kell arról, hogy a rezgés amplitúdója állandó és stabil legyen,
- Biztosítani kell, hogy a rendszer bármilyen kezdeti feltétel esetén, tranziensek után az állandó frekvenciájú és állandó amplitúdójú állapotba kerüljön.

Ebben a fejezetben az említett kapcsolási elrendezések közül a legismertebb áramköri megoldást, az úgynevezett Van der Pol oszcillátort mutatjuk be.

### Egy elméleti jelentőségű nemlineáris oszcillátor

Az úgynevezett Van der Pol oszcillátor kapcsolási rajza a 12.4 ábrán látható.



12.4 ábra. A Van der Pol oszcillátor kapcsolási rajza.

Az áramkörben a korábbi elemeken kívül három új elemet találunk:

- Egy ideális négyzetre emelő áramkört, melynek kimenetén a  $Ku^2$  jel jelenik meg, ahol  $u$  a bemenetre kapcsolt jel,  $K$  pedig a négyzetre emelő áramkör  $[1/V]$  dimenziójú konstansa. Emellett az áramkör bemeneti ellenállása végtelen, kimeneti ellenállása pedig nulla,
- Egy ideális szorzó áramkört, melynek kimenetén a  $Ku_1u_2$  jel jelenik meg, ahol  $u_1$  az egyik,  $u_2$  pedig a másik bemenetre kapcsolt jel, és  $K$  a szorzó áramkör  $[1/V]$  dimenziójú konstansa. Emellett az áramkör bemeneti ellenállása végtelen, kimeneti ellenállása pedig nulla,
- Egy ideális kivonó áramkört, melynek kimenetén az  $\varepsilon(u_1 - u_2)$  jel jelenik meg, ahol  $u_1$  az egyik,  $u_2$  pedig a másik bemenetre kapcsolt jel, és  $\varepsilon$  a kivonó áramkör konstansa. Emellett az áramkör bemeneti ellenállása végtelen, kimeneti ellenállása pedig nulla.

A kapcsolás működését az

$$R^2 C^2 \frac{d^2 u}{dt^2} = -u - \varepsilon K \left( -RC \frac{du}{dt} \right) (KU_{ref}^2 - Ku^2)$$

egyenlet írja le, amiből az

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \quad K^2 U_{ref}^2 = 1 \quad \text{és} \quad x = Ku$$

jelölések bevezetése után az

$$\frac{1}{K\omega_0^2} \frac{d^2x}{dt^2} = -\frac{x}{K} - \varepsilon \left( -\frac{1}{\omega_0} \frac{1}{K} \frac{dx}{dt} \right) (K^2 U_{ref}^2 - x^2),$$

egyenletet kapjuk, és  $K$ -val való szorzás után az

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2x}{dt^2} = -x - \varepsilon \left( -\frac{1}{\omega_0} \frac{dx}{dt} \right) (K^2 U_{ref}^2 - x^2),$$

illetve a

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \varepsilon\omega_0 \frac{dx}{dt} (x^2 - 1) + \omega_0^2 x = 0$$

Van der Pol egyenlethez jutunk.

Az egyenlet láthatóan hasonlít a korábban vizsgált lineáris rendszer

$$\frac{d^2u}{dt^2} + 2\zeta\omega_0 \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0$$

egyenletére, azzal a különbséggel, hogy ebben az egyenletben az  $x(t)$  változó elsőrendű deriváltjának a szorzótényezője nem a  $2\zeta$  konstans, hanem az  $\varepsilon(x^2 - 1)$  nemlineáris kifejezés, amelynek az értéke az  $x$  jel pillanatnyi nagyságától függ. Korábban láttuk, hogy a lineáris rendszer megoldása a  $\zeta$  előjelétől függ, miszerint negatív  $\zeta$  értékeknél a rendszer exponenciálisan növekvő jelet állít elő, pozitív  $\zeta$  értékeknél a jel amplitúdója exponenciálisan csökken, míg  $\zeta = 0$  esetén a jel amplitúdója állandó értékű.

Másképpen fogalmazva:

- Ha  $\zeta < 0$ , akkor a rendszerben keletkező jel energiája növekszik,
- Ha  $\zeta = 0$ , akkor a rendszerben keletkező jel energiája állandó marad,
- Ha  $\zeta > 0$ , akkor a rendszerben keletkező jel energiája csökken.

A Van der Pol egyenlet általános megoldása analitikusan nem ismert. Feltételezhetjük azonban, hogy kis  $\varepsilon$  értékeknél az egyenlet megoldása hasonlít a lineáris egyenlet megoldásához, azaz közel szinuszos. Az egyenletből világosan látszik, hogy a  $2\zeta$  konstans helyett megjelenő  $\varepsilon(x^2 - 1)$  nemlineáris kifejezés értéke kis  $x$ -ek esetén biztosan negatív, ezért a rendszerben keletkező jel energiája növekszik, vagyis a jel amplitúdója nő. Nagy  $x$ -eknél viszont az  $\varepsilon(x^2 - 1)$  kifejezés (illetve annak egy periódusra vett átlagértéke) pozitívvá válik, vagyis a rendszerben keletkező jel energiája csökken. Ez a mechanizmus azt eredményezi, hogy kis kezdeti feltételek esetén (ha a két kondenzátoron mért feszültség kicsi), akkor a keletkező közel szinuszos jel amplitúdója növekszik, ha pedig a kezdeti feltételek értéke nagy, akkor a jel amplitúdója csökken, amiből nyilvánvaló, hogy a Van der Pol egyenlet megoldása állandó amplitúdójú közel szinuszos jel, és az, hogy a rendszer bármilyen kezdeti feltételből kiindulva ehhez az állandó amplitúdójú megoldáshoz tart.

Az oszcillátor által előállított közel szinuszos jel amplitúdóját az úgynevezett **harmonikus egyensúlyi egyenletek** segítségével tudjuk közelítőleg meghatározni. A harmonikus egyensúlyi egyenletek módszerét periodikus jellel vezérelt nemlineáris áramkörök analízisére használjuk. A módszer arra a fizikai tényre épül, hogy állandósult állapotban a periodikus jellel vezérelt nemlineáris áramkörök minden pontján periodikus jelek jelennek meg, és az áramkör minden csomópontján, és minden hurokban a periodikus jelek Fourier-sorának minden összetevőjére külön-külön érvényesek a Kirchoff-törvények.

LC oszcillátorok esetében (ha az áramkör szelektív) elegendő csak az alapharmonikus jelekkel foglalkozni, mivel feltételezhetjük, hogy az egyenlet megoldása szinuszos, és a jel torzítása, azaz a jelben lévő magasabb frekvenciájú jelek amplitúdója elhanyagolható. Ilyenkor tehát a megoldás helyére állandó amplitúdójú szinuszos jelet helyettesítünk, és az egyenletet csak az alapharmonikus jelekre, az  $\omega_0$  frekvenciájú komponensekre oldjuk meg.

Esetünkben ez azt jelenti, hogy eleve feltételezzük, hogy a keletkező állandó amplitúdójú jel közel szinuszos, azaz

$$x(t) \cong X_0 \cos(\omega_0 t),$$

és a jel torzítása elhanyagolhatóan kicsi. Ilyenkor a

$$\frac{dx(t)}{dt} \cong -X_0 \omega_0 \sin(\omega_0 t)$$

és

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} \cong -X_0 \omega_0^2 \cos(\omega_0 t).$$

Ezeket behelyettesítve a

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \varepsilon \omega_0 \frac{dx}{dt} (x^2 - 1) + \omega_0^2 x = 0$$

egyenletbe a

$$-X_0 \omega_0^2 \cos(\omega_0 t) - \varepsilon \omega_0 X_0 \omega_0 \sin(\omega_0 t) ((X_0 \cos(\omega_0 t))^2 - 1) + \omega_0^2 X_0 \cos(\omega_0 t) \cong 0$$

kifejezéshez jutunk, ami egyszerűsítések után a

$$-\cos(\omega_0 t) - \varepsilon \sin(\omega_0 t) \left( X_0^2 \frac{1 + \cos(2\omega_0 t)}{2} - 1 \right) + \cos(\omega_0 t) \cong 0,$$

illetve a

$$\sin(\omega_0 t) \left( X_0^2 \frac{1 + \cos(2\omega_0 t)}{2} - 1 \right) \cong 0$$

alakra hozható. Kis harmonikus torzítás esetén elegendő az egyenlet  $\omega_0$  frekvenciájú alapharmonikus jelét kiszámítani és nullával egyenlővé tenni, ami a

$$\sin(\omega_0 t) \frac{X_0^2}{2} + \frac{X_0^2}{4} (\sin(3\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)) - \sin(\omega_0 t) \cong \sin(\omega_0 t) \left( \frac{X_0^2}{2} - \frac{X_0^2}{4} - 1 \right) \cong 0,$$

egyenlethez vezet, amiből

$$\frac{X_0^2}{4} - 1 \cong 0, \quad X_0 \cong 2, \quad U_0 = \frac{2}{K} = 2U_{ref}$$

tehát a rezgési amplitúdó értéke közelítőleg  $2U_{ref}$ .

Itt felhasználtuk a

$$\cos^2(\omega_0 t) = \frac{1 + \cos(2\omega_0 t)}{2}$$

és a

$$\sin(\omega_0 t) \cos(2\omega_0 t) = \frac{-\sin(\omega_0 t) + \sin(3\omega_0 t)}{2}$$

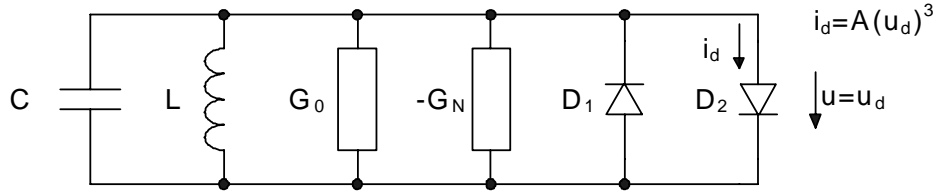
ismert trigonometrikus összefüggéseket.

### A Van der Pol oszcillátor ekvivalens változata

A Van der Pol egyenlethez eljuthatunk úgy is, ha a 12.3 ábrán feltüntetett veszteséges LC rezgőkör kapcsolását kiegészítjük két speciális karakterisztikájú "diódával", melyek árama és feszültsége között az

$$i_d = \begin{cases} Au_d^3 & \text{ha } u_d > 0 \\ 0 & \text{ha } u_d < 0 \end{cases}$$

egyenlet teremt kapcsolatot, ahol  $A$  a "dióda"  $[A/V^3]$  dimenziójú konstansa, azaz nyitóirányban a dióda árama az  $u_d$  feszültség köbével arányos, záró irányban pedig nulla értékű. A kapcsolat a 12.5 ábrán látható.



12.5 ábra. Az LC elemekkel felépített Van der Pol oszcillátor kapcsolási rajza. A kapcsolás működését a

$$C \frac{du}{dt} + \frac{1}{L} \int u dt + u(G_0 - G_N) + Au^3 = 0$$

egyenlet írja le, ami deriválás és  $L$ -lel való szorzás után a

$$CL \frac{d^2u}{dt^2} + u + L \frac{du}{dt} (G_0 - G_N) + 3ALu^2 \frac{du}{dt} = 0$$

alakra hozható. Ebből, bevezetve az

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}}$$

jelölést, az

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2u}{dt^2} + L\omega_0(G_N - G_0) \left[ \frac{3Au^2}{G_N - G_0} - 1 \right] \frac{1}{\omega_0} \frac{du}{dt} + u = 0$$

egyenletet kapjuk.

Tételezzük fel ezután, hogy  $G_N > G_0$ , tehát a diódák nélküli lineáris rendszer exponenciálisan növekvő jelet állítana elő, akkor az

$$x = \frac{u}{\sqrt{\frac{G_N - G_0}{3A}}}, \quad \varepsilon = L\omega_0(G_N - G_0)$$

jelölésekkel a korábban megismert

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2x}{dt^2} + \varepsilon(x^2 - 1) \frac{1}{\omega_0} \frac{dx}{dt} + x = 0$$

Van der Pol egyenlethez jutunk. Mivel az egyenlet megoldását korábban már megadtuk, tudjuk, hogy a rezgési amplitúdóra az

$$X_0 = \frac{U_0}{\sqrt{\frac{G_N - G_0}{3A}}} = 2 \Rightarrow U_0 = 2 \sqrt{\frac{G_N - G_0}{3A}}$$

eredmény adódik.

Hasonló eredményre jutunk akkor is, ha a "diódák" ekvivalens harmonikus vezetését számoljuk ki a rezgési amplitúdó függvényében. Egy ohmos nemlineáris elem ekvivalens harmonikus vezetése definíciószerűen az elemen folyó alapharmonikus áram és alapharmonikus feszültség amplitúdójának a hányadosa.

Tudjuk, hogy a két párhuzamos "dióda" eredő áramát az

$$i_d = Au^3$$

kifejezés adja meg. Kapcsoljunk a két párhuzamos "diódára" egy

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t)$$

harmonikus jelet, és határozzuk meg a "diódákon" folyó áram alapharmonikusát. Mivel ilyenkor

$$i_d(t) = AU_0^3 \cos^3(\omega_0 t) = AU_0^3 \frac{3}{4} \cos(\omega_0 t) + AU_0^3 \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 t),$$

ezért, elhanyagolva a magasabb harmonikus összetevőt, az

$$i_d(t) \cong AU_0^3 \frac{3}{4} \cos(\omega_0 t),$$

közelítő kifejezéshez jutunk, amiből az áram alapharmonikusának amplitúdója

$$I_{d0} \cong AU_0^3 \frac{3}{4}.$$

Ennek alapján a két párhuzamos "dióda" ekvivalens harmonikus vezetése az

$$G_{dekv} = \frac{I_{d0}}{U_0} = AU_0^2 \frac{3}{4}$$

kifejezés segítségével határozható meg, tehát a diódák ekvivalens harmonikus vezetése a rezgési amplitúdó négyzetével arányos.

Korábbiakból tudjuk, hogy a párhuzamos rezgőkörben állandó amplitúdójú szinuszos jel akkor keletkezik, ha az  $LC$  taggal párhuzamosan kapcsolt vezetés eredő értéke nulla. Esetünkben ez az érték a

$$G_N - G_0 - G_{dekv} = G_N - G_0 - AU_0^2 \frac{3}{4} = 0$$

eredő ekvivalens harmonikus vezetéssel közelíthető, amiből a rezgési amplitúdóra ismét az

$$U_0 = 2 \sqrt{\frac{G_N - G_0}{3A}}$$

értéket kapjuk.

A fenti elvi jelentőségű analízis alapján a következőket állapíthatjuk meg:

- Állandó amplitúdójú közel szinuszos jel előállításához olyan másodrendű dinamikus nemlineáris rendszerre van szükség, amely az

$$a \frac{d^2 u}{dt^2} + f\left(u, \frac{du}{dt}\right) \frac{du}{dt} + u = 0$$

egyenlettel írható le, ahol  $a$  konstans,  $f(u, \frac{du}{dt})$  pedig egy olyan nemlineáris függvény, mely kis  $u$  és  $\frac{du}{dt}$  értékek esetén negatív és a változók növekedésével tipikusan monoton nő.

- A rezgés frekvenciáját  $a$  határozza meg, miszerint

$$\omega_0 \cong \sqrt{\frac{1}{a}}.$$

- A rezgés amplitúdója pedig az  $f(u, \frac{du}{dt})$  nemlineáris kifejezéstől függ. A harmonikus egyensúly elvét alkalmazva a rezgési amplitúdót közelítőleg az

$$f(U_0 \cos(\omega_0 t), -U_0 \omega_0 \sin(\omega_0 t))$$

kifejezés alapharmonikusának a nulla értékéből számíthatjuk.

## Az oszcillátorok működésének illusztrálása a fázissíkon

A **fázissík** olyan eszköz, amely segítségével világos képet alkothatunk a másodrendű nemlineáris autonóm rendszerek működéséről. A nemlineáris rendszerekben sok meglepő és különleges jelenség léphet fel, és a fázissík ezeknek a megértését támogatja, elsősorban vizuális eszközök segítségével. Ilyen a nemlineáris oszcillátorok működése is, amely a fázissíkon könnyen szemléltethető.

A fázissíkon a másodrendű differenciálegyenletek megoldásának deriváltját ábrázoljuk a megoldás függvényében. Egy általános másodrendű nemlineáris differenciálegyenletet a

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + g\left(x, \frac{dx}{dt}, t\right) = 0$$

alakban írhatunk fel. Jelöljük  $y$ -nal az  $x(t)$  megoldás idő szerinti deriváltját, azaz vezessük be az

$$y = \frac{dx}{dt}$$

változót, amiből

$$\frac{d^2 x}{dt^2} = \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = y \frac{dy}{dx},$$

és helyettesítsük be ezt a kifejezést az általános egyenletbe. Ekkor az

$$y \frac{dy}{dx} + g(x, y, t) = 0$$

differenciálegyenlethez jutunk, ami az  $y$  és az  $x$  közötti kapcsolatot jellemzi. A fázissíkon az  $y$  értékét ábrázoljuk az  $x$  függvényében. A továbbiakban csak **autonóm** rendszereket analizálunk, amelyek közvetlenül nem függenek az időtől és nincsen bemenő jelük, azaz a fenti általános egyenlet az

$$y \frac{dy}{dx} + g(x, y) = 0$$

alakban írható fel.

Érdeemes megjegyezni, hogy az  $y$  és  $x$  mennyiségek éppen a másodrendű rendszer állapotváltozóival azonosak, így azt is mondhatjuk, hogy a fázissíkon a másodrendű rendszerek állapotváltozóinak a kapcsolatát ábrázoljuk. Ugyanakkor tudjuk azt is, hogy az adott másodrendű differenciálegyenlet megoldásához két kezdeti feltételt kell megadnunk, melyek éppen ezeknek az állapotváltozóknak a kezdeti értékeit jelentik. Ezért a fázissík minden pontjához a vizsgált másodrendű differenciálegyenlet egy kezdeti feltétele tartozik.

A fázissík fogalmának megértéséhez induljunk ki a másodrendű lineáris egyenletek vizsgálatából, mivel ezek megoldását zárt alakban ismerjük. Lineáris esetben az általános egyenlet a

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\zeta \frac{dx}{dt} + x = 0$$

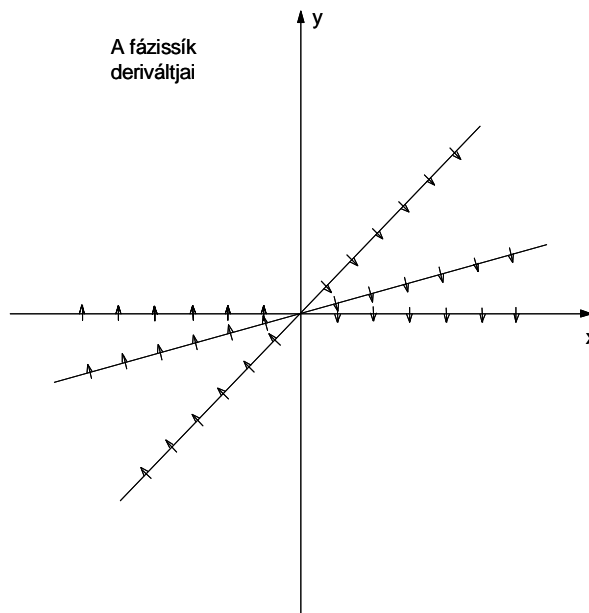
alakban adható meg, amiből az

$$y \frac{dy}{dx} + 2\zeta y + x = 0$$

formát kapjuk. Átrendezés után a

$$\frac{dy}{dx} = -2\zeta - \frac{x}{y}$$

egyenlethez jutunk, ami az  $x$ - $y$  sík minden pontján megadja az  $y$   $x$  szerinti deriváltját az  $x$  és  $y$  függvényében. A deriváltak értéke esetünkben csak az  $x$  és  $y$  hányadosától függ. A deriváltakat a 12.6 ábrán mutatjuk be.



12.6 ábra. A fázissík deriváltjai.

Az ábrán egy origón keresztülhaladó egyenes mentén az  $x/y = K$  értéke állandó, ezért az  $y$   $x$  szerinti deriváltja

$$\frac{dy}{dx} = -2\zeta - K$$

is állandó, így a  $dy/dx$  irányát mutató kis nyilak az egyenes mentén párhuzamosak egymással. A



deriváltak megadják az  $x$  aktuális változási irányát is, mivel ha  $y = dx/dt > 0$ , akkor  $x$  növekszik, ha  $y = dx/dt < 0$ , akkor pedig  $x$  csökken, ezért a sík minden pontjához hozzárendelhető egy változási irány, ami alapján bármely kezdeti állapotból (a sík bármely pontjából) kiindulva felrajzolható a differenciálegyenlet megoldására jellemző úgynevezett **trajektória**. A trajektória a másodrendű differenciálegyenlet megoldását adja meg a fázissíkon adott kezdeti feltételek esetén.

Megjegyezzük, hogy  $\zeta = 0$  esetén a

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{x}{y}$$

differenciálegyenlethez jutunk, ami azt jelenti, hogy egy origón keresztülhaladó egyenes mentén az  $y$   $x$  szerinti deriváltja éppen merőleges magára az egyenesre, ami miatt a másodrendű differenciálegyenlet trajektóriája éppen kör lesz, ugyanis, ha

$$x^2 + y^2 = C^2,$$

akkor

$$y = \sqrt{C^2 - x^2}, \quad \text{és} \quad \frac{dy}{dx} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{C^2 - x^2}} (-2x) = -\frac{x}{y}.$$

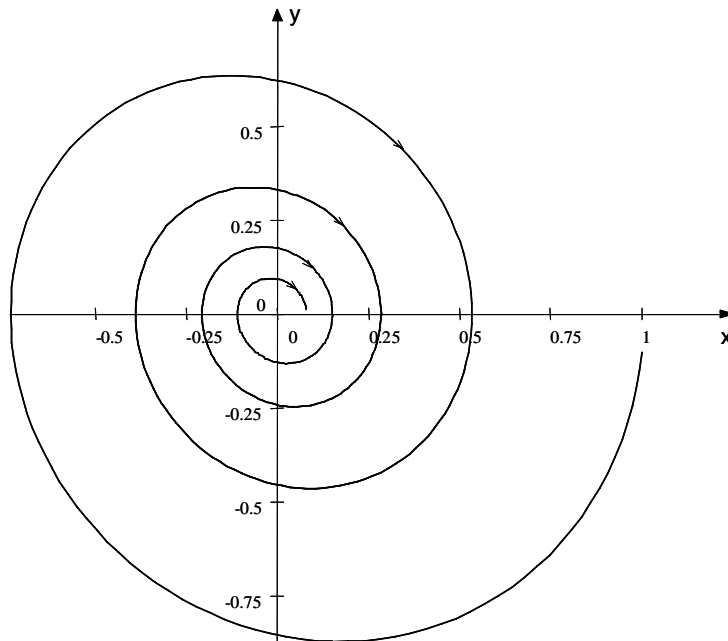
Nem is lehet más, mivel ebben az esetben a differenciálegyenlet a megoldása a körmozgás vetülete a vízszintes tengelyre, ami éppen a szinuszos jel, ugyanis, ha

$$x = C \cos(t),$$

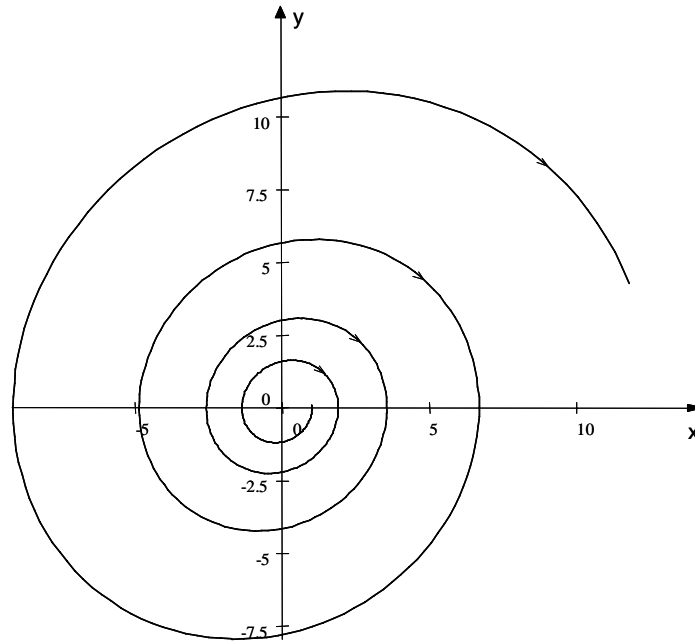
akkor

$$y = -C \sin(t) = -\sqrt{C^2 - x^2}.$$

A 12.7 és 12.8 ábrán megadjuk a másodrendű lineáris differenciálegyenlet egy-egy trajektóriáját  $\zeta = 0.1$  és  $\zeta = -0.1$  és adott kezdeti feltétel esetén.



12.7 ábra. A másodrendű lineáris differenciálegyenlet egy trajektóriája  $\zeta = 0.1$  esetén.



12.8 ábra. A másodrendű lineáris differenciálegyenlet egy trajektóriája  $\zeta = -0.1$  esetén.

Az ábrák alapján megállapítható, hogy a fázissíkon a lineáris differenciálegyenlet megoldásai exponenciálisan csökkenő, illetve növekvő spirálok. Ugyanis, ha  $\zeta > 0$ , akkor a rendszer exponenciálisan csökkenő, ha  $\zeta < 0$ , akkor pedig exponenciálisan növekvő amplitúdójú szinuszos jelet állít elő. Éppen ez az oka annak, hogy lineáris rendszerekkel nem tudunk állandó amplitúdójú szinuszos, vagy közel szinuszos jelet előállítani, hiszen ehhez ideális áramkörre volna szükség, amelynek a pólusai éppen a  $j\omega$  tengelyre esnek. Ellenben az ilyen rendszer által előállított jel amplitúdója függene a rendszer kezdeti feltételeitől is, azaz lényegében nem lenne stabil. Ezért állandó stabil amplitúdójú közel szinuszos jelet csak nemlineáris eszközök segítségével tudunk előállítani.

Az állandó amplitúdójú jelek előállításakor szükséges az, hogy a rendszer bármilyen kezdeti feltételtől indulva, tranziensek után minden esetben ugyanazt a periodikus jelet állítsa elő. Ez azt jelenti, hogy ezeknek a rendszereknek a fázissíkon **határciklusa** van.

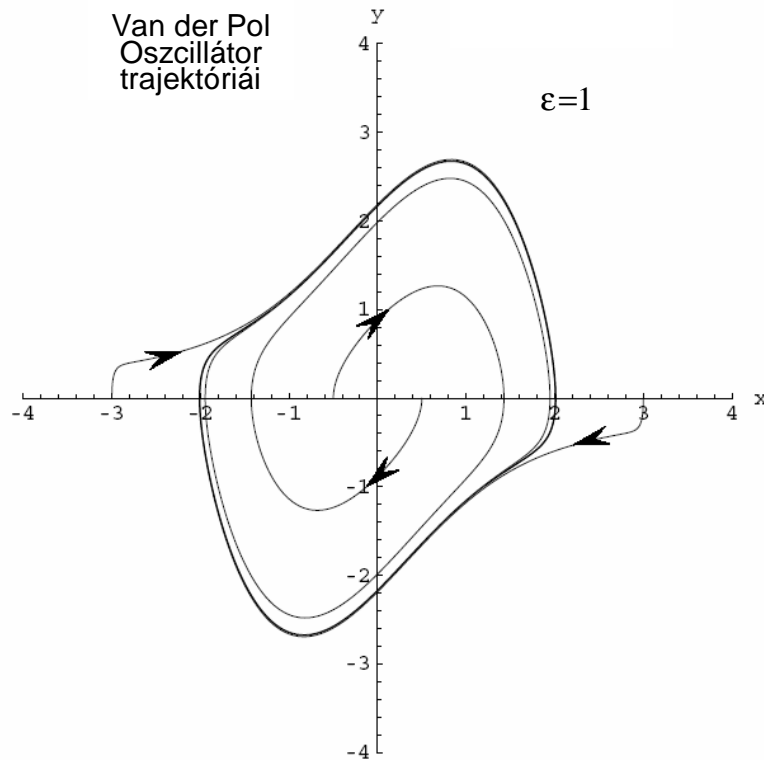
A nemlineáris differenciálegyenletek határciklusa egy olyan önmagába visszatérő zárt görbe a fázissíkon, amelyhez a nemlineáris differenciálegyenlet megoldása tetszőleges kezdeti feltételtől indulva aszimptotikusan tart. Az általunk korábban megismert

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \varepsilon(x^2 - 1)\frac{dx}{dt} + x = 0,$$

Van der Pol differenciálegyenlet, illetve az ennek az egyenletnek megfelelő

$$\frac{dy}{dx} = -\frac{\varepsilon y(x^2 - 1) + x}{y}$$

fázissík egyenlet rendelkezik ilyen határciklussal, amit a 12.9 ábrán illusztrálunk.



12.9 ábra. A Van der Pol differenciálegyenlet trajektóriái és határciklusa.

Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a rezgés amplitúdója  $X_0$  valóban közel 2 értékű, ahogy azt a harmonikus egyensúly elve alapján megbecsültük.

## Gyakorlati módszerek

Az egyes oszcillátor kapcsolások elsősorban abban különböznek egymástól, hogy a két alapvető feladatot, a rezgési frekvencia és amplitúdó beállítását milyen áramköri elrendezéssel oldják meg.

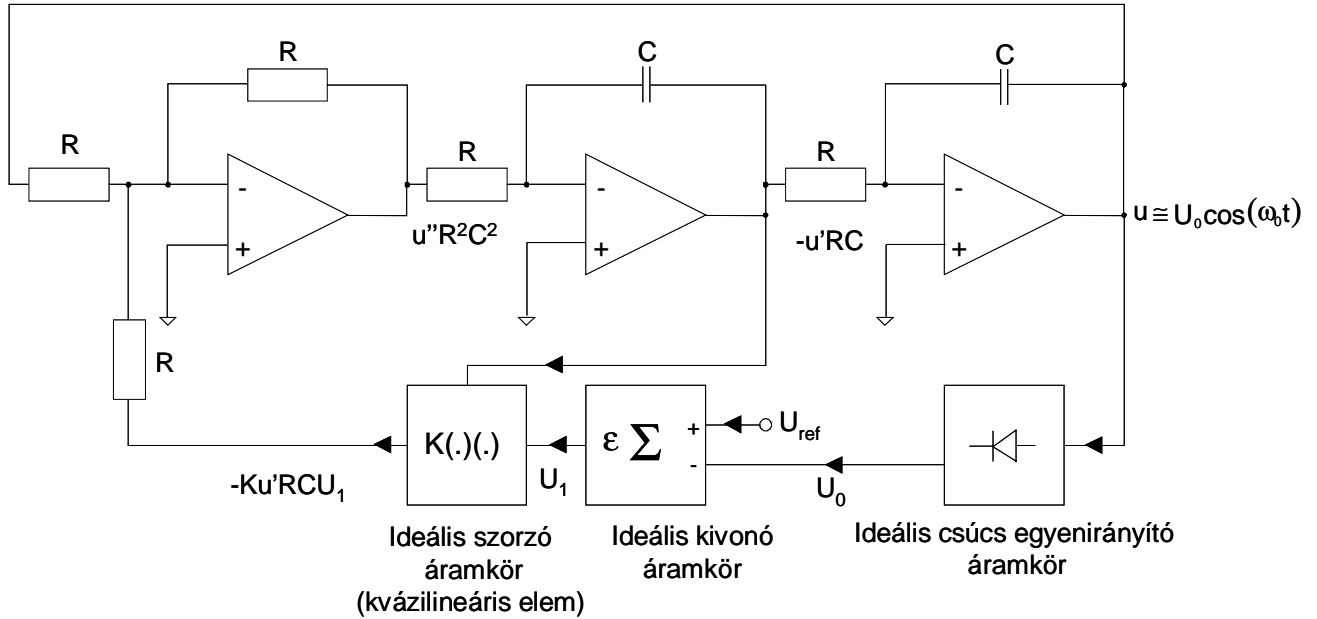
### Az amplitúdó meghatározás módszerei

A közel szinuszos jelet előállító oszcillátorokban az állandó rezgési amplitúdót kétféle megoldással hozzuk létre:

- Kvázilineáris elem alkalmazásával, ahol olyan lineáris áramköri elemet használunk, amelynek az áramköri paramétere (például az ellenállása) vezérelhető a rezgési amplitúdó függvényében. Ezt a megoldást olyan esetben célszerű alkalmazni, amikor az oszcillátorban nincs frekvencia szelektív elem (például rezgőkör), ezért az oszcillátor torzítása erősen függ a rendszerben keletkező magasabb harmonikus összetevőktől.
- Nemlineáris elemmel, amely - a Van der Pol oszcillátorhoz hasonlóan - növekvő rezgési amplitúdó esetén egyre nagyobb mértékben terheli a rezgő rendszert, és ezért biztosítani képes a határciklus kialakítását és a rezgési amplitúdó stabilizálását. Ezt a megoldást akkor lehet eredményesen alkalmazni, ha az oszcillátorban frekvencia szelektív elem (például rezgőkör) található, amely akkor is biztosítani képes a közel szinuszos jelet, ha a nemlineáris elem jelentős felharmonikus jeleket generál.

### Kvázilineáris amplitúdó stabilizálás

A 12.10 ábrán a kvázilineáris áramköri elemet alkalmazó amplitúdó stabilizálási módszerre mutatunk egy példát.



12.10 ábra. Példa a kvázilineáris áramköri elem alkalmazó amplitúdó stabilizálásra. Az áramkör működését a következőkkel jellemezhetjük:

- A rendszerben a rezgési frekvenciát egy ideális és egy veszteséges integrátort tartalmazó visszacsatolt áramkör határozza meg (a 12.2 ábra áramköréhez hasonlóan).
- A keletkező közel szinuszos jel amplitúdóját ( $U_0$ ) egy ideális csúcseyenirányító érzékeli, és azt összehasonlítja az  $U_{ref}$  referenciafeszültséggel. A feszültségek különbségét az ideális kivonó áramkör állítja elő, melynek a kimenetén az

$$U_1 = \varepsilon(U_{ref} - U_0)$$

feszültség jelenik meg. Ez a feszültség egy ideális szorzó áramkört vezérel, amelynek a másik bemenetére az  $u(t)$  kimeneti feszültség deriváltjának a mínusz egyszeresével arányos jel kapcsolódik. Ennek alapján az áramkör működését az

$$\left(-\frac{R}{R}u + \frac{R}{R}pCRu(K\varepsilon(U_{ref} - U_0))\right)\left(-\frac{1}{pCR}\right)^2 = u$$

egyenlet írja le, amiből átrendezések után az

$$-u + pCRuK\varepsilon(U_{ref} - U_0) = p^2R^2C^2u$$

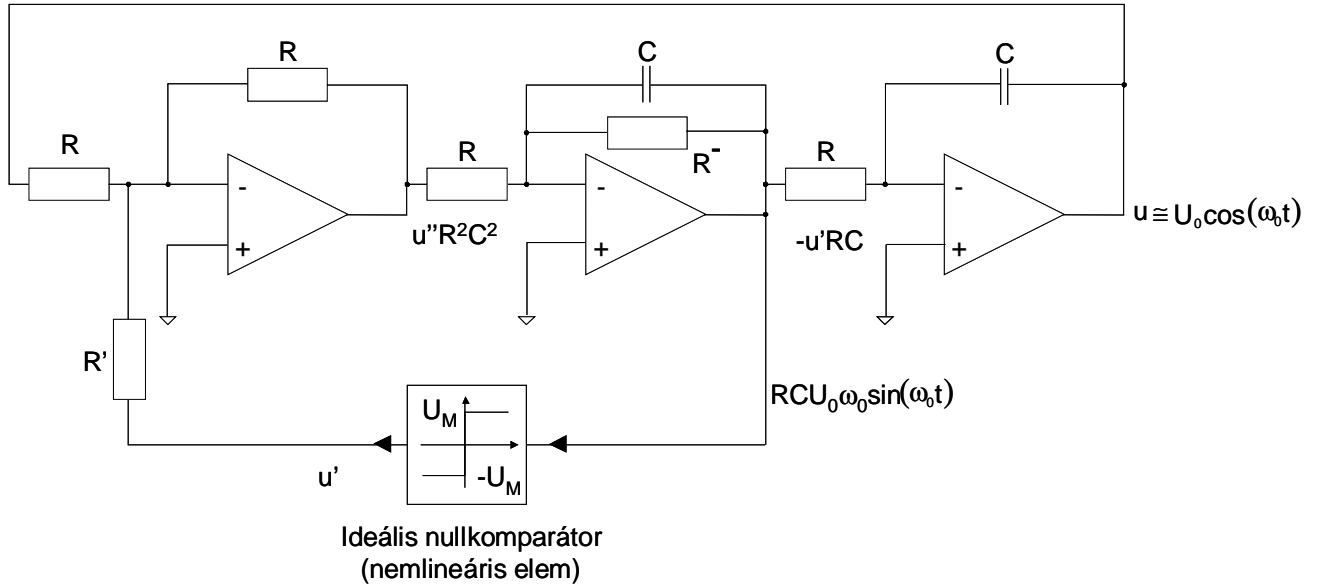
alakot kapjuk, amely a

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{\omega_0} K\varepsilon(U_0 - U_{ref}) \frac{du}{dt} + u = 0, \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

differenciálegyenletnek felel meg. Ebben az egyenletben a veszteséges lineáris rendszer  $2\zeta$  paramétere helyett a  $K\varepsilon(U_0 - U_{ref})$  érték szerepel, és ez a mennyiség negatív, ha az  $U_0 < U_{ref}$ , tehát ilyenkor a rezgési amplitúdó nő, pozitív viszont, ha  $U_0 > U_{ref}$ , tehát ekkor pedig csökken. Mindez azt jelenti, hogy a rendszer éppen  $U_0 = U_{ref}$  amplitúdójú szinuszos jelet állít elő.

### Nemlineáris amplitúdó stabilizálás

A 12.11 ábrán a nemlineáris áramköri elem alkalmazó amplitúdó stabilizálási módszerre mutatunk egy példát.



12.11 ábra. Példa a nemlineáris áramköri elem alkalmazó amplitúdó stabilizálásra. Az áramkör működését a következőkkel jellemezhetjük:

- A rendszerben a rezgési frekvenciát az ideális integrátorokat tartalmazó visszacsatolt áramkör határozza meg (a 12.2 ábra áramköréhez hasonlóan),
- A keletkező közel szinuszos jel amplitúdóját ( $U_0$ ) egy ideális nullkomparátor (limiter) állítja be, oly módon, hogy a második integrátor kimenetéről a baloldali összeadó áramkör virtuális földpontjára visszajutó áram értékét limitálja. Az ideális nullkomparátor kimenetén az

$$u_1 = \begin{cases} U_M & \text{ha } \sin(\omega_0 t) > 0 \\ -U_M & \text{ha } \sin(\omega_0 t) < 0 \end{cases}$$

feszültség jelenik meg. Ez a feszültség az  $R'$  ellenálláson keresztül áramot juttat a baloldali összeadó áramkör virtuális földpontjára. Ennek alapján az áramkör működését az

$$\left(-\frac{R}{R}u - \frac{R}{R'}U_M \operatorname{sgn}(-RCpu)\right) \left(-\frac{R^- \times \frac{1}{pC}}{R}\right) \left(-\frac{1}{pCR}\right) = u$$

egyenlet írja le, amiből átrendezések után a

$$-u + U_M \frac{R}{R'} \operatorname{sgn}(RCpu) - \frac{R}{R^-} \frac{1}{\omega_0} pu = p^2 R^2 C^2 u$$

alakot kapjuk, amely a

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{\omega_0} \frac{R}{R^-} \frac{du}{dt} - U_M \frac{R}{R'} \operatorname{sgn}\left(\frac{1}{\omega_0} \frac{du}{dt}\right) + u = 0, \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

differenciálegyenletnek felel meg (a kifejezésekben a  $p$  most a differenciálás operátorát jelöli). Ebben az egyenletben a veszteséges lineáris rendszer  $2\zeta \frac{du}{dt}$  paramétere helyett az

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{R}{R^-} \frac{du}{dt} - U_M \frac{R}{R'} \operatorname{sgn}\left(\frac{1}{\omega_0} \frac{du}{dt}\right)$$

kifejezés szerepel.

Ilyenkor a rezgési amplitúdó a harmonikus egyensúly elve alapján határozható meg (lásd a Van der Pol oszcillátor vizsgálatánál adott magyarázatot) oly módon, hogy az  $u(t)$  függvény helyébe az

$$u(t) \cong U_0 \cos(\omega_0 t)$$

közelítő megoldást helyettesítjük, és a differenciálegyenletet csak az  $\omega_0$  frekvenciás alapharmonikusan vizsgáljuk. Ekkor az eredeti differenciálegyenlet másodrendű és lineáris tagjának az összege

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 u}{dt^2} + u = -\frac{U_0}{\omega_0^2} \omega_0^2 \cos(\omega_0 t) + U_0 \cos(\omega_0 t) = 0$$

értékű, ezért a feladatunk az, hogy meghatározzuk az

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{R}{R^-} \frac{du}{dt} - U_M \frac{R}{R'} \operatorname{sgn}\left(\frac{1}{\omega_0} \frac{du}{dt}\right)$$

kifejezés alapharmonikusát

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{\omega_0} \frac{R}{R^-} U_0 \omega_0 \sin(\omega_0 t) + U_M \frac{R}{R'} \operatorname{sgn}\left(\frac{1}{\omega_0} U_0 \omega_0 \sin(\omega_0 t)\right) = \\ & = -\frac{R}{R^-} U_0 \sin(\omega_0 t) + U_M \frac{R}{R'} \operatorname{sgn}(\sin(\omega_0 t)), \end{aligned}$$

és egyenlővé tesszük nullával. Mivel a

$$U_M \frac{R}{R'} \operatorname{sgn}\left(\frac{1}{\omega_0} U_0 \omega_0 \sin(\omega_0 t)\right)$$

alapharmonikus amplitúdója az

$$U_M \frac{R}{R'} \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |\sin(\varphi)| d\varphi = U_M \frac{R}{R'} \frac{4}{\pi}$$

kifejezéssel adható meg, az állandó amplitúdójú rezgés feltétele a

$$-\frac{R}{R^-} U_0 + U_M \frac{R}{R'} \frac{4}{\pi} \cong 0$$

egyenlettel adható meg. Ebből a rezgési amplitúdó

$$U_0 \cong \frac{4}{\pi} U_M \frac{R^-}{R'}.$$

- Másképpen gondolkodva azt is mondhatjuk, hogy a második integrátor kimenete és a baloldali összeadó áramkör virtuális földpontja közötti (ideális nullkomparátorból és  $R'$  ellenállásból álló) rendszert alapharmonikusan egyetlen ellenállással lehet helyettesíteni. Az ideális nullkomparátor kimenetén megjelenő négyyszögjel alapharmonikusa az  $R'$  ellenálláson állandó

$$I_{R'1} = U_M \frac{1}{R'} \frac{4}{\pi}$$

alapharmonikus áramot hoz létre, ugyanakkor az ideális nullkomparátor bemeneti jele

$$U_1 = U_0$$

amplitúdójú, ezért az említett két pont közötti ekvivalens harmonikus ellenállás értéke

$$R_{ekv}^+ = \frac{U_0}{U_M \frac{1}{R'} \frac{4}{\pi}}.$$

A 12.2 ábrán látható áramkör analíziséből viszont tudjuk, hogy a berezgés feltétele  $R_{ekv}^+ \cong R^+ = R^-$ , ami szintén az

$$R^- \cong \frac{U_0}{U_M \frac{1}{R'} \frac{4}{\pi}} \Rightarrow U_0 \cong \frac{4}{\pi} U_M \frac{R^-}{R'}$$

eredményt adja.

## A rezgési frekvencia meghatározási módszerei

Az oszcillátorok kapcsolástechnikája igen változatos. A különböző kapcsolásokat elsősorban az különbözteti meg egymástól, hogy bennük a rezgési frekvenciát milyen áramköri elemek határozzák meg. Ezen az alapon beszélünk LC, RC és kvarc oszcillátorokról, de ezen kívül még számos más eszközzel is elő lehet állítani közel szinuszos periodikus jeleket, azokra azonban ebben a fejezetben nem térünk ki.

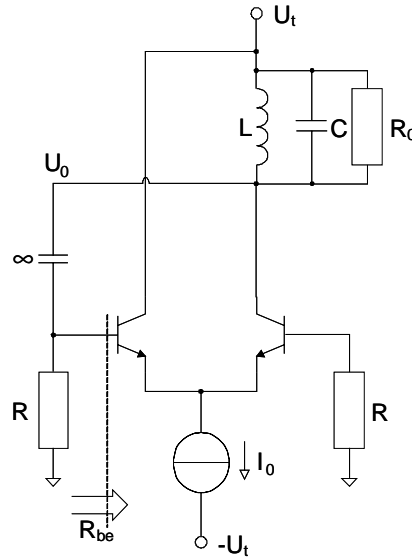
### LC oszcillátorok

Az LC oszcillátorokban a rezgési frekvenciát általában egy párhuzamos vagy soros rezgőkör rezonanciafrekvenciája határozza meg. A rezgőkörhöz úgy kell csatolni az aktív elemet

(tranzisztort), hogy létrejőjön a pozitív visszacsatolás, ami pótolni tudja a rezgőkör természetes veszteségeit. Az LC oszcillátorokban a rezgési amplitúdó meghatározására általában nemlineáris eszközt használunk, mivel az áramkör szelektív, és a kimeneti jelben a felharmonikusok nem játszanak jelentős szerepet. A rezgési feltételt a harmonikus egyensúly elve alapján határozhatjuk meg. A különböző kapcsolási elrendezések a rezgőkör és az aktív elemek csatolási módjában térnek el egymástól.

### Hangolt kollektorkörös LC oszcillátor

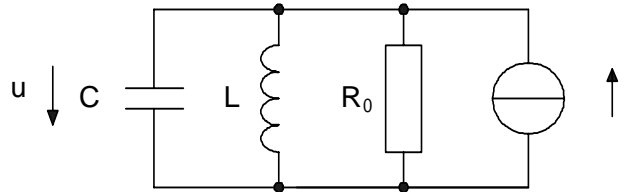
A hangolt kollektorkörös LC oszcillátor egyik lehetséges megvalósításának a kapcsolási rajza a 12.12 ábrán látható.



12.12 ábra. A hangolt kollektorkörös LC oszcillátor egyik lehetséges megvalósítása.

A kapcsolás egy differenciálerősítőből és egy párhuzamos rezgőkörből áll, amely a differenciálerősítő jobboldali tranzisztorának a kollektorában helyezkedik el. A rezgőkör feszültsége egy csatolókapacitáron keresztül a baloldali tranzisztor bázisát vezérli. A differenciálerősítő munkaponti áramát az  $I_0$  áramú áramgenerátor állítja be.

A párhuzamos rezgőkör kapcsolási rajza a 12.13 ábrán látható.



12.13 ábra. A párhuzamos rezgőkör kapcsolási rajza.

A párhuzamos rezgőkör impedanciáját a

$$Z(p) = \frac{u}{i} = \frac{1}{pC} \times R_0 \times pL = \frac{pLR_0}{R_0 + pL + p^2LCR_0} = \frac{pL}{1 + p\frac{L}{R_0} + p^2LC}$$

kifejezés adja meg. Bevezetve az

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \frac{L\omega_0}{R_0} = \frac{L}{R_0} \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{R_0} \sqrt{\frac{L}{C}} = 2\zeta = \frac{1}{Q_0}$$

jelöléseket ebből a

$$Z(p) = \frac{pL}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

kifejezéshez jutunk, ahol  $R_0$  a rezgőkör veszteségére jellemző párhuzamos ellenállás,  $\omega_0$  a rezgőkör rezonanciafrekvenciája,  $\zeta$  a csillapítási tényező és  $Q_0$  a rezgőkör jósaági tényezője.

Rezonanciafrekvencián, ha  $p = j\omega_0$ , az impedancia értéke

$$Z(j\omega_0) = \frac{j\omega_0 L}{1 + j\omega_0 \frac{L}{R_0} + (j\omega_0)^2 \frac{1}{\omega_0^2}} = \frac{j\omega_0 L}{1 + j\omega_0 \frac{L}{R_0} - 1} = R_0$$

egyenlő az  $R_0$  párhuzamos ellenállással, mivel ezen a frekvencián a kapacitás és az induktivitás vezetése éppen azonos nagyságú és ellentétes előjelű

$$\frac{1}{j\omega_0 L} = -j\sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \text{és} \quad j\omega_0 C = j\sqrt{\frac{C}{L}},$$

azaz ezek éppen semlegesítik egymást.

A hangolt kolektorkörös LC oszcillátorban rezonanciafrekvencián a kolektorkörből jel jut vissza a baloldali földelt kolektoros fokozat bázisára, amely a jobboldali földelt bázisú fokozatot vezérli. A zárt hurokban nincsen fázisfordítás, ezért az áramkör rezonanciafrekvencián pozitív visszacsatolású. Tudjuk, hogy ilyen áramkörökben a berezgés feltétele az, hogy a zárt hurok erősítésének az értéke 1-gyel egyenlő, azaz

$$A_u \beta = g_{eff}(R_0 \times R \times R_{be}) = 1,$$

ahol  $g_{eff}$  a kapcsolás effektív meredeksége (az erősítő kimeneti alapharmonikus áramának és a bemeneti alapharmonikus feszültségnek a hányadosa),  $A_u$  a fokozat erősítése és  $\beta$  a visszacsatolási tényező. Az effektív meredekséget kisjelű esetben (ha  $\alpha = 1$ ) a

$$g_{effk} = S_0 = \frac{1}{2r_d} = \frac{I_0}{4U_T}$$

kifejezésből számolható. A berezgéshez feltétlenül szükséges, hogy legyen

$$A_u \beta = g_{effk}(R_0 \times R \times R_{be}) = \frac{1}{2r_d}(R_0 \times R \times R_{be}) > 1,$$

ugyanis ekkor az oszcilláció bármilyen kezdeti feltételről elindul, és a rezgési amplitúdó növekedni kezd.

Nagyjelű esetben viszont, ha az  $U_0$  rezgési amplitúdó jóval nagyobb, mint  $2U_T \cong 50[mV]$ , a differenciálerősítő túlvezérlődik, és a jobboldali tranzisztor kolektorán közel négyszög alakú áram jelenik meg. Ekkor az effektív meredekség a rezgőkört meghajtó kolektoráram alapharmonikusának és a baloldali tranzisztor bázisán (a differenciálerősítő bemenetén) mérhető  $U_0$  rezgési amplitúdónak a hányadosa. Mivel a túlvezérelt differenciálerősítő kolektorárama periodikus négyszögjel, amely 0 és  $I_0$  érték között változik, ennek az alapharmonikusa az

$$I_{c1} = \frac{2}{\pi} I_0,$$

kifejezéssel adható meg, ezért a nagyjelű effektív meredekség értéke

$$g_{effm} = \frac{I_{c1}}{U_0} \cong \frac{2}{\pi} \frac{I_0}{U_0}.$$

Jól látható, hogy az így értelmezett effektív meredekség növekvő rezgési amplitúdó esetén csökken, ezért növekvő amplitúdó esetén a zárt hurok erősítése a

$$A_u \beta = \frac{I_0}{4U_T}(R_0 \times R \times R_{be}) > 1,$$

kisjelű értékről növekvő rezgési amplitúdó esetén csökken, amíg eléri az 1 értéket, és az oszcillátor ezen az állandó amplitúdón rezeg, azaz eléri a határciklusát. Megjegyzendő, hogy abban az esetben, ha a kezdeti feltétel nagy, akkor a hurokerősítés kisebb egynél, ezért a rezgési amplitúdó csökken egészen a határciklusig.

Ezeket az eredményeket felhasználva a kapcsolás rezgési amplitúdóját a

$$A_{um} \beta = \frac{2}{\pi} \frac{I_0}{U_0}(R_0 \times R \times R_{be}) \cong 1$$

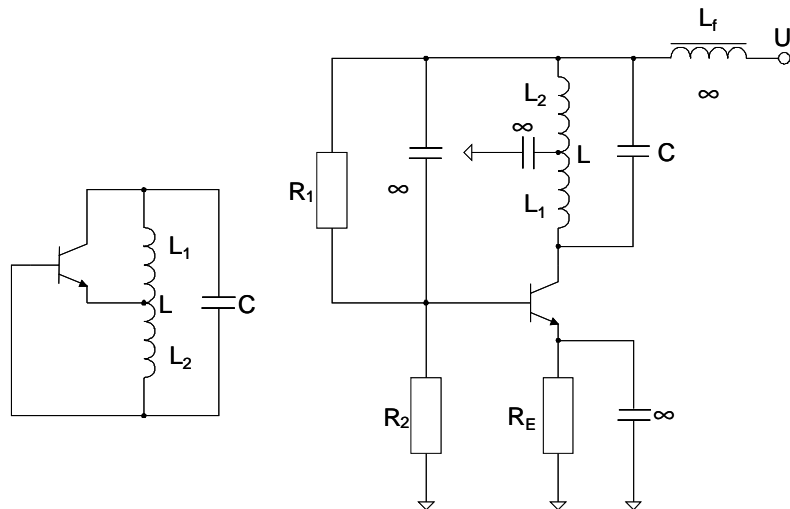
egyenletből határozhatjuk meg, ahol  $A_{um}$  a fokozat alapharmonikusra vonatkozó nagyjelű erősítése, ezért

$$U_0 \cong \frac{2}{\pi} I_0 (R_0 \times R \times R_{be}).$$



### Induktív hárompont oszcillátor

Az induktív hárompont oszcillátor elvi kapcsolási rajza és egy lehetséges áramköri megvalósítása a 12.14 ábrán látható.



12.14 ábra. Az induktív hárompont oszcillátor elvi kapcsolási rajza és egy lehetséges áramköri megvalósítása.

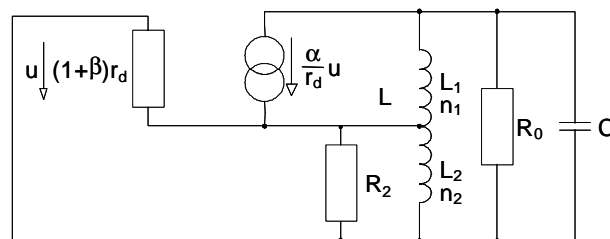
A kapcsolást az alábbiakkal jellemezhetjük:

- Az aktív elem (itt bipoláris tranzisztor) egy induktívan megcsapolt párhuzamos rezgőkörhöz kapcsolódik.
- A tranzisztor emittora az induktivitás középleágazására, bázisa és kollektora az induktivitás végpontjaira van kötve, az  $L_f$  fojtótekeres feladata a tápáram biztosítása, és a rezgőkör elválasztása a nulla belső ellenállású tápfeszültségtől, ugyanis a fojtótekeres impedanciája a rezgési frekvencián végtelennek tekinthető.
- Az oszcillátor rezgési frekvenciáját az

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

kifejezés szerint, a rezgőkör rezonanciafrekvenciája határozza meg.

- A kapcsolás kisjelű helyettesítő képe a 12.15 ábrán látható.



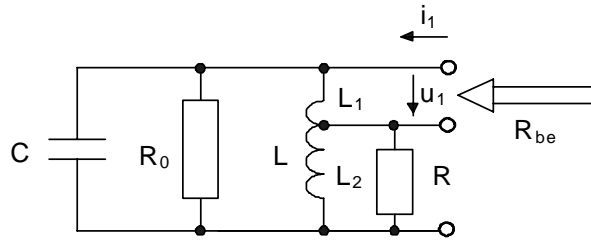
12.15 ábra. Az induktív hárompont oszcillátor kisjelű helyettesítő képe.

- A tranzisztor bázisát az  $u$  feszültség vezérli, melynek hatására az eszköz kollektorán a

$$g_{eff}u = \frac{\alpha}{r_d}u$$

nagyságú kisjelű áram folyik. Ez az áram rezonanciafrekvencián egy olyan effektív ellenállást vezérel, amely a

rezgőkör  $L_1$  ( $n_1$  menetszámú) induktivitásán mérhető. Ezt az ellenállást a 12.16 ábra alapján számíthatjuk ki.



12.16 ábra. A rezgőkör  $L_1$  inuktivitásán mérhető ellenállás meghatározása rezonanciafrekvencián.

- Feltételezve, hogy az  $L_1$  és  $L_2$  inuktivitás szoros csatolású, vagyis a két tekercsrész fluxusa azonos, az  $L = L_1 + L_2$  eredő inuktivitással párhuzamosan kapcsolódó ellenállást az

$$R_{be} = \left( R_0 \left( \frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \right) \times \left( R \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right)$$

kifejezéssel határozhatjuk meg, mivel a transzformátorokban az impedancia a feszültségáttétel négyzetével arányosan transzformálódik, és a feszültségáttételt a menetszámok aránya határozza meg.

Ezt felhasználva a 12.15 ábra áramkörében a tranzisztor kimenetét rezonanciafrekvencián az  $R = R_2 \times (1 + \beta)r_d$  azonosság figyelembevételével az

$$\left( R_0 \left( \frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \right) \times \left( R_2 \times (1 + \beta)r_d \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right)$$

ellenállás terheli. Ebből a tranzisztor kisjelű erősítését a

$$A_u = -\frac{\alpha}{r_d} \left[ \left( R_0 \left( \frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \right) \times \left( R_2 \times (1 + \beta)r_d \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right) \right]$$

kifejezésből számíthatjuk.

- A berezgéshez szükség van arra, hogy a kialakult zárt rendszerben pozitív visszacsatolás jöjjön létre. Itt rezonanciafrekvencián a rendszer azért pozitív visszacsatolású, mert a tranzisztor a bázistól a kollektorig fázist fordít, viszont az inuktivitás két végének a középleágazáshoz mért feszültsége ellentétes előjelű, mivel a tekercs két szakasza azonos menetirányú és a rajtuk mérhető fluxus azonos. A zárt hurokban így rezonanciafrekvencián két fázisfordítás van, vagyis a visszacsatolás pozitív.
- Az oszcillátor kisjelű (lineáris) berezgési feltételéhez a zárt hurok erősítésének az értékét kell még meghatározni, ami a

$$A_u \beta = g_{eff} \left[ \left( R_0 \left( \frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \right) \times \left( R_2 \times (1 + \beta)r_d \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right) \right] \frac{n_2}{n_1}$$

egyenlettel adható meg, ahol  $\beta = -n_2/n_1$  a visszacsatolási tényező a kollektorból a bázisra.

Az oszcillátor berezgéséhez teljesülni kell, hogy a zárt hurok erősítésének a kisjelű értéke

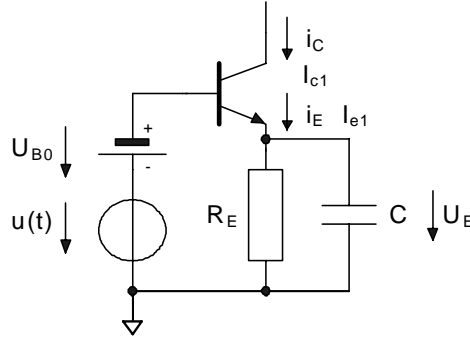
$$A_u \beta = \frac{\alpha}{r_d} \left[ \left( R_0 \left( \frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \right) \times \left( R_2 \times (1 + \beta)r_d \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right) \right] \frac{n_2}{n_1} > 1.$$

- Az állandó amplitúdójú rezgéshez pedig a nagyjelű hurokerősítés értékét kell 1-gyel egyenlővé tenni a

$$A_{un} \beta = g_{effn} \left[ \left( R_0 \left( \frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \right) \times \left( R_2 \times (1 + \beta)r_d \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right) \right] \frac{n_2}{n_1} = 1, \quad g_{effn} = \frac{I_1}{U_0}$$

egyenlőség szerint.

A nagyjelű  $g_{effn}$  meredekség számításához elemezzük a 12.17 ábrán megadott áramköri elrendezés tulajdonságait. Az áramköri részlet megegyezik a 2.14 ábrán látható tranzisztoros áramkörrel.



12.17 ábra. Segédábra a nagyjelű  $g_{effn}$  meredekség számításához.

A feladat a tranzisztor effektív nagyjelű meredekségének meghatározása, ami a

$$g_{effn} = \frac{I_{c1}}{U_0}$$

egyenlőség alapján ismét a tranzisztor kollektoráramának alapharmonikusa és a rezgési amplitúdó hányadosa, ha az ábrán megadott kapcsolásban a tranzisztor bázisán az

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t)$$

szinuszos feszültség mérhető.

Mielőtt a rendszer analízisét elkezdenénk, vizsgáljuk meg a fizikai működés alapjait. A rendszerben a tranzisztor bázisára a munkapontot beállító  $U_{B0}$  egyenfeszültség és a rezgéskeletkező  $u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t)$  feszültség összege jut. Feltéve, hogy  $\alpha = 1$ , a tranzisztor emitter- és kollektoráramja azonos. Ha a bázisra jutó rezgési amplitúdó nő, akkor a tranzisztor exponenciális karakterisztikája miatt az emitteráram átlagértéke (egyenáramú összetevője) a munkaponti áramhoz képest megnő. Ennek hatására az emitterben lévő nagy értékű (végtelennek tekinthető) kondenzátoron mért  $U_E$  egyenfeszültség az eredeti munkaponti  $I_{E0} R_E$  értékhez képest  $\Delta U$  értékkel megnő (egyenirányító hatás). Az emitterkondenzátoron mért egyenfeszültség növekedése a tranzisztort záró irányban feszíti elő, ami a tranzisztor effektív nagyjelű meredekségét csökkenti. Vagyis növekvő rezgési amplitúdóhoz csökkenő hurokerősítés tartozik, így az oszcillátor képes állandó amplitúdójú rezgést előállítani.

A tranzisztor mindenkor bázis-emitter feszültsége az

$$u_{BE}(t) = U_{B0} + u(t) - U_E$$

kifejezéssel adható meg. A munkapontban, amikor nincsen rezgés

$$U_{BE0} = U_{B0} - U_{E0} = U_{B0} - I_{E0} R_E,$$

ahol

$$I_{E0} = I_{S0} \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right)$$

a tranzisztor munkaponti árama.

Rezgés esetén a tranzisztort az

$$u_{BE}(t) = U_{B0} + u(t) - U_E = U_{B0} + u(t) - (U_{E0} + \Delta U) = U_{BE0} - \Delta U + u(t)$$

feszültség vezérli, ezért az emitteráramot az

$$\begin{aligned} i_E(t) = i_C(t) &= I_{S0} \exp\left(\frac{U_{BE0} - \Delta U + U_0 \cos(\omega_0 t)}{U_T}\right) = \\ &= I_{S0} \exp\left(\frac{U_{BE0}}{U_T}\right) \exp\left(\frac{-\Delta U}{U_T}\right) \exp\left(\frac{U_0 \cos(\omega_0 t)}{U_T}\right) = I_{E0} \exp\left(\frac{-\Delta U}{U_T}\right) \exp\left(\frac{U_0 \cos(\omega_0 t)}{U_T}\right) \end{aligned}$$

kifejezésből számolhatjuk.

Az emitteráram  $I_{e0} = I_{c0}$  átlagértékét (a periodikus jel Fourier-sorának nulladik tagját) a

$$I_{e0} = I_{c0} = I_{E0} \exp\left(\frac{-\Delta U}{U_T}\right) I_0\left(\frac{U_0}{U_T}\right)$$

kifejezésből határozhatjuk meg, ahol  $I_0(\cdot)$  a nulladrendű másodfajú Bessel-függvény, ugyanis ismert, hogy

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{U_0 \cos(\varphi)}{U_T}\right) d\varphi = I_0\left(\frac{U_0}{U_T}\right).$$

Az emitteráram  $I_{e1} = I_{c1}$  alapharmonikusát hasonló módon az

$$I_{e1} = I_{c1} = I_{E0} \exp\left(\frac{-\Delta U}{U_T}\right) 2I_1\left(\frac{U_0}{U_T}\right)$$

egyenlőségéből számolhatjuk, ahol  $I_1(\cdot)$  az elsőrendű másodfajú Bessel-függvény, ugyanis ismert, hogy

$$\frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(\frac{U_0 \cos(\varphi)}{U_T}\right) \cos(\varphi) d\varphi = 2I_1\left(\frac{U_0}{U_T}\right).$$

Az emitter mindenkori egyenfeszültsége az  $U_E = I_{e0} R_E$  kifejezésből határozható meg, ezért felírhatjuk az

$$I_{e0} = I_{E0} \exp\left(\frac{-\Delta U}{U_T}\right) I_0\left(\frac{U_0}{U_T}\right) = \frac{U_E}{R_E} = \frac{U_{E0} + \Delta U}{R_E}$$

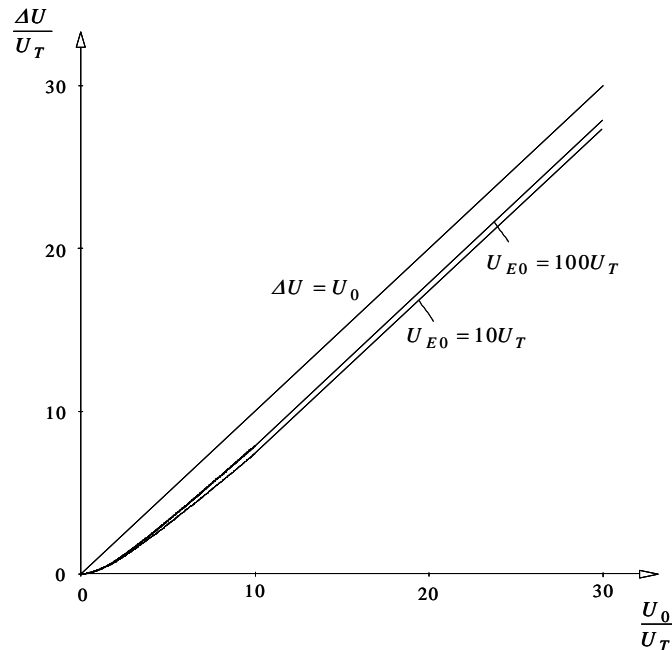
amiből  $\Delta U$ -ra az

$$I_{E0} R_E \exp\left(\frac{-\Delta U}{U_T}\right) I_0\left(\frac{U_0}{U_T}\right) - U_{E0} = \Delta U,$$

illetve az

$$\frac{U_{E0}}{U_T} \left( \exp\left(\frac{-\Delta U}{U_T}\right) I_0\left(\frac{U_0}{U_T}\right) - 1 \right) = \frac{\Delta U}{U_T}$$

implicit egyenletet kapjuk. Az egyenlet zárt alakú megoldása nem ismert, de tudjuk, hogy  $\Delta U \approx U_0 - \delta U$ , ahol  $\delta U < U_{E0}$  kis konstans (lásd a 12.17.a ábrát, ami megedja a  $\Delta U$  és  $U_0$  kapcsolatát).



12.17.a ábra.  $\Delta U$  az  $U_0$  függvényében.

A kollektoráram alapharmonikusa a fenti egyenlőségek alapján

$$I_{c1} = I_{e0} \frac{2I_1\left(\frac{U_0}{U_T}\right)}{I_0\left(\frac{U_0}{U_T}\right)},$$

és tudjuk, hogy

$$I_{e0}R = U_E = U_{E0} + \Delta U,$$

amiből

$$I_{e0} = U_{E0} \left( 1 + \frac{\Delta U}{U_{E0}} \right) \frac{1}{R_E}.$$

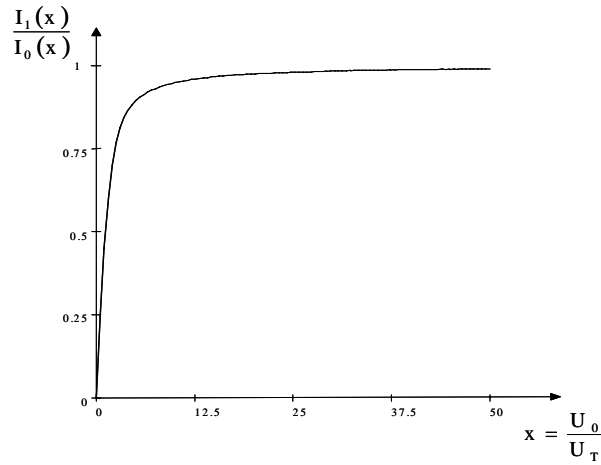
Ezt felhasználva a kollektoráram alapharmonikusa az

$$I_{c1} = U_{E0} \left( 1 + \frac{\Delta U}{U_{E0}} \right) \frac{1}{R_E} \frac{2I_1 \left( \frac{U_0}{U_T} \right)}{I_0 \left( \frac{U_0}{U_T} \right)}$$

egyenlet alapján számítható. Tudjuk viszont, hogy a két Bessel-függvény hányadosa nagy  $U_0/U_T$  esetén közelítőleg 1 (lásd a 2.18 ábrát), ezért a kollektoráram alapharmonikusának az értéke a

$$I_{c1} \cong 2U_{E0} \left( 1 + \frac{\Delta U}{U_{E0}} \right) \frac{1}{R_E}$$

kifejezéssel közelíthető.



2.18 ábra. A két Bessel-függvény hányadosa az  $U_0/U_T$  függvényében.

A fenti eredmények felhasználásával a tranzisztor effektív meredeksége a

$$g_{effn} = \frac{I_{c1}}{U_0} \cong \frac{2}{R_E} \frac{U_{E0}}{U_0} \left( 1 + \frac{\Delta U}{U_{E0}} \right) \cong \frac{2}{R_E} \frac{U_{E0}}{U_0} \left( 1 + \frac{U_0 - \delta U}{U_{E0}} \right) = \frac{2}{R_E} \left( 1 + \frac{U_{E0} - \delta U}{U_0} \right)$$

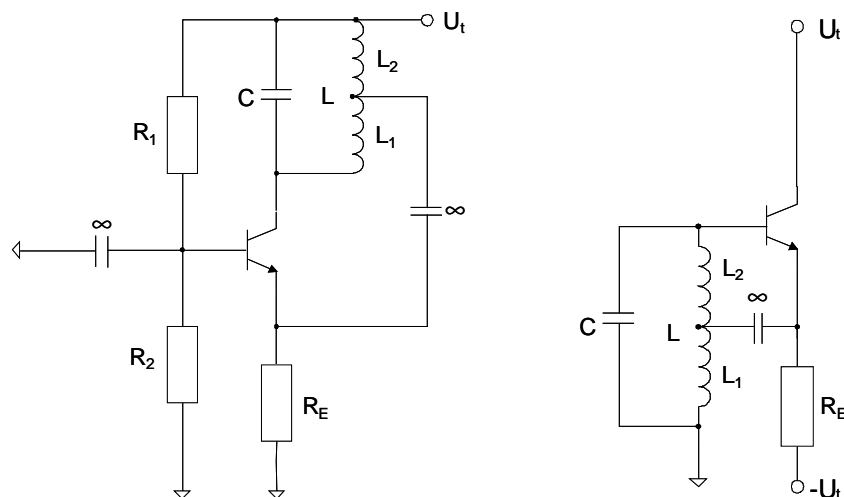
kifejezéssel adható meg, ami növekvő  $U_0$  rezgési amplitúdó esetén csökken. Így a berezgés amplitúdója közelítőleg a

$$A_{un}\beta = \frac{2}{R_E} \left( 1 + \frac{U_{E0} - \delta U}{U_0} \right) \left[ \left( R_0 \left( \frac{n_1}{n_1 + n_2} \right)^2 \right) \times \left( (R_2 \times (1 + \beta)r_d) \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \right) \right] \frac{n_2}{n_1} = 1$$

egyenletből határozható meg.

Az amplitúdó beállításánál érdemes megjegyezni, hogy a fenti mechanizmuson kívül működik még egy másik hatás is. Ha a harmonikus egyensúly elvét felhasználva számított hurokerősítés a fent ismertetett módon nem éri el a tranzisztoros kapcsolás kivezérelhetőségi tartományában az egységnyi értéket, akkor a rezgési amplitúdó tovább növekszik, egészen addig, míg a rendszer el nem éri a kivezérlési tartomány határát. Ilyenkor például kinyithat a bázis-kollektor dióda, amely erősen leterheli a rezgőkört, így a rezgési amplitúdó korlátozódik.

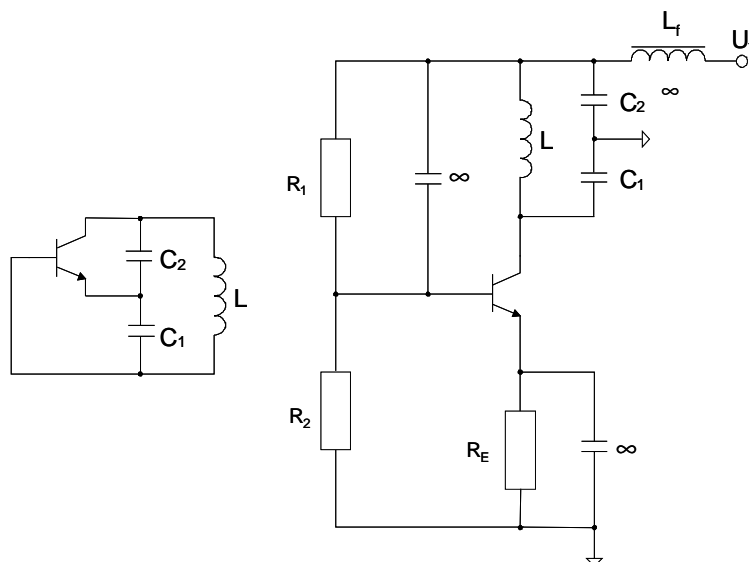
Az induktív hárompont oszcillátor néhány kapcsolási változata a 12.19 ábrán látható. Érdemes kiemelni, hogy az oszcillátor kapcsolások változatainál nem lényeges, hogy a tényleges földpont hol található. Elegendő, hogy az aktív elem és az induktív megcsapolású rezgőkör érintett pontjai az elvi elrendezésnek megfelelően (lásd a 12.14 ábrát) kapcsolódjanak egymáshoz.



12.19 ábra. Az induktív hárompont oszcillátor két további áramköri megvalósítása.

### Kapacitív hárompont oszcillátor

A kapacitív hárompont oszcillátor elvi kapcsolási rajza és egy lehetséges áramköri megvalósítása a 12.20 ábrán látható.



12.20 ábra. A kapacitív hárompont oszcillátor elvi kapcsolási rajza és egy lehetséges áramköri megvalósítása.

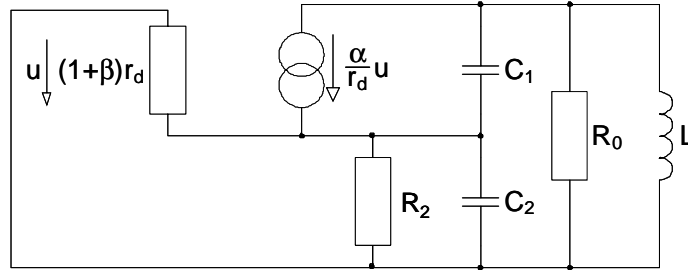
A kapcsolást az alábbiakkal jellemezhetjük:

- Az aktív elem (itt bipoláris tranzisztor) egy kapacitívan megcsapolt párhuzamos rezgőkörhöz kapcsolódik.
- A tranzisztor emittora a középleágazására, bázisa és kollektora a rezgőkör végpontjaira van kötve, az  $L_f$  fojtótekerics feladata itt is a tápáram biztosítása, és a rezgőkör elválasztása a nulla belső ellenállású tápfeszültségtől, ugyanis a fojtótekerics impedanciája a rezgési frekvencián végtelennek tekinthető.
- Az oszcillátor rezgési frekvenciáját az

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 \times C_2)}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

kifejezés szerint, a rezgőkör rezonanciafrekvenciája határozza meg.

- A kapcsolás kijelű helyettesítő képe a 12.21 ábrán látható.

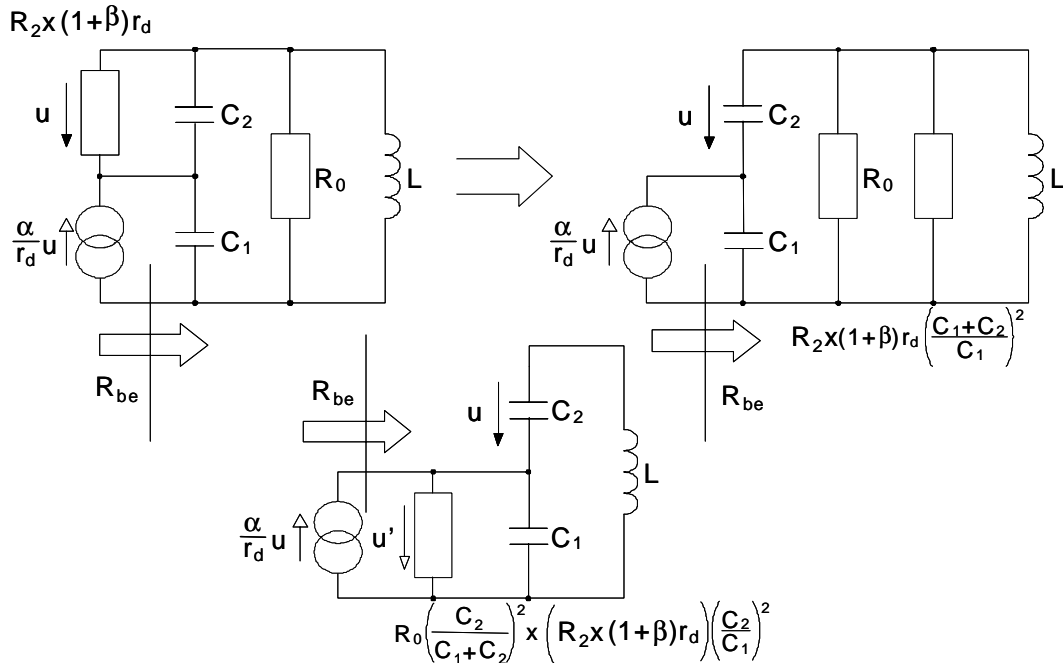


12.21 ábra. A kapacitív hárompont oszcillátor kisjelű helyettesítő képe.

- A tranzisztor bázisát az  $u$  feszültség vezérli, melynek hatására az eszköz kollektorán a

$$g_{eff}u = \frac{\alpha}{r_d}u$$

nagyságú kisjelű áram folyik. Ez az áram rezonanciafrekvencián egy olyan effektív ellenállást vezérel, amely a rezgőkör  $C_1$  kapacitásán mérhető. Ezt az ellenállást a 12.22 ábra alapján számíthatjuk ki.

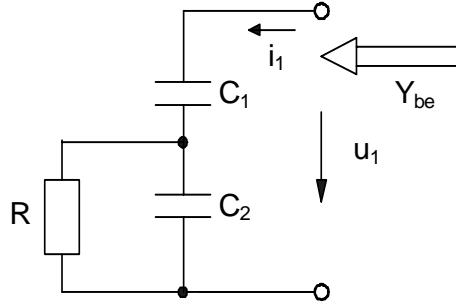
12.22 ábra. A rezgőkör  $C_1$  kapacitásán mérhető ellenállás meghatározása rezonanciafrekvencián.

- Feltételezve, hogy rezonanciafrekvencián a  $C_1$  és  $C_2$  kapacitások impedanciája jóval kisebb, mint a párhuzamosan kapcsolódó ellenállásoké a  $C_1$  kapacitásán mérhető ellenállás értékét

$$R_{be} = \left( R_0 \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \right) \times \left( (R_2 \times (1 + \beta)r_d) \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right)$$

kifejezéssel határozhatjuk meg, mivel a kondenzátoros kicsatolásnál az impedancia a kondenzátorok hányadosának a négyzetével fordítottan arányosan transzformálódik.

- Ezt az állítást a 12.23 ábra egyszerű áramkörének analízisével tudjuk egyszerűen belátni.



12.23 ábra. Segédábra a kapacitív kicsatolás esetén transzformálódó impedancia számításához.

- Határozzuk meg a kapcsolás bemeneti admittanciáját a

$$\begin{aligned} Y(p) &= \frac{i_1}{u_1} = pC_1 \times \left( pC_2 + \frac{1}{R} \right) = pC_1 \times \left( \frac{1 + pC_2R}{R} \right) = \\ &= \frac{pC_1(1 + pC_2R)}{1 + pC_1R + pC_2R} = \frac{pC_1 + p^2C_1C_2R}{1 + p(C_1 + C_2)R} \end{aligned}$$

kifejezés segítségével. Számoljuk ki ezután a kapcsolás bemeneti admittanciájának valós és képzetes részét egy adott frekvencián:

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= \frac{j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R}{1 + j\omega(C_1 + C_2)R} = \frac{(j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R)(1 - j\omega(C_1 + C_2)R)}{(1 + j\omega(C_1 + C_2)R)((1 - j\omega(C_1 + C_2)R))} = \\ &= \frac{j\omega(C_1 + \omega^2 C_1 C_2(C_1 + C_2)R^2) + (-\omega^2 C_1 C_2 R + \omega^2 C_1(C_1 + C_2)R)}{1 + \omega^2(C_1 + C_2)^2 R^2}. \end{aligned}$$

Ha  $R \gg 1/\omega C_1$  és  $1/\omega C_2$ , akkor a bemeneti admittancia képzetes része a

$$j\Im[Y(j\omega)] \cong j\omega \frac{\omega^2 C_1 C_2(C_1 + C_2)R^2}{\omega^2(C_1 + C_2)^2 R^2} = j\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2},$$

valós része a

$$\Re[Y(j\omega)] \cong \frac{(-\omega^2 C_1 C_2 R + \omega^2 C_1(C_1 + C_2)R)}{\omega^2(C_1 + C_2)^2 R^2} = \frac{C_1^2}{(C_1 + C_2)^2 R}$$

kifejezésekkel közelíthető, amiből megállapíthatjuk, hogy a kapcsolás egy

$$C = C_1 \times C_1$$

kapacitás és egy

$$R \frac{(C_1 + C_2)^2}{C_1^2}$$

ellenállás párhuzamos eredőjével közelíthető. Emiatt azt mondhatjuk, hogy kapacitív kicsatolás esetén a  $C_2$  kapacitást terhelő ellenállás a párhuzamos rezgőkörben egy ilyen értékű, a rezgőkörhöz párhuzamosan kapcsolódó ellenállással egyenértékű.

- Hasonló módon belátható, hogy a rezgőkörrel párhuzamosan kapcsolódó ellenállás a  $C_1$  kapacitáson egy

$$R_0 \frac{C_2^2}{(C_1 + C_2)^2}$$

értékű ellenállással ekvivalens.

Ezt felhasználva a 12.21 ábra áramkörében a tranzisztor kimenetét rezonanciafrekvencián az

$$\left( R_0 \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \right) \times \left( R_2 \times (1 + \beta) r_d \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right)$$

ellenállás terheli. Ebből a tranzisztor kiszelű erősítését az



$$A_u = -\frac{\alpha}{r_d} \left[ \left( R_0 \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \right) \times \left( (R_2 \times (1 + \beta) r_d) \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right) \right]$$

kifejezésből számíthatjuk.

- A berezgéshez szükség van arra, hogy a kialakult zárt rendszerben pozitív visszacsatolás jöjjön létre. Itt rezonanciafrekvencián a rendszer azért pozitív visszacsatolású, mert a tranzistor a bázistól a kollektorig fázist fordít, viszont a rezgőkör két végének a középleágazáshoz mért feszültsége ellentétes előjelű, mivel a teljes rezgőkörön mérhető feszültség azonos irányú. A zárt hurokban így rezonanciafrekvencián két fázisfordítás van, vagyis a visszacsatolás pozitív.
- Az oszcillátor kisjelű (lineáris) berezgési feltételéhez a zárt hurok erősítésének az értékét kell még meghatározni, ami a

$$A_u \beta = g_{eff} \left[ \left( R_0 \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \right) \times \left( (R_2 \times (1 + \beta) r_d) \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right) \right] \frac{C_1}{C_2}$$

egyenlettel adható meg, ahol  $\beta = -C_1/C_2$  a visszacsatolási tényező a kollektorból a bázisra. Az oszcillátor berezgéséhez teljesülni kell, hogy a kisjelű hurokerősítés

$$\frac{\alpha}{r_d} \left[ \left( R_0 \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \right) \times \left( (R_2 \times (1 + \beta) r_d) \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right) \right] \frac{C_1}{C_2} > 1.$$

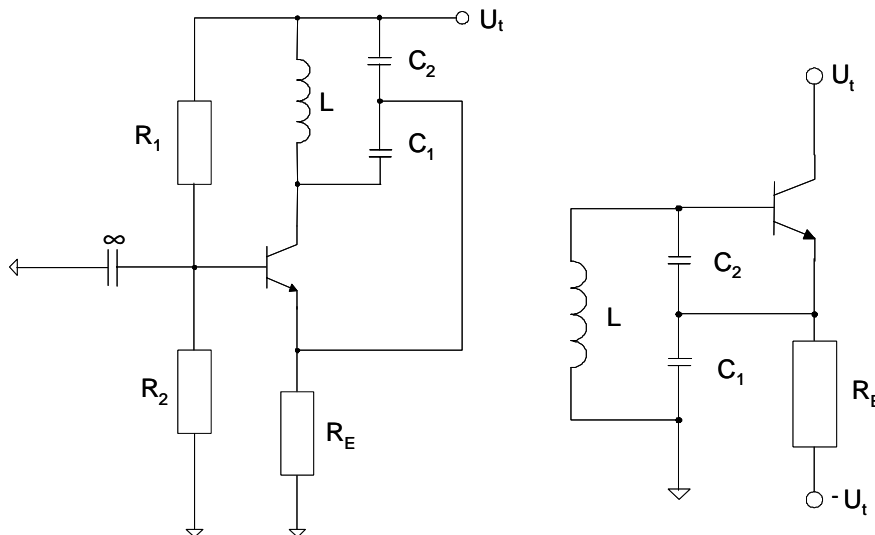
- Az állandó amplitúdójú rezgéshez pedig a a zárt hurok nagyjelű erősítésének az értékét kell 1-gyel egyenlővé tenni a

$$A_{un} \beta = g_{effn} \left[ \left( R_0 \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right)^2 \right) \times \left( (R_2 \times (1 + \beta) r_d) \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right) \right] \frac{C_1}{C_2} = 1, \quad g_{effn} = \frac{I_{e1}}{U_0}$$

egyenlőség szerint.

A nagyjelű  $g_{effn}$  effektív meredekség számításával kapcsolatban az induktív hárompont kapcsolás esetén elmondottak most is érvényesek.

A kapacitív hárompont oszcillátor néhány kapcsolási változata a 12.24 ábrán látható. Érdemes kiemelni, hogy az oszcillátor kapcsolások változatainál nem lényeges, hogy a tényleges földpont hol található. Elegendő, hogy az aktív elem és a kapacitív megcsapolású rezgőkör érintett pontjai az elvi elrendezésnek megfelelően (lásd a 12.20 ábrát) kapcsolódjanak egymáshoz.



12.24 ábra. A kapacitív hárompont oszcillátor két további áramköri megvalósítása.

### Kvarc oszcillátorok

A stabil frekvenciájú oszcillátoroknak a műszaki gyakorlatban igen fontos szerepük van. Ezek között a pontos idő meghatározása és a szinkronban működő elektronikus rendszerek vezérlése tűnik a legfontosabbnak. A kvarc oszcillátorok, a kvantummechanikai elveket alkalmazó, úgynevezett atomórák után a legstabilabb frekvenciájú periodikus (gyakran közel szinuszos) jelet

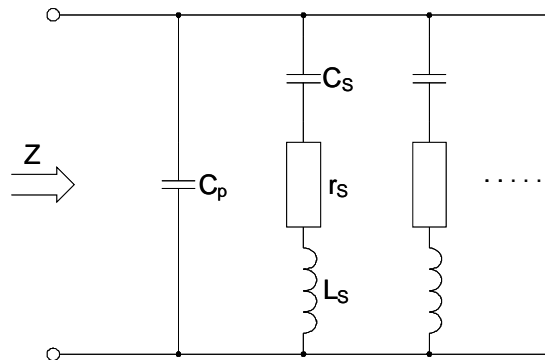
előállító eszközök. A kvarc oszcillátorokat gyakran kvarcórának is nevezzük, utalva az időmérésben betöltött fontos szerepükre.

Az óra nem más, mint periodikus jelet előállító forrás és egy számláló, amely az oszcilláció periódusait leszámítja. Az egyszerű ilyen periodikus jelet előállító forrás tipikus példája a karórákban használt kvarc oszcillátor. A kvarc oszcillátor általában rövid időre nézve rendkívül stabil, de a frekvenciája a belső változások (öregedés) és külső hatások miatt meglehetősen gyorsan változik. Ez az oka annak, hogy karóráinkat viszonylag gyakran kell egy pontosabb etalonhoz igazítani. Bár a kvarc oszcillátorok is igen pontosak lehetnek, elérhetik a  $10^{-8}$  –  $10^{-9}$  abszolút és relatív értéket, az atomórák pontossága ezeknél mindenképpen jobb.

A kvarc oszcillátorok frekvencia-meghatározó eleme a kvarc rezonátor, ami a kvarckristály piezoelektromos hatását (elektromos jel hatására a kristály rezeg, illetve a kristály mechanikai rezgésének hatására elektromos jel keletkezik) használja ki. A rezgés frekvenciája a kristály alakjától, méretétől és a kristálytani metszet irányától függ. Az elmúlt 50 évben a rezonátorok minősége jelentősen fejlődött. Az egyszerű kompenzálatlan kvarc oszcillátorok (XO) mellett megjelentek a hőmérséklet kompenzált (TCXO), a mikroszámítógéppel kompenzált (MCXO), és a feszültséggel vezérelhető (VCXO) változatok. Mindegyik típusnak megvannak az előnyei, és az adott alkalmazáshoz a legmegfelelőbb eszközt a műszaki paraméterek (stabilitás, pontosság, a frekvenciaváltozási sebessége, a fáziszaj, a bemelegedési idő) és az ár alapján lehet kiválasztani.

#### A kvarcrezonátor elektromos modellje

A piezoelektromos tulajdonságokkal rendelkező kvarckristály a rákapcsolt feszültség hatására elektromos vezetésre képes, ezért definiálható a kristály ekvivalens elektromos modellje. A modell a 12.25 ábrán látható.



12.25 ábra. A kvarckristály ekvivalens elektromos modellje.

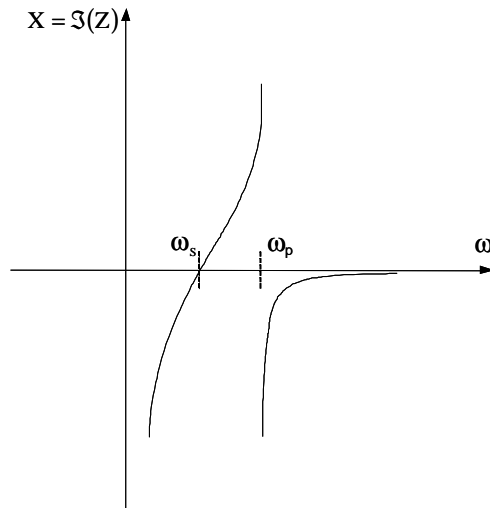
Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a kvarckristály egy párhuzamos kapacitással ( $C_p$ ) és több soros rezgőkörrel ( $L_s$ ,  $C_s$  és  $r_s$ , stb.) helyettesíthető. Ezek közül általában a legkisebb rezonanciafrekvenciájú soros rezgőkör és a párhuzamos kapacitás vesz részt a legtöbb kvarc oszcillátor működésében. A kapcsolás két rezonanciafrekvenciával rendelkezik. A soros rezgőkör rezonanciafrekvenciája

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}},$$

a párhuzamos rezgőkör rezonanciafrekvenciája

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s (C_s \times C_p)}}$$

értékű. A kvarckristály bemeneti impedanciája képzetes részének a frekvenciafüggését a 12.26 ábrán mutatjuk be.



12.26 ábra. A kvarckristály bemeneti impedanciája képzetes részének a frekvenciafüggése. Ez azt jelenti, hogy a bemeneti impedancia a rezonanciafrekvenciákon ohmos, és a soros rezonanciafrekvencián közelítőleg  $r_s$ , a párhuzamos rezonanciafrekvencián pedig közelítőleg

$$R_p \cong r_s Q^2 \left( \frac{C_s}{C_s + C_p} \right)^2$$

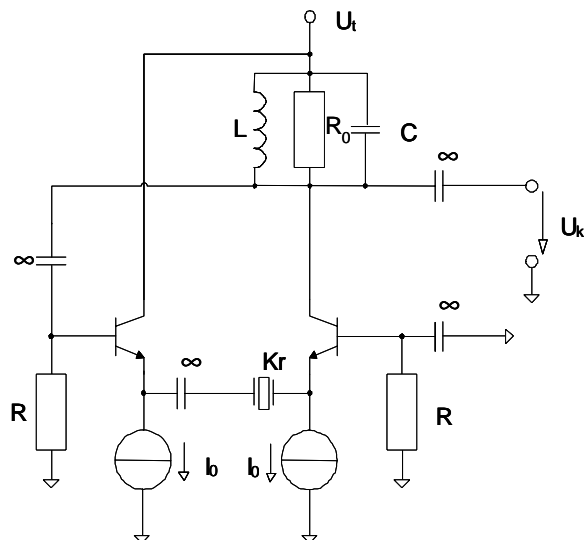
értékű, ahol  $Q = 1/2\zeta$  a párhuzamos rezgőkör jósági tényezője, mely közelítőleg

$$Q \cong \frac{1}{r_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s \times C_{ps}}}$$

A kvarckristályok jósági tényezője  $Q \cong 10^4 \div 10^6$  értékű,  $r_s \cong 10^2 \div 10^4$  [ $\Omega$ ], a  $C_p/C_s \cong 10^2 \div 10^3$ , a soros rezonanciafrekvencia termikus koefficiense pedig  $TK = 10^{-5} \div 10^{-8}$  [ $1/C^0$ ]. Mindebből jól látható, hogy a kvarckristályok rezonanciafrekvenciáját kihasználó oszcillátorok frekvenciastabilitása igen jó. Nézzünk meg ezután néhány jellegzetes kvarc oszcillátor kapcsolást.

#### Soros rezonancián működő oszcillátor

A soros rezonancián működő kvarc oszcillátor kapcsolási rajza a 12.26 ábrán látható.



12.26 ábra. A soros rezonancián működő kvarc oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás a hangolt kollektorkörös elrendezésre hasonlít azzal a különbséggel, hogy itt a két tranzistor emitterei közé egy kapacitívan csatolt kvarc kristályt helyeztünk el. A kollektorköri rezgőkör feladata az, hogy a kvarckristály egyéb soros rezonanciafrekvenciái közül az egyiket

válassza ki, ami annyit jelent, hogy a rezgőkör rezonanciafrekvenciáját a kvarckristály soros rezonanciafrekvenciájára hangoltuk, azaz

$$\omega_s = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

A baloldali földelt kollektoros és jobboldali földelt bázisú fokozat eredő erősítését ( $\alpha = 1$ ) az

$$A_u = \frac{Z_0 \times R}{r_{d1} + r_{d2} + Z}$$

kifejezés adja meg, ahol  $r_{d1}$  a baloldali,  $r_{d2}$  a jobboldali tranzisztor differenciális emitterellenállása,  $Z$  a kristály impedanciája,  $Z_0$  a rezgőkör impedanciája és  $R$  a rezgőkört terhelő külső ellenállás. és a visszacsatolási tényező. A rezgés azért jön létre a kristály soros rezonanciafrekvenciáján, mert itt a  $Z = r_s$  és  $Z_0 = R_0$ , így az erősítés itt lesz a legnagyobb értékű. Feltéve, hogy  $r_{d1} = r_{d2} = r_d$ , a berezgeshez a zárt hurok kisjelű erősítésének az értéke az

$$A_u \beta = \frac{R_0 \times R}{2r_d + r_s} > 1, \quad r_d = \alpha \frac{U_T}{I_0}$$

egyenlet szerint nagyobb kell, hogy legyen egynél (a visszacsatolási tényező ebben a kapcsolásban 1 értékű, mivel a kimeneti jel közvetlenül visszajut a baloldali tranzisztor bázisára).

A rezgési amplitúdót a harmonikus egyensúly elve alapján most is meg lehet határozni, mivel a rezgőkörrel a baloldali tranzisztorra visszajutó jel hatására a tranzisztorok túlvezérlődnek, és így a fokozat effektív meredekségét megint a jobboldali tranzisztor kollektorán megjelenő 0 és  $2I_0$  között változó négyzögáram alapharmonikusa adja meg. Ennek értékét a korábbiaknak megfelelően az

$$I_{c1} = \frac{4}{\pi} I_0$$

egyenletből számíthatjuk, így a zárt hurok nagyjelű erősítésére az

$$A_{un} \beta = \frac{I_{c1}}{U_0} (R_0 \times R) \cong \frac{4}{\pi} \frac{I_0}{U_0} (R_0 \times R) = 1$$

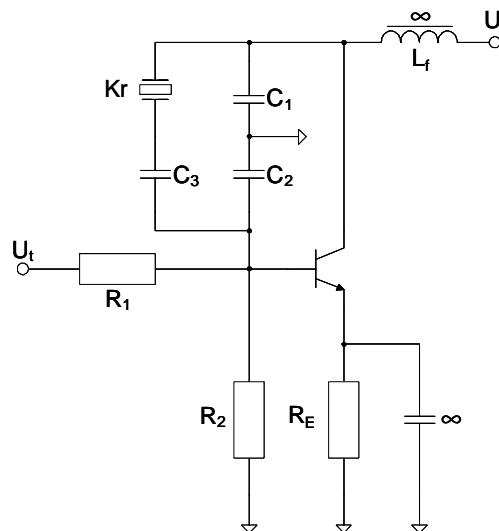
eredményt kapjuk, amiből a rezgési amplitúdó közelítőleg az

$$U_0 \cong \frac{4}{\pi} I_0 (R_0 \times R)$$

kifejezéssel határozható meg. Ha az így számolt rezgési amplitúdó nagyobb, mint az a szint, ahol a jobboldali tranzisztor telítésbe kerül (kinyit a bázis-kollektor dióda), akkor a rezgés amplitúdóját ez a hatás korlátozza.

### Párhuzamos rezonancián működő oszcillátor (Pierce-féle kapcsolás)

A párhuzamos rezonancián működő kvarc oszcillátor kapcsolási rajza a 12.27 ábrán látható.



12.27 ábra. A párhuzamos rezonancián működő kvarc oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolat erősen hasonlít a 12.20 ábrán látható kapacitív hárompont oszcillátorra, azzal a különbséggel, hogy itt az induktivitás helyett egy  $C_3$  kapacitással sorba kötött kvarc kristály került

a kapcsolásba. A kapcsolást az alábbiakkal jellemezhetjük:

- Az aktív elem (itt bipoláris tranzisztor) egy kapacitívan megcsapolt párhuzamos rezgő rendszerhez kapcsolódik,
- A tranzisztor emittora a középleágazására, bázisa és kollektora a rezgőkör végpontjaira van kötve, az  $L_f$  fojtótekeres feladata a tápáram biztosítása, és a rezgőkör elválasztása a nulla belső ellenállású tápfeszültségtől, ugyanis a fojtótekeres impedanciája a rezgési frekvencián végtelennek tekinthető,
- Az oszcillátor rezgési frekvenciáját az

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s(C_1 \times C_2 \times C_3 \times C_p \times C_s)}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}$$

kifejezés szerint, közel a kristály párhuzamos rezonanciafrekvenciája határozza meg,

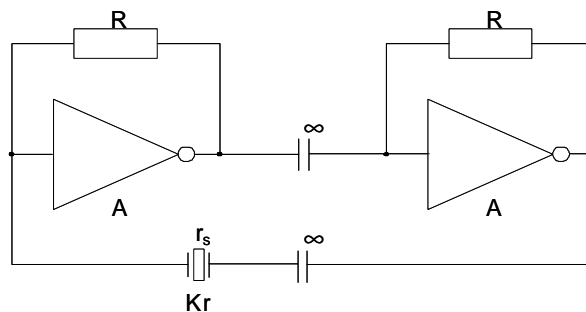
- A kapcsolás kisjelű berezgési feltételét a kapacitív hárompont kapcsoláshoz hasonlóan lehet meghatározni az

$$A_u \beta = \frac{\alpha}{r_d} \left[ \left( R_p^* \left( \frac{C_2 \times C_3}{C_1 + C_2 \times C_3} \right)^2 \right) \times \left( R_B^* \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right) \right] \frac{C_1}{C_2} > 1$$

egyenlet segítségével, ahol  $R_p^*$  a kristállyal párhuzamosan kapcsolódó eredő veszteségi ellenállás és  $R_B^*$  a  $C_2$  kondenzátort terhelő eredő ellenállás.

### Kapuarámkörökkel megvalósított soros rezonancián rezgő kvarc oszcillátor

A digitális rendszerekben gyakran van szükség nagy stabilitású periodikus úgynevezett órajelek előállítására. Ehhez, a rendszer homogenitásának a fenntartása érdekében célszerű logikai kapukat és rezgő kvarc kristályokat használni. Ezek az áramkörök nem szinuszos vagy közel szinuszos jelet generálnak, hanem periodikus négyszögjelet állítanak elő. A kapcsolás egy lehetséges megoldása a 12.28 ábrán látható.



12.28 ábra. A kapuarámkörökkel megvalósított kvarc oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás két visszacsatolt logikai inverterből (lényegében fázisfordító erősítőből) és egy rezgő kvarcból épül fel. A működés leírásához tételezzük fel, hogy a kapuarámkörök ideális fázisfordító erősítők, erősítésük abszolút értéke  $A$ , bemeneti ellenállásuk  $R_{be} \Rightarrow \infty$ , kimeneti ellenállásuk  $R_{ki} = 0$ , és a visszacsatolás hatására a lineáris erősítési tartományukban működnek. Az áramkör a kvarc kristály soros rezonanciáján pozitív visszacsatolású, ekkor ugyanis a kristály az  $r_s$  soros veszteségi ellenállásával helyettesíthető, és a két fokozat fázist fordít.

A visszacsatolt inverterek bemeneti ellenállása a

$$R_{be} = \frac{R}{1 + A}$$

kifejezéssel határozható meg (lásd a hasonló Miller-hatást, vagy a párhuzamos visszacsatolás hatását a fokozat bemeneti impedanciájára, amikor a hurokerősítés értéke éppen  $A$ ). Ebből a zárt hurok erősítésére a kristály soros rezonanciafrekvenciáján az

$$A_u \beta = \frac{\frac{R}{1+A}}{\frac{R}{1+A} + r_s} A^2$$

értéket kapjuk, így az oszcillátor lineáris berezgési feltételére az

$$A_u \beta = \frac{\frac{R}{1+A}}{\frac{R}{1+A} + r_s} A^2 > 1,$$

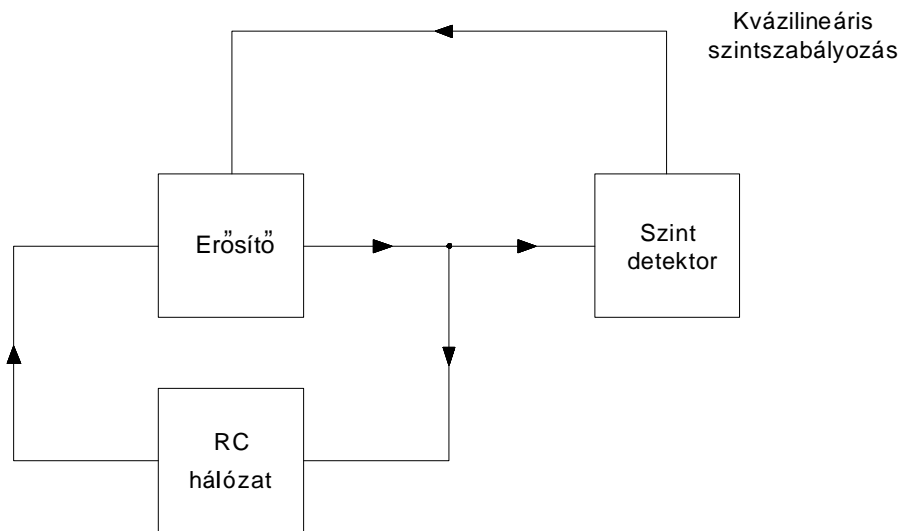
illetve az

$$R(A^2 - 1) > r_s(1 + A)^2 \Rightarrow R > r_s \frac{(A + 1)}{A - 1}$$

feltétel adódik.

### RC oszcillátorok

Az RC oszcillátorokban a rezgési frekvenciát általában nem nagyon szelektív, RC elemekből álló lineáris hálózat határozza meg. Az RC elemeket úgy kell csatolni az aktív eszközökhöz (például műveleti erősítőhöz), hogy létrejöjjön a pozitív visszacsatolás, és a visszacsatolt rendszer pólusai pontosan a  $j\omega$  tengelyre kerüljenek. Az RC oszcillátorokban a rezgési amplitúdó meghatározására általában kvázilineáris eszközt használunk, mivel az áramkör nem szelektív, és a felharmonikusok a kimeneti jelben jelentős torzítást okozhatnak. A rezgési feltételt a lineáris rendszer analízisével határozhatjuk meg. A különböző kapcsolási elrendezések az RC hálózat és az aktív elemek csatolási módjában térnek el egymástól. Az RC oszcillátorok általános felépítése a 12.29 ábrán látható.



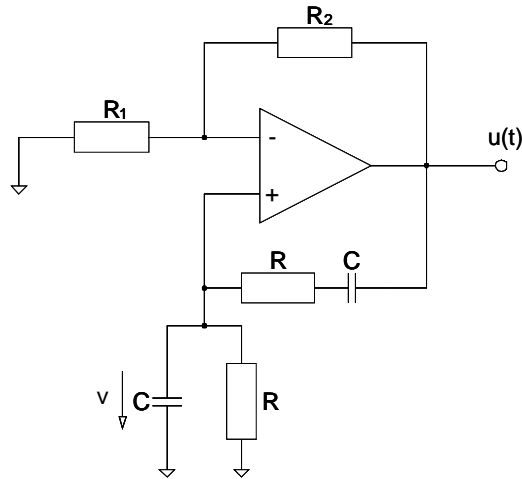
12.29 ábra. Az RC oszcillátorok általános felépítése.

A kapcsolat egy lineáris, változtatható erősítésű erősítőből, egy visszacsatoló RC hálózatból és egy szintdetektorból áll. A kvázilineáris szabályzás annyit jelent, hogy a szintdetektor a rezgési amplitúdó függvényében képes az erősítő erősítésének az értékét változtatni. Ez rendszerint úgy oldható meg, hogy az erősítőben egy feszültséggel vezérelhető paraméterű lineáris elemet (például vezérelhető ellenállást) helyezünk el. Emellett a stabil, állandó frekvenciájú működéshez azt a szabályt is be kell tartani, hogy az RC hálózatot az erősítő pozitív visszacsatolású ágában kell elhelyezni, ha rezonanciafrekvencián az RC hálózat fáziskarakterisztikájának a frekvencia szerinti deriváltja negatív, és a negatív visszacsatolású ágban, ha a fáziskarakterisztika frekvencia szerinti deriváltja pozitív.

A sokféle lehetséges megoldás közül az alábbiakban két kapcsolási változatot mutatunk be.

### Wien-osztós RC oszcillátor

A Wien-osztós RC oszcillátorban egy negatívan visszacsatolt műveleti erősítő kimenetéről egy RC elemekből álló egyszerű hálózaton keresztül jelet juttatunk vissza a pozitív bemenetére. A Wien-osztós RC oszcillátor kapcsolási rajza a 12.30 ábrán látható.

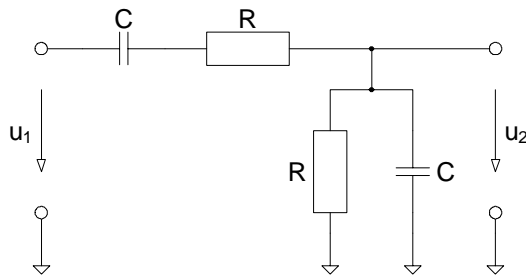


12.30 ábra. A Wien-osztós RC oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolásban a műveleti erősítő fázist nem fordító alkapcsolásban működik, erősítése a pozitív bemenettől a kimenetig

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

A Wien-osztó egy soros és egy párhuzamos RC tagból áll (lásd a 12.31 ábrát), amely a műveleti erősítő kimenetéről jelet juttat vissza az erősítő pozitív bemenetére. A kapcsolásban tehát a frekvenciaszelektív elem a pozitív visszacsatoló ágban található.

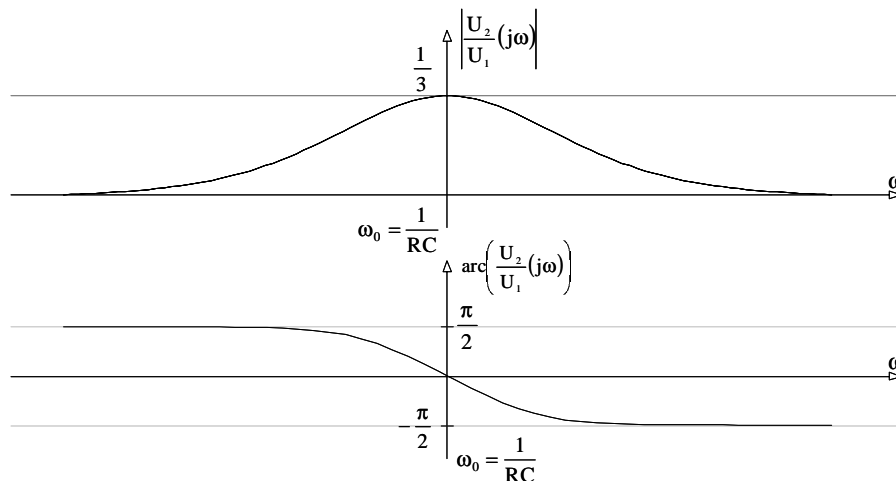


12.31 ábra. A Wien-osztó felépítése.

A Wien-osztó átviteli függvényét a

$$\beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{pR}{1 + 3pR + p^2R^2C^2}$$

kifejezés adja meg. Az átvitel abszolút értékét és fázisát a 12.32. ábrán adtuk meg a frekvencia függvényében.



12.32. ábra. A Wien-osztó átvitel függvényének abszolút értéke és fázisa a frekvencia függvényében.

A Wien-osztó az

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

frekvencián nulla fázistolással és 1/3 átvitelrel rendelkezik.

A rendszerben a berezgés feltétele az, hogy a zárt hurok erősítése egy adott frekvencián teljesítse a

$$A_u \beta = A_u \frac{pRC}{1 + 3pRC + p^2 R^2 C^2} \Big|_{p=j\omega} = 1$$

egyenlőséget, azaz legyen

$$\left| A_u \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC - \omega^2 R^2 C^2} \right|_{\omega=\omega_0} = 1$$

és

$$\text{arc} \left( A_u \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC - \omega^2 R^2 C^2} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} = 0.$$

A Wien-osztó a fázisra vonatkozó feltételt csak az  $\omega_0 = 1/RC$  frekvencián képes teljesíteni, mivel a fázistolása csak ezen a frekvencián nulla, így a berezgéshez az

$$\left| A_u \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC - \omega^2 R^2 C^2} \right|_{\omega=\omega_0} = A_u \frac{j\omega_0 RC}{3j\omega_0 RC} = A_u \frac{1}{3} = 1$$

feltétel szükséges, amiből

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3, \quad \text{illetve} \quad R_2 = 2R_1.$$

A pontosabb analízis érdekében fel is tudjuk írni a 12.30 ábrán megadott kapcsolás leíró egyenletét, amely a

$$v \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = v + \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) R + \frac{1}{C} \int \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) dt,$$

illetve a két oldal deriválása után a

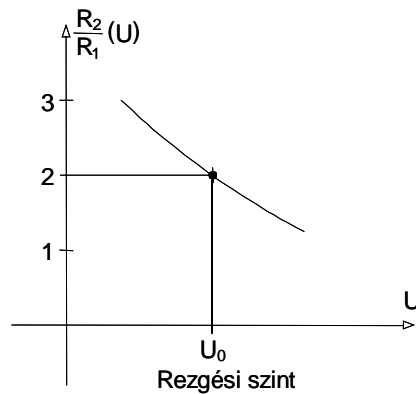
$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) &= \frac{dv}{dt} + \left( C \frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv}{dt} \right) R + \frac{1}{C} \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) = \\ &= CR \frac{d^2v}{dt^2} + 3 \frac{dv}{dt} + \frac{v}{CR} \end{aligned}$$

alakban írható fel. Átrendezések után ebből a

$$C^2 R^2 \frac{d^2v}{dt^2} + \left( 2 - \frac{R_2}{R_1} \right) CR \frac{dv}{dt} + v = 0$$

egyenlethez jutunk, amiből jól látszik, hogy az amplitúdó szabályozásához olyan kvázilineáris beavatkozásra van szükség, amely kis  $U$  rezgési amplitúdóknál az  $R_2/R_1$  értékét kettőnél nagyobbra állítja be, és növekvő rezgési amplitúdó esetén ez a hányados monoton csökken (lásd a 12.33 ábrát).



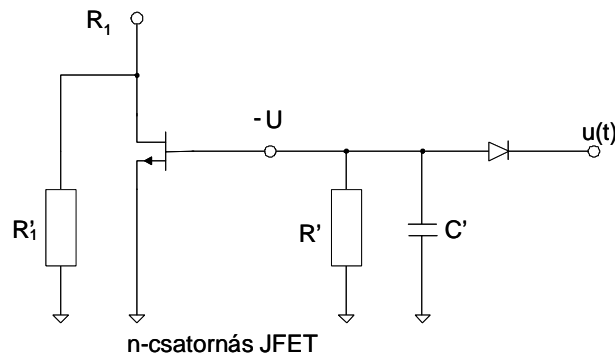
$R_2/R_1$  függése a rezgési amplitúdótól

12.33 ábra. A kvázilineáris amplitúdó szabályozás karakterisztikája. A rezgési amplitúdó  $U_0$  állandósult értékét az

$$\frac{R_2}{R_1}(U_0) = 2$$

értéknél kapjuk.

A feladatot a 12.34 ábrán megadott kapcsolási elrendezéssel lehet megoldani.

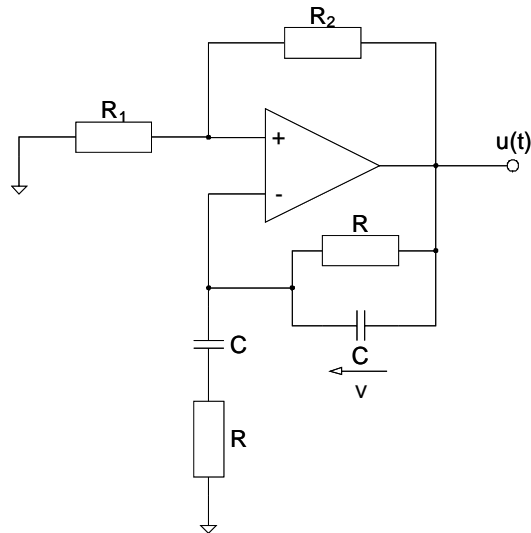


12.34 ábra. A Wien-osztós RC oszcillátor kvázilineáris amplitúdó szabályozó áramköre.

A kapcsolatban a teljes  $R_1$  ellenállást az  $R_1'$  ellenállás és az egy n-csatornás JFET kimeneti ellenállásának a párhuzamos eredője hozza létre. A diódából és párhuzamos RC tagból álló egyenirányító kapcsolat az oszcillátor kimenetén lévő  $u(t)$  feszültség  $U$  amplitúdójának a mínusz egyszeresét állítja elő, és ezzel vezérli az n-csatornás JFET gate-jét. Az n-csatornás JFET drain-source ellenállása kis jelszintek esetén lényegében lineáris, és a gate-source feszültség csökkenésével (a negatív vezérlő feszültség növekedésével) nő. Ezzel a megoldással a 12.33 ábrán előírt karakterisztikát meg tudjuk valósítani, mivel növekvő amplitúdó esetén az  $R_1$  ellenállás nő.

#### Az inverz Wien-osztós RC oszcillátor

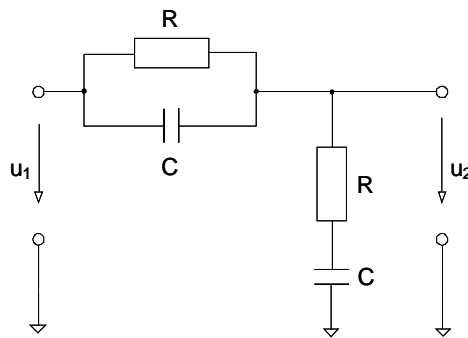
Az inverz Wien-osztós RC oszcillátorban egy pozitívan visszacsatolt műveleti erősítő kimenetéről egy RC elemekből álló egyszerű hálózaton keresztül jelet juttatunk vissza a negatív bemenetére. Az inverz Wien-osztós RC oszcillátor kapcsolási rajza a 12.35 ábrán látható.



12.35 ábra. Az inverz Wien-osztós RC oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolásban tehát a frekvenciaszelektív elem a negatív visszacsatoló ágba található.

Az inverz Wien-osztó egy soros és egy párhuzamos RC tagból áll (lásd a 12.36 ábrát), amely a műveleti erősítő kimenetéről jelet juttat vissza az erősítő negatív bemenetére.

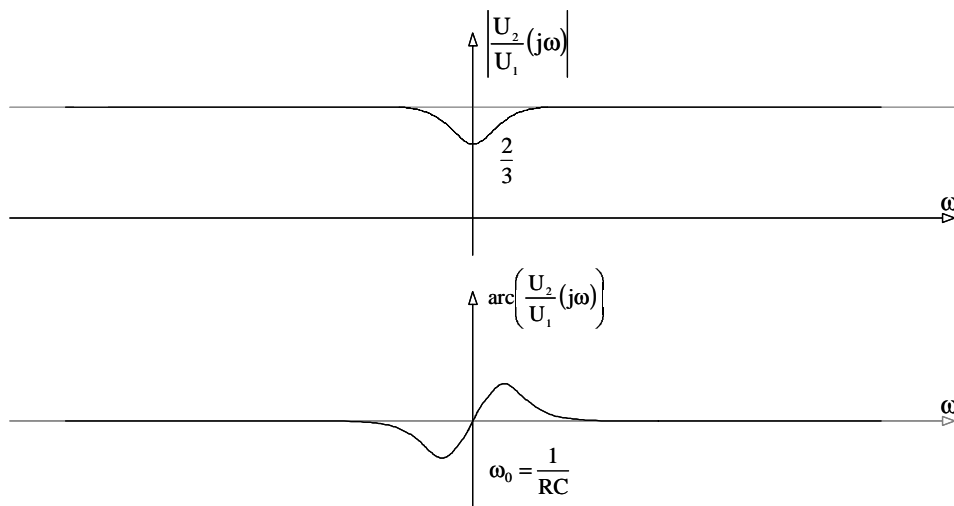


12.36 ábra. Az inverz Wien-osztó felépítése.

Az inverz Wien-osztó átviteli függvényét az

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1 + 2pRC + p^2R^2C^2}{1 + 3pRC + p^2R^2C^2}$$

kifejezés adja meg. Az átvitel abszolút értékét és fázisát a 12.37. ábrán adtuk meg a frekvencia függvényében.



12.37. ábra. Az inverz Wien-osztó átvitel függvényének abszolút értéke és fázisa a frekvencia függvényében.

Az inverz Wien-osztó az

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

frekvencián nulla fázistolással és  $2/3$  átvitelrel rendelkezik. Egyébként a fázistolása kis és nagy frekvenciákon nulla, az átvitel abszolút értéke pedig közel egy.

Az áramkör analizéséhez írjuk fel a 12.35 ábrán megadott kapcsolás leíró egyenletét, amely a

$$\begin{aligned} \left[ v + \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) R + \frac{1}{C} \int \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) dt \right] \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \\ = \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) R + \frac{1}{C} \int \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) dt, \end{aligned}$$

illetve a két oldal deriválása után a

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} + \left( C \frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv}{dt} \right) R + \frac{1}{C} \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) = \\ = \left[ \left( C \frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv}{dt} \right) R + \frac{1}{C} \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right) \right] \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right), \end{aligned}$$

vagy a

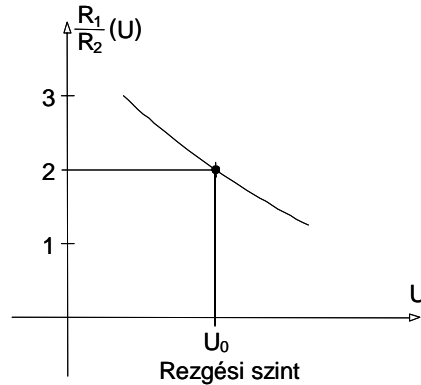
$$\frac{dv}{dt} \frac{R_1}{R_2} = \left( C \frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{dv}{dt} \right) R + \frac{1}{C} \left( C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} \right)$$

alakban írható fel. Átrendezések után ebből a

$$C^2 R^2 \frac{d^2v}{dt^2} + \left( 2 - \frac{R_1}{R_2} \right) C R \frac{dv}{dt} + v = 0$$

egyenlethez jutunk, amiből jól látszik, hogy az amplitúdó szabályozásához olyan kvázilineáris beavatkozásra van szükség, amely kis  $U$  rezgési amplitúdóknál az  $R_1/R_2$  értékét kettőnél nagyobbra állítja be, és növekvő rezgési amplitúdó esetén ez a hányados monoton csökken (lásd a 12.38 ábrát).

$R_1/R_2$  függése a rezgési amplitúdótól

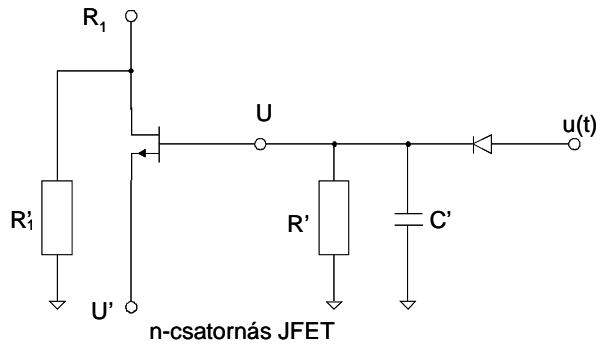


12.38 ábra. A kvázilineáris amplitúdó szabályozás karakterisztikája inverz esetben. A rezgési amplitúdó  $U_0$  állandósult értékét az

$$\frac{R_1}{R_2}(U_0) = 2$$

értéknél kapjuk.

A feladatot a 12.39 ábrán megadott kapcsolási elrendezéssel lehet megoldani.



12.39 ábra. Az inverz Wien-osztós RC oszcillátor kvázilineáris amplitúdó szabályozó áramköre.

A kapcsolásban a teljes  $R_1$  ellenállást az  $R'_1$  ellenállás és az egy n-csatornás JFET kimeneti ellenállásának a párhuzamos eredője hozza létre. A diódból és párhuzamos RC tagból álló egyenirányító kapcsolás az oszcillátor kimenetén lévő  $u(t)$  feszültség  $U$  amplitúdóját állítja elő, és a  $-U' + U$  feszültséggel vezérli az n-csatornás JFET gate-source átmenetét ( $U' > 0$ ). Az n-csatornás JFET drain-source ellenállása kis jelszintek esetén lényegében lineáris, és a gate-source feszültség növekedésével (a  $-U' + U$  vezérlő feszültség növekedésével) csökken. Ezzel a megoldással a 12.38 ábrán előírt karakterisztikát meg tudjuk valósítani, mivel növekvő amplitúdó esetén az  $R_1$  ellenállás csökken.

## Feszültséggel vezérelhető oszcillátorok

Az elektronikai feladatok egy részének megoldásához (ilyen a frekvenciaszelektív berendezések, például rádiókészülékek hangolása, vagy a távoli periodikus jelek helyi frekvencia- és fázishelyes visszaállítása, az úgynevezett szinkronizálás, azaz például digitális rendszerek órajelének előállítása, pontos időtelonok létrehozása vagy a digitális modulált jelek vétele) szükség van olyan periodikus jelek előállítására alkalmas elektronikus áramkörökre, amelyek rezgési frekvenciáját valamilyen elektromos mennyiséggel (feszültséggel vagy árammal) változtatni lehet. Ezeket az eszközöket összefoglaló néven feszültséggel vezérelhető oszcillátoroknak szokták nevezni, mivel a legtöbb esetben a frekvenciát egy vezérlő feszültség változtatásával lehet módosítani (megjegyzendő, hogy a feszültséget más elektromos mennyiséggel is helyettesíteni lehet, de a legtöbb ilyen mennyiség változását egyszerűen vissza lehet vezetni a feszültség változására). Az irodalom általában két áramkörtípust különböztet meg:

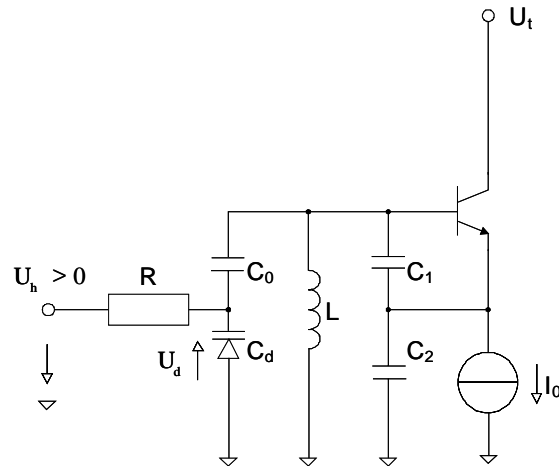
- A feszültség vezérelt oszcillátort (VCO, Voltage Controlled Oscillator) és a
- Feszültség-frekvencia konvertert (VFC, Voltage-Frequency Converter).

A két áramkör lényegében igen közel áll egymáshoz, de a VCO elnevezés általában csak arra utal, hogy a vezérlő feszültség hatására az oszcillátor frekvenciája valamilyen módon változik egy adott közepes frekvencia környezetében, míg a VFC esetén az oszcillátor frekvenciája általában arányos a vezérlő feszültséggel.

## LC oszcillátorok varicap diódás frekvenciaszabályozása

Az LC oszcillátorokban a rezgés frekvenciáját a rendszerben lévő kapacitív és induktív elemek határozzák meg. Mivel a záró irányban előfeszített félvezető diódák kapacitása a záró irányú előfeszítő feszültség függvényében változik, ezért az LC oszcillátorok rezgési frekvenciáját egy dióda előfeszítő feszültségének a változtatásával vezérelni lehet. A félvezető diódák egy speciális változatát éppen erre a célra fejlesztették ki, ezeket varicap (változtatható kapacitású) diódáknak nevezzük.

A 13.1 ábrán egy varicap dióddal hangolható kapacitív hárompont oszcillátor kapcsolási rajzát tüntettük fel.



13.1 ábra. Egy varicap diódával hangolható kapacitív hárompont oszcillátor kapcsolási rajza. Az áramkörben a  $C_d$  a varicap dióda kapacitása, amely a

$$C_d = C_{d0} \left( \frac{1}{1 - \frac{U_d}{U_k}} \right)^n$$

kifejezés szerint függ a diódára kapcsolt záró irányú előfeszítéstől, ahol  $U_d < 0$  a dióda nyitóirányú előfeszítő feszültsége,  $U_k < 0$  az adott diódára jellemző feszültség konstans,  $C_{d0}$  az  $U_d = 0$  feszültséghez tartozó kapacitás és  $n = 0,33 - 0,5$  a kapacitás változására jellemző kitevő. A kapcsolásban  $U_d = -U_h$ , ahol  $U_h$  a hangolási feszültség.

Az áramkör működését az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A kapcsolat lényegében megegyezik a 12.24 ábrán megadott kapacitív hárompont elrendezéssel, azzal a különbséggel, hogy itt a  $C_1$ ,  $C_2$ , és  $L$  elemekből álló rezgőkörrel párhuzamosan a  $C_0$  csatolókapacitáson keresztül egy záró irányban előfeszített  $C_d$  kapacitású varicap diódát kapcsoltunk. Éppen ezért az oszcillátor rezonancia frekvenciája az

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L((C_1 \times C_2) + (C_0 \times C_d))}}$$

kifejezéssel határozható meg,

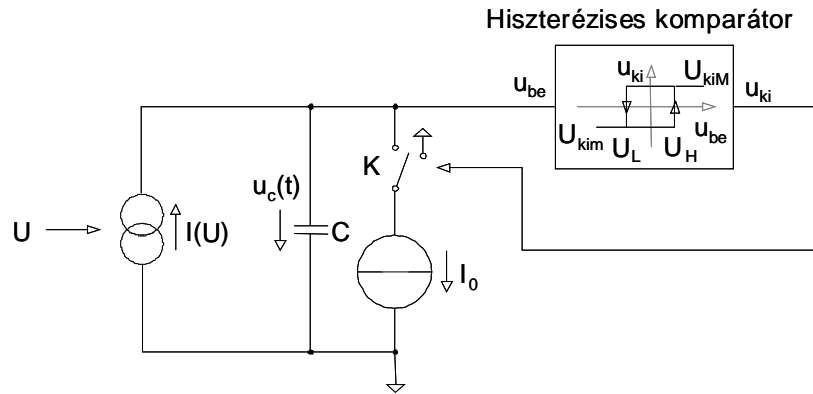
- A tranzisztor munkapontját itt az  $I_0$  áramú áramgenerátor állítja be,
- Az  $R$ , általában nagy értékű, ellenálláson nem folyik egyenáram, és az a szerepe, hogy az  $U_h$  záró irányú hangoló feszültséget eljuttassa a varicap diódához (konvenció szerint az  $U_d$  a dióda nyitófeszültségének az irányát jelöli). Emellett az ellenállás azért nagy értékű, hogy az a rezgőkört csak kis mértékben terhelje.

## Feszültséggel vezérelhető relaxációs oszcillátorok

Amint azt a korábbi fejezetekben láttuk, a relaxációs oszcillátorok általában hiszterézises komparátorokkal, kondenzátorral, és valamilyen kapcsolható elemmel (például ideális kapcsolóval kapcsolt változó irányú áramforrással) valósíthatók meg. A relaxációs oszcillátorok periódusideje (frekvenciája) attól függ, hogy a kondenzátort az áramforrás milyen idő alatt képes két küszöbfeszültség között áttölteni. Ha a töltőáram nagyobb, akkor az áttöltés ideje kisebb, azaz a relaxációs oszcillátor rezgési frekvenciája nagyobb. Mindebből nyilvánvalóan következik, hogy a töltőáram változtatásával a relaxációs oszcillátorok rezgési frekvenciája változtatható. Az alábbiakban erre mutatunk néhány elvi áramköri megoldást.

### Hiszterézises komparátorral és egyirányú vezérelt áramgenerátorral felépített, feszültséggel vezérelhető relaxációs oszcillátor

A hiszterézises komparátorral és egyirányú vezérelt áramgenerátorral felépített, vezérelhető relaxációs oszcillátor kapcsolási rajza a 13.2 ábrán látható.

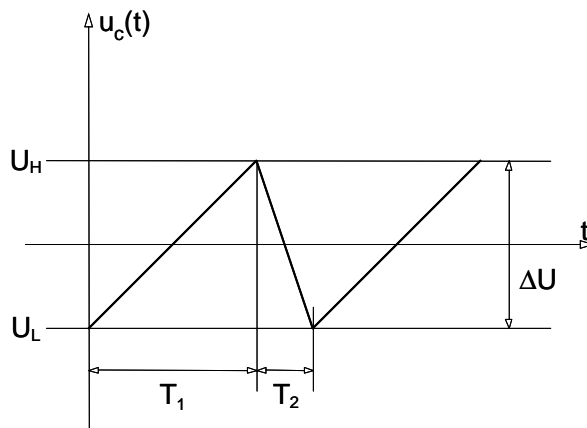


13.2 ábra. A hiszterézises komparátorral és egyirányú vezérelt áramgenerátorral felépített relaxációs oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolat működését az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A kapcsolatban a  $C$  kondenzátort két áramgenerátor áramának a különbsége tölti. Az  $I(U) > 0$  áramú áramgenerátor árama az  $U$  vezérlő feszültséggel változtatható, míg az  $I_0 > 0$  áramú áramgenerátor árama állandó, de az a  $K$  kapcsoló állapotától függően hol a kondenzátort tölti, hol pedig a föld felé folyik el.
- Tegyük fel az első lépésben, hogy a hiszterézises komparátor kimenetén az  $U_{kim}$  alacsony feszültség jelenik meg, ami a  $K$  kapcsolót a földre zárja, ezért a  $C$  kondenzátort csak az  $I(U)$  áram tölti, így a kondenzátor feszültsége nő.
- Ha a kondenzátor  $u_c(t)$  feszültsége eléri az  $U_H$  felső küszöbfeszültséget (a hiszterézis tartomány felső határát), akkor a hiszterézises komparátor állapotot vált, és a kimenetén az  $U_{kiM}$  magas feszültség jelenik meg, ami a  $K$  kapcsoló állapotát megváltoztatja, azaz most az  $I_0$  áramú áramgenerátor árama a  $C$  kondenzátorba folyik. Ilyenkor a  $C$  kondenzátort az  $I(U) - I_0$  áram tölti, ami azt jelenti, hogy a  $I_0 > I(U)$  feltétel teljesülése esetén a kondenzátor feszültsége csökken.
- Ha a kondenzátor  $u_c(t)$  feszültsége eléri az  $U_L$  alsó küszöbfeszültséget (a hiszterézis tartomány alsó határát), akkor a hiszterézises komparátor állapotot vált, és a kimenetén ismét az  $U_{kim}$  alacsony feszültség jelenik meg, ami azt jelenti, hogy a rendszer visszajut a kezdeti állapotba, vagyis a folyamat ciklikusan ismétlődik.

A kapcsolat fent leírt működését legjobban a  $C$  kondenzátor  $u_c(t)$  feszültségének időbeli változásával lehet illusztrálni (lásd a 13.3 ábrát).



13.3 ábra. A  $C$  kondenzátor  $u_c(t)$  feszültségének időbeli változása.

A kapcsolat paramétereit az alábbi egyenletekkel számolhatjuk. A működés első fázisában a kondenzátort az  $I(U)$  áram tölti, ezért a  $T_1$  töltési idő a

$$T_1 = \frac{C(U_H - U_L)}{I(U)} = \frac{C\Delta U}{I(U)}, \quad \Delta U = U_H - U_L$$

kifejezéssel határozható meg. Hasonló módon a működés második fázisában a kondenzátort az  $I(U) - I_0$  áram "tölti", és ha  $I_0 > I(U)$ , akkor a kondenzátor feszültsége csökken. Ebből a  $T_2$  kisütési időre a

$$T_2 = \frac{C(U_H - U_L)}{I_0 - I(U)} = \frac{C\Delta U}{I_0 - I(U)}, \quad I_0 > I(U)$$

kifejezés adódik.

A működés teljes periódusideje a

$$T = T_1 + T_2 = C\Delta U \left( \frac{1}{I(U)} + \frac{1}{I_0 - I(U)} \right) = C\Delta U \frac{I_0}{I(U)(I_0 - I(U))}$$

egyenletből, rezgési frekvenciája pedig az

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I(U)}{C\Delta U} \left( 1 - \frac{I(U)}{I_0} \right)$$

egyenletből határozható meg.

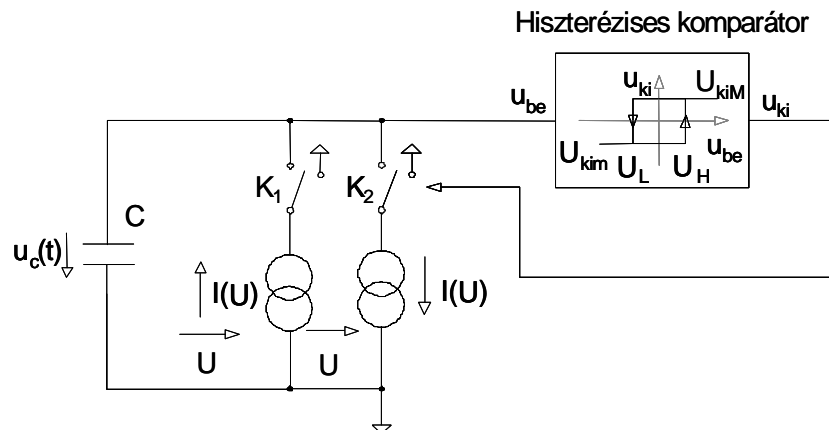
Ha  $I_0 \gg I(U)$  és az  $I(U)$  áram arányos a vezérlő feszültséggel, azaz  $I(U) = SU$ , ahol  $S$  a vezérelt áramgenerátor meredekségére jellemző állandó, akkor a rezgési frekvencia az

$$f = \frac{1}{T} = \frac{SU}{C\Delta U} \left( 1 - \frac{SU}{I_0} \right) \approx \frac{SU}{C\Delta U}, \quad \frac{SU}{I_0} \ll 1$$

kifejezés alapján közel arányosan változik a vezérlő feszültséggel.

### Hiszterézises komparátorral és kétirányú vezérelt áramgenerátorral felépített, feszültséggel vezérelhető relaxációs oszcillátor

A hiszterézises komparátorral és kétirányú vezérelt áramgenerátorral felépített, vezérelhető relaxációs oszcillátor kapcsolási rajza a 13.4 ábrán látható.



13.4 ábra. A hiszterézises komparátorral és kétirányú vezérelt áramgenerátorral felépített relaxációs oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás működését az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A kapcsolásban a  $C$  kondenzátort két áramgenerátor tölti. Az egyenként  $I(U) > 0$  áramú, ellentétes irányú áramot generáló áramgenerátorok árama az  $U$  vezérlő feszültséggel változtatható, és az áramgenerátorok az ellenütemben működő  $K_1$  és  $K_2$  kapcsolók állapotától függően hol a kondenzátort töltik, hol pedig áramuk a föld felé folyik el.
- Tegyük fel az első lépésben, hogy a hiszterézises komparátor kimenetén az  $U_{kim}$  alacsony feszültség jelenik meg, ami a  $K_1$  kapcsolót a kondenzátorra kapcsolja, a  $K_2$  kapcsolót pedig a földre zárja, ezért a  $C$  kondenzátort csak baloldali áramgenerátor  $I(U)$  árama tölti, így a kondenzátor feszültsége nő.
- Ha a kondenzátor  $u_c(t)$  feszültsége eléri az  $U_H$  felső küszöbfeszültséget (a hiszterézis

tartomány felső határát), akkor a hiszterézises komparátor állapotot vált, és a kimenetén az  $U_{kim}$  magas feszültség jelenik meg, ami a  $K_2$  kapcsolót a kondenzátorra kapcsolja, a  $K_1$  kapcsolót pedig a földre zárja, ezért a  $C$  kondenzátort csak a jobboldali áramgenerátor  $I(U)$  árama "tölti", így a kondenzátor feszültsége csökken, mivel az áramok iránya ellentétes.

- Ha a kondenzátor  $u_c(t)$  feszültsége eléri az  $U_L$  alsó küszöbfeszültséget (a hiszterézis tartomány alsó határát), akkor a hiszterézises komparátor állapotot vált, és a kimenetén ismét az  $U_{kim}$  alacsony feszültség jelenik meg, ami azt jelenti, hogy a rendszer visszajut a kezdeti állapotba, vagyis a folyamat ciklikusan ismétlődik.

A kapcsolás fent leír működését legjobban a  $C$  kondenzátor  $u_c(t)$  feszültségének időbeli változásával lehet illusztrálni. Az  $u_c(t)$  feszültség változását lényegében most is a 13.3 ábrán látható időfüggvények jellemzik, azzal a különbséggel, hogy az ott megadott  $T_1$  és  $T_2$  idők azonosak egymással, hiszen a kondenzátor feszültségének pozitív és negatív irányú változását azonos nagyságú, de ellentétes irányú áramok határozzák meg.

A kapcsolás paramétereit az alábbi egyenletekkel számolhatjuk. A működés első fázisában a kondenzátort az  $I(U)$  áram tölti, ezért a  $T_1$  töltési idő a

$$T_1 = \frac{C(U_H - U_L)}{I(U)} = \frac{C\Delta U}{I(U)}, \quad \Delta U = U_H - U_L$$

kifejezéssel határozható meg. Hasonló módon a működés második fázisában a kondenzátort az  $-I(U)$  áram "tölti", és a kondenzátor feszültsége csökken. Ebből a  $T_2$  kisütési időre is a

$$T_2 = \frac{C(U_H - U_L)}{I(U)} = \frac{C\Delta U}{I(U)}$$

kifejezés adódik.

A működés teljes periódusideje a

$$T = T_1 + T_2 = C\Delta U \left( \frac{1}{I(U)} + \frac{1}{I(U)} \right) = C\Delta U \frac{2}{I(U)}$$

egyenletből, rezgési frekvenciája pedig az

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I(U)}{2C\Delta U}$$

egyenletből határozható meg.

Ha az  $I(U)$  áram arányos a vezérlő feszültséggel, azaz  $I(U) = SU$ , ahol  $S$  a vezérelt áramgenerátor meredekségére jellemző állandó, akkor a rezgési frekvencia az

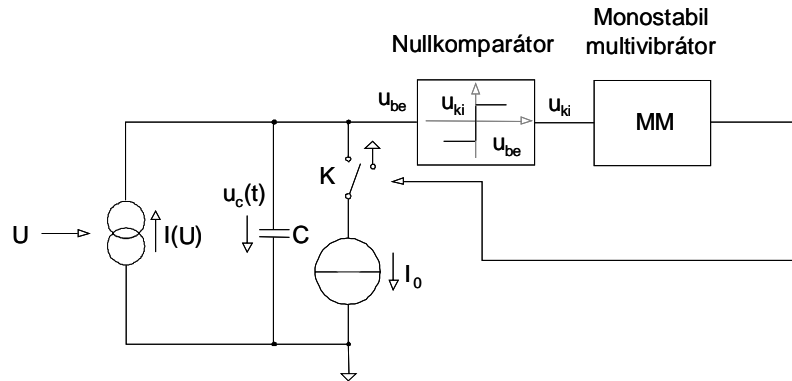
$$f = \frac{1}{T} = \frac{SU}{2C\Delta U}$$

kifejezés alapján arányosan változik a vezérlő feszültséggel.

### **Nullkomparátorral, monostabil multivibrátorral és egyirányú vezérelt áramgenerátorral felépített, feszültséggel vezérelhető relaxációs oszcillátor**

A nullkomparátorral, monostabil multivibrátorral és egyirányú vezérelt áramgenerátorral felépített, feszültséggel vezérelhető relaxációs oszcillátor kapcsolási rajza a 13.5 ábrán látható.



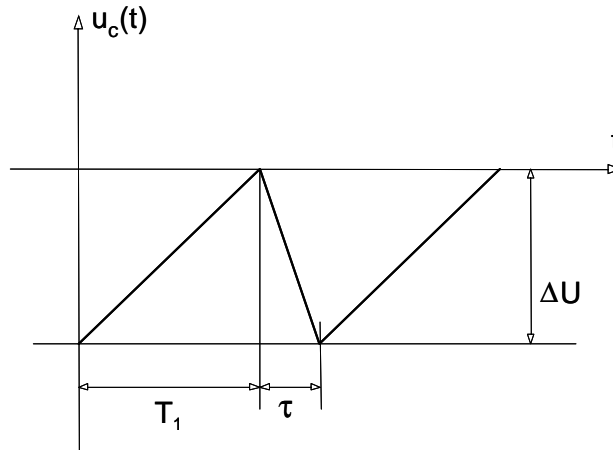


13.5 ábra. A nullkomparátorral, monostabil multivibrátorral és egyirányú vezérelt áramgenerátorral felépített, feszültséggel vezérelhető relaxációs oszcillátor kapcsolási rajza.

A kapcsolás működését az alábbiakkal lehet jellemezni:

- A kapcsolásban a  $C$  kondenzátort két áramgenerátor áramának a különbsége tölti. Az  $I(U) > 0$  áramú áramgenerátor árama az  $U$  vezérlő feszültséggel változtatható, míg az  $I_0 > 0$  áramú áramgenerátor árama állandó, de az a  $K$  kapcsoló állapotától függően hol a kondenzátort tölti, hol pedig a föld felé folyik el.
- A kapcsolásban a monostabil multivibrátor kimenetén stabil állapotban alacsony feszültség van, és a monostabil multivibrátor a bemenetén megjelenő pozitív feszültségváltozás hatására "indul el", ami annyit jelent, hogy ennek hatására egy  $\tau$  időtartamú pozitív impulzust állít elő. A  $K$  kapcsolót a monostabil multivibrátor kimenete vezérli úgy, hogy a kapcsoló alacsony feszültség esetén a földre, magas feszültség esetén a kondenzátorra kapcsolódik.
- Első lépésben tételezzük fel, hogy a kondenzátor  $u_c(t)$  feszültsége negatív, ezért a nullkomparátor kimenetén alacsony feszültség jelenik meg, ugyanakkor a  $K$  kapcsolót a monostabil multivibrátor kimenetén megjelenő alacsony feszültség a földre zárja, ezért a  $C$  kondenzátort csak az  $I(U)$  áram tölti, így a kondenzátor feszültsége nő.
- Ha a kondenzátor  $u_c(t)$  feszültsége eléri a 0 értéket, akkor a nullkomparátor kimenetén egy pozitív feszültségátmenet jelenik meg. Ennek hatására a monostabil multivibrátor egy  $\tau$  időtartamú pozitív impulzust állít elő. Amíg a monostabil multivibrátor kimenetén pozitív feszültség van, addig a  $K$  kapcsoló az  $I_0$  áramú áramgenerátor áramát a  $C$  kondenzátorra kapcsolja. Ilyenkor a  $C$  kondenzátort az  $I(U) - I_0$  áram tölti, ami azt jelenti, hogy az  $I_0 > I(U)$  feltétel teljesülése esetén a kondenzátor feszültsége csökken.
- Ha a  $\tau$  idő lejár, akkor a kondenzátort ismét csak az  $I(U)$  áram tölti, így a kondenzátor  $u_c(t)$  feszültsége egy negatív értékről újra növekedni kezd, azaz a rendszer visszajut a kezdeti állapotba, vagyis a folyamat ciklikusan ismétlődik.

A kapcsolás fent leírt működését legjobban a  $C$  kondenzátor  $u_c(t)$  feszültségének időbeli változásával lehet illusztrálni (lásd a 13.6 ábrát).



13.6 ábra. A  $C$  kondenzátor  $u_c(t)$  feszültségének időbeli változása.

A kapcsolás paramétereit az alábbi egyenletekkel számolhatjuk. A működés első fázisában a kondenzátort az  $I(U)$  áram tölti, ezért a  $T_1$  töltési idő a

$$T_1 = \frac{C\Delta U}{I(U)}$$

kifejezéssel határozható meg. Hasonló módon a működés második fázisában a kondenzátort az  $I(U) - I_0$  áram "tölti", és ha  $I_0 > I(U)$ , akkor a kondenzátor feszültsége csökken. Ebből a  $\Delta U$  feszültségre a

$$\Delta U = \frac{I_0 - I(U)}{C}\tau, \quad I_0 > I(U)$$

kifejezés adódik.

A működés teljes periódusideje a

$$T = T_1 + \tau = \frac{C\Delta U}{I(U)} + \tau = \frac{C}{I(U)} \frac{I_0 - I(U)}{C}\tau + \tau = \frac{I_0 - I(U)}{I(U)}\tau + \tau$$

egyenletből, rezgési frekvenciája pedig az

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\frac{I_0 - I(U)}{I(U)}\tau + \tau} = \frac{I(U)}{I_0\tau}$$

egyenletből határozható meg.

Ha az  $I(U)$  áram arányos a vezérlő feszültséggel, azaz  $I(U) = SU$ , ahol  $S$  a vezérelt áramgenerátor meredekségére jellemző állandó, akkor a rezgési frekvencia az

$$f = \frac{1}{T} = \frac{SU}{I_0\tau}$$

kifejezés alapján arányosan változik a vezérlő feszültséggel.

## Analóg kapcsolók

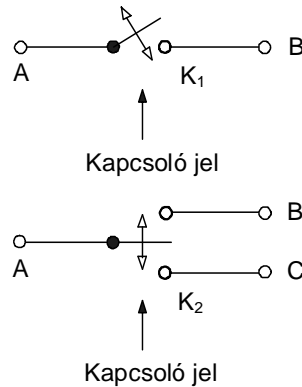
Az elektronikai rendszerek egy részénél fontos feladat az analóg elektronikus jelek kapcsolása. Ez annyit jelent, hogy egy adott időpillanatban a kívánt analóg jelet (például áramot vagy feszültséget) egy speciális vezérelhető eszköz segítségével egy elektronikus rendszer vagy áramkör megfelelő bemenetére kell eljuttatni. Ezt a feladatot analóg kapcsolók segítségével lehet megoldani. Az analóg kapcsolók tehát a mindenki által jól ismert elektronikus reléhez hasonló feladatot látnak el, olyan eszközök, amelyek vezérlés (tipikusan logikai vezérlés) hatására két pont között rövidzárát vagy szakadást képesek létrehozni. A korszerű elektronikus áramkörökben az analóg kapcsolás feladatát tipikusan térvezérlésű vagy bipoláris tranzisztorokkal (ritkábban félvezető diódákkal) oldják meg.

## Az analóg kapcsolók és gyakorlati megvalósításaik

Az analóg kapcsolók áramköri megvalósítási lehetőségeinek a vizsgálata előtt célszerű definiálni az ideális analóg kapcsoló fogalmát és a valóságos analóg kapcsolókban fellépő mellékhatásokat. Ennek alapján ugyanis össze lehet hasonlítani a különböző áramköri eszközökkel megvalósított valóságos eszközök műszaki paramétereit.

### Az analóg kapcsolók általános modellje

Az ideális analóg kapcsoló jelképi jelölései a 14.1 ábrán láthatók.



14.1 ábra. Az ideális analóg kapcsoló jelképi jelölései.

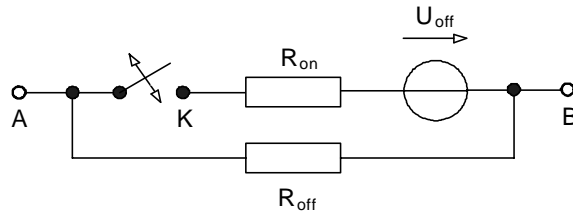
Az ábra szerint az ideális analóg kapcsoló adott (általában logikai) vezérlő (kapcsoló) jel hatására rövidzárat, vagy szakadást hoz létre két csomópont között. A 14.1 ábrán a  $K_1$  egy egyszerű analóg kapcsoló, a vezérlő jel hatására az A és B pont között hozza létre a fent említett kapcsolatot, míg a  $K_2$  egy alternáló analóg kapcsoló, mely a vezérlő jel hatására az A csomópontot vagy a B, vagy a C csomóponttal köti össze. Természetesen egy alternáló analóg kapcsoló két egyszerű ellenütemben vezérelt kapcsolóval megvalósítható, ezért a továbbiakban csak az egyszerű analóg kapcsoló tulajdonságait elemezzük.

A félvezető eszközökkel megvalósított valóságos analóg kapcsolók a fenti ideális kapcsolótól az alábbiakban különböznek:

- Bekapcsolt vagy zárt állapotban a kapcsoló soros ellenállása nem nulla, hanem  $R_{on}$  értékű.
- Kikapcsolt vagy nyitott állapotban a kapcsoló ellenállása nem végtelen, hanem véges  $R_{off}$  értékű.
- Az elektronikus eszközök alkalmazása miatt, bekapcsolt vagy zárt állapotban a kapcsoló két végpontja között  $U_{off}$  offset feszültség is megjelenhet, ami azt jelenti, hogy ilyen esetben a kapcsolón áram nélkül is lehet feszültséget mérni.
- A valóságos kapcsolóban frekvenciafüggő hatások is felléphetnek. Ezeket kapacitív és induktív elemekkel lehet modellezni. Igen nagy frekvenciás jelek kapcsolásánál fontos szerepet játszhat a kapcsoló párhuzamos kapacitása és soros induktivitása. Emellett igen jelentős lehet a kapcsolót vezérlő jel kapacitív átjutása a kapcsoló végpontjaira, ami a hasznos (kapcsolni kívánt) analóg jel mellett additív zavarokat okoz (glitch (hiba) jelenség).
- A félvezető eszközök alkalmazása miatt a kapcsolón folyó áram és a rajta mérhető feszültség között általában nemlineáris a kapcsolat.

Az alábbiakban csak az analóg kapcsolók kisjelű, lineáris modelljével foglalkozunk, és eltekintünk a nagyjelű, nemlineáris hatásoktól.

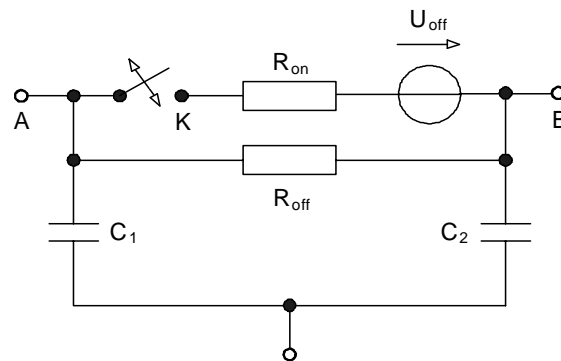
Egy valóságos analóg kapcsoló frekvencia független (ohmos) kisjelű modellje a 14.2 ábrán látható.



14.2 ábra. A valóságos analóg kapcsoló frekvencia független (ohmos) kisjelű modellje.

A modellben a  $K$  ideális kapcsoló az analóg kapcsoló alapfunkcióját jellemzi, míg az  $R_{on}$  soros ellenállás, az  $R_{off}$  párhuzamos ellenállás és az  $U_{off}$  feszültségű ideális feszültséggenerátor a valóságos kapcsoló hibáit írja le. Megjegyzendő, hogy a modell nem pontos, mivel bekapcsolt (zárt) állapotban az A és B pontok közötti eredő ellenállás értéke nem  $R_{on}$ , hanem  $R_{on} \times R_{off}$ , de mivel minden gyakorlatban használt kapcsoló esetén  $R_{on} \ll R_{off}$ , ezért  $R_{on} \times R_{off} \simeq R_{on}$ .

A valóságos kapcsoló dinamikus tulajdonságait a kapcsoló frekvenciafüggő kisjelű modellje írja le. A 14.3 ábrán az analóg kapcsoló frekvenciafüggő kisjelű modellje látható, ahol elhanyagoltuk a nagyobb frekvenciákon fontos szerepet játszó párhuzamos kapacitást és soros induktivitást.



$$\text{Kapcsoló jel } u_v(t) = U_k[1(t) - 1(t - T_0)]$$

14.3 ábra. Az analóg kapcsoló frekvenciafüggő kisjelű modellje.

A modell annyiban különbözik a 14.2 ábrán megadottól, hogy itt megjelenik a vezérlő (kapcsoló) jel és a kapcsoló két végpontja között a  $C_1$  és  $C_2$  kapacitás, amely a kapcsoló jelet kapacitív úton csatolja a kapcsoló végpontjaira. A modellben feltételezzük, hogy a vezérlő jel az

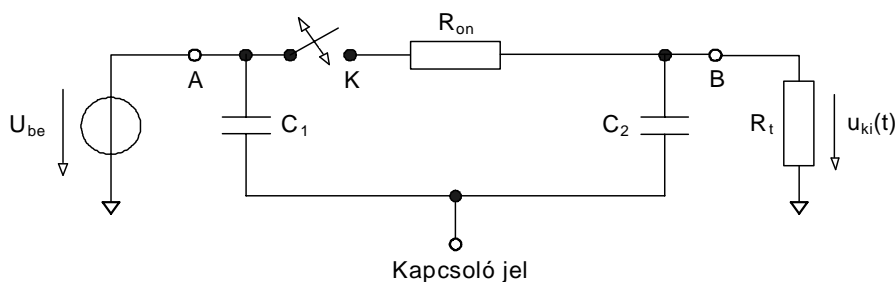
$$u_v(t) = U_k[1(t) - 1(t - T_0)]$$

impulzussal írható le, ahol  $1(t)$  az egységugrás függvény,  $U_k$  a kapcsoló impulzus amplitúdója és  $T_0$  a kapcsoló impulzus szélessége. A továbbiakban feltételezzük, hogy a vezérlő jel pozitív értékénél a kapcsoló bekapcsolt (zárt), nulla értékénél pedig kikapcsolt (nyitott) állapotban van.

A modell felhasználásával a következőkben megvizsgáljuk, hogy a  $C_1$  és  $C_2$  kapacitás milyen hatásokat okoz ohmos és kapacitív terhelés esetén.

### Kapcsolás ohmos terhelésre

A 14.4 ábrán megadott áramkörben az a célunk, hogy az ideális feszültséggenerátor által előállított  $U_{be}$  egyenfeszültséget a  $K$  kapcsoló segítségével eljuttassuk az  $R_t$  terhelő ellenállásra.



## 14.4 ábra. Kapcsolás ohmos terhelésre.

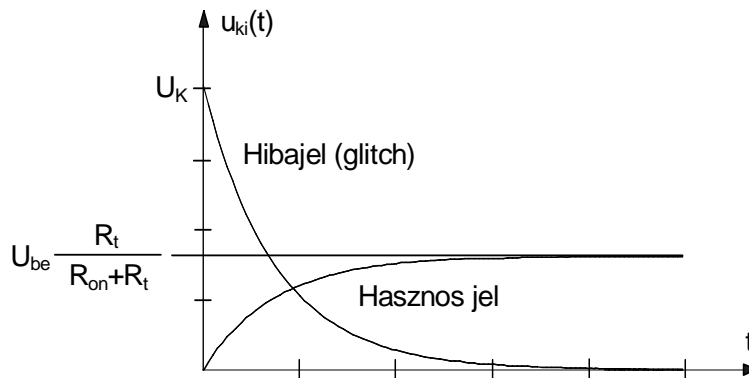
Bekapcsolás esetén tételezzük fel, hogy a  $t = -0$  időpillanatban a kapcsoló kikapcsolt (nyitott) állapotban van, és az ideális feszültséggenerátor által előállított vezérlő jel 0 értékű. A  $t = 0$  időpillanatban a vezérlő (kapcsoló) jel 0-ról  $U_k$  értékre változik, és a kapcsoló bekapcsolt (zárt) állapotba kerül. A kapcsolás kimenetén lévő  $u_{ki}(t)$  jelet (feltételezve, hogy  $R_{off} \Rightarrow \infty$ ) a szuperpozíció tétel felhasználásával az

$$u_{ki}(t) = U_{be} \frac{R_t}{R_{on} + R_t} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right)\right) + U_k \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right), \quad \tau_1 = C_2(R_{on} \times R_t)$$

egyenlet alapján számíthatjuk ki. Eszerint a kimeneten két jel összege jelenik meg. A kifejezés első tagja a hasznos bemeneti jel, amelynek az  $R_{on}$  és  $R_t$  ellenállásokon leosztott értéke a  $C_2$  kapacitásból és az  $R_{on} \times R_t$  ellenállásból álló aluláteresztő RC tagon keresztül kerül a kimenetre, a kifejezés második tagja pedig a vezérlő jel  $U_k$  amplitúdójú pozitív ugrásfüggvényéből származó hibajel, amely a  $C_2$  kapacitásból és az  $R_{on} \times R_t$  ellenállásból álló feluláteresztő RC tagon keresztül jut el a kimenetre. A hasznos jel a tranziensek lejátszódása után az

$$u_{ki}(t)|_{t \rightarrow \infty} = U_{be} \frac{R_t}{R_{on} + R_t}$$

értékhez tart. Megjegyzendő, hogy a tranziensek kialakulásában a  $C_1$  kondenzátor nem vesz részt, mivel mindkét bemenetére ideális feszültséggenerátor kapcsolódik. A bekapcsoláskor keletkező  $u_{ki}(t)$  kimeneti jel két összetevőjének időfüggvénye a 14.5 ábrán látható.



14.5 ábra. A bekapcsoláskor keletkező  $u_{ki}(t)$  két összetevőjének időfüggvénye ohmos terhelés esetén.

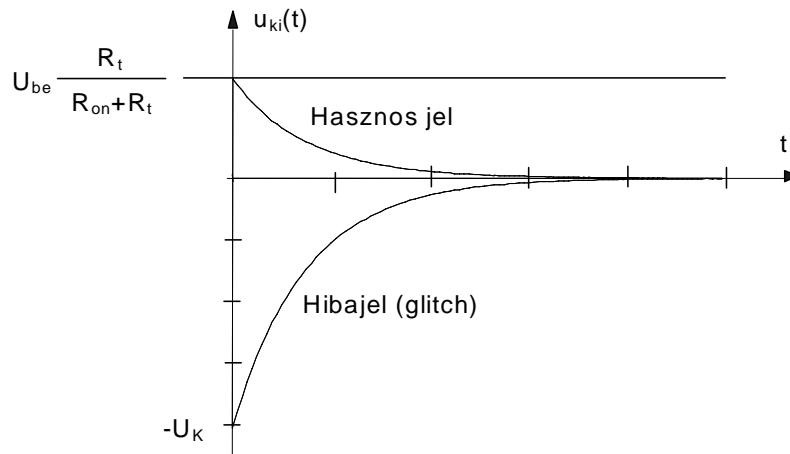
Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a hasznos jel mellett megjelenő hibajel (glitch) csúcserő  $U_k$  értékű, ami a bekapcsolást követő tranziens időszakában a hasznos jelnél nagyobb vagy jóval nagyobb is lehet. Ez a jelenség a hasznos jel gyors kapcsolását jelentősen korlátozhatja. A kimeneten lévő hasznos jel ugyanis csak a tranziensek lejátszódása után, tehát a  $\tau_1$  időállandó többszörösét követően dolgozható fel. Érdemes megjegyezni, hogy kis értékű  $R_{on}$  ellenállás esetén a  $\tau_1$  időállandó is kis értékű, ezért ilyenkor a tranziensek is gyorsabban játszódnak le.

Kikapcsolás esetén tételezzük fel, hogy a  $t = -0$  időpillanatban a kapcsoló bekapcsolt (zárt) állapotban van, és az ideális feszültséggenerátor által előállított vezérlő jel  $U_k$  értékű. A  $t = 0$  időpillanatban a vezérlő (kapcsoló) jel  $U_k$ -ról 0 értékre változik, és a kapcsoló kikapcsolt (nyitott) állapotba kerül. A kapcsolás kimenetén lévő  $u_{ki}(t)$  jelet (feltételezve, hogy  $R_{off} \Rightarrow \infty$ ) a szuperpozíció tétel felhasználásával az

$$u_{ki}(t) = \left(U_{be} \frac{R_t}{R_{on} + R_t} - U_k\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right), \quad \tau_1' = C_2 R_t$$

egyenlet alapján számíthatjuk ki. Eszerint a kimeneten ismét két jel összege jelenik meg. A kifejezés első tagja a hasznos bemeneti jelből származik, amely a  $C_2$  kapacitásból és az  $R_t$  ellenállásból álló párhuzamos RC tagon jelenik meg, a kifejezés második tagja pedig a vezérlő jelből származó hibajel, amely a  $C_2$  kapacitásból és az  $R_t$  ellenállásból álló feluláteresztő RC tagon keresztül jut el a kimenetre. Megjegyzendő, hogy a tranziensek kialakulásában a  $C_1$  kondenzátor most sem vesz részt, mivel mindkét bemenetére ideális feszültséggenerátor kapcsolódik. A

kikapcsoláskor keletkező  $u_{ki}(t)$  kimeneti jel két összetevőjének időfüggvénye a 14.6 ábrán látható.

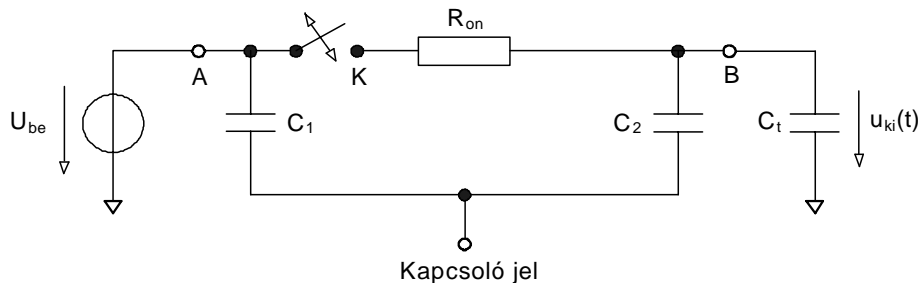


14.6 ábra. A kikapcsoláskor keletkező  $u_{ki}(t)$  két összetevőjének időfüggvénye ohmos terhelés esetén.

Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a hasznos jel mellett megjelenő hibajel (glitch) csúcserőke  $-U_k$  értékű, ami a kikapcsolást követő transziens időszakában a hasznos jelnél nagyobb vagy jóval nagyobb is lehet. Ez a jelenség a hasznos jel gyors kapcsolását jelentősen korlátozhatja. A kapcsolót ugyanis a kimeneten lévő transziensek lejátszódása után lehet biztonságosan újra bekapcsolni, tehát a  $\tau_1'$  időállandó többszörösét követően. Érdeemes megjegyezni, hogy kis értékű  $R_t$  ellenállás esetén a  $\tau_1'$  időállandó is kis értékű, ezért ilyenkor a transziensek is gyorsabban játszódnak le.

#### Kapcsolás kapacitív terhelésre

A 14.7 ábrán megadott áramkörben az a célunk, hogy az ideális feszültséggenerátor által előállított  $U_{be}$  egyenfeszültséget a K kapcsoló segítségével eljuttassuk az  $C_t$  terhelő kapacitásra.

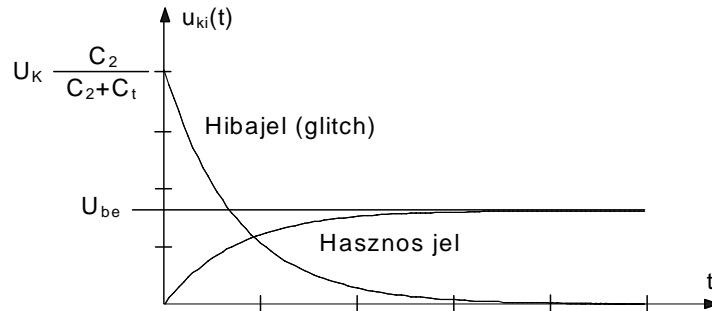


14.7 ábra. Kapcsolás kapacitív terhelésre.

Bekapcsolás esetén tételezzük fel, hogy a  $t = -0$  időpillanatban a kapcsoló kikapcsolt (nyitott) állapotban van, és az ideális feszültséggenerátor által előállított vezérlő jel 0 értékű. A  $t = 0$  időpillanatban a vezérlő jel 0-ról  $U_k$  értékre változik, és a kapcsoló bekapcsolt (zárt) állapotba kerül. A kapcsolás kimenetén lévő  $u_{ki}(t)$  jelet (feltételezve, hogy  $R_{off} \Rightarrow \infty$ ) a szuperpozíció tétel felhasználásával az

$$u_{ki}(t) = U_{be} \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right) + U_k \frac{C_2}{C_2 + C_t} \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right), \quad \tau_2 = (C_2 + C_t)R_{on}$$

egyenlet alapján számíthatjuk ki. Eszerint a kimeneten két jel összege jelenik meg. A kifejezés első tagja a hasznos bemeneti jel, amely a  $C_2 + C_t$  kapacitásból és az  $R_{on}$  ellenállásból álló aluláteresztő RC tagon keresztül kerül a kimenetre, a kifejezés második tagja pedig a vezérlő jel  $U_k$  amplitúdójú pozitív ugrásfüggvényéből származó hibajel, amely a  $C_2$  és a  $C_t$  kapacitásokból álló kapacitív osztón keresztül jut el a kimenetre. Megjegyzendő, hogy a transziensek kialakulásában a  $C_1$  kondenzátor nem vesz részt, mivel mindkét bemenetére ideális feszültséggenerátor kapcsolódik. A bekapcsoláskor keletkező  $u_{ki}(t)$  kimeneti jel két összetevőjének időfüggvénye a 14.8 ábrán látható.



14.8 ábra. A bekapcsoláskor keletkező  $u_{ki}(t)$  két összetevőjének időfüggvénye kapacitív terhelés esetén.

Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a hasznos jel mellett megjelenő hibajel (glitch) csúcserőértéke  $U_k C_2 / (C_2 + C_t)$  értékű, ami a bekapcsolást követő transziens időszakában a hasznos jelnél nagyobb vagy jóval nagyobb is lehet. Ez a jelenség a hasznos jel gyors kapcsolását jelentősen korlátozhatja. A kimeneten lévő hasznos jel ugyanis csak a transziensek lejátszódása után, tehát a  $\tau_2$  időállandó többszörösét követően dolgozható fel. Érdeemes megjegyezni, hogy kis értékű  $R_{on}$  ellenállás esetén a  $\tau_2$  időállandó is kis értékű, ezért ilyenkor a transziensek is gyorsabban játszódnak le.

Kikapcsolás esetén tételezzük fel, hogy a  $t = -0$  időpillanatban a kapcsoló bekapcsolt (zárt) állapotban van, és az ideális feszültséggenerátor által előállított vezérlő jel  $U_k$  értékű. A  $t = 0$  időpillanatban a vezérlő jel  $U_k$ -ről 0 értékre változik, és a kapcsoló kikapcsolt (nyitott) állapotba kerül. A kapcsolás kimenetén lévő  $u_{ki}(t)$  jelet a szuperpozíció tétel felhasználásával az

$$u_{ki}(t) = U_{be} - U_k \frac{C_2}{C_2 + C_t}$$

egyenlet alapján számíthatjuk ki. Eszerint a kimeneten ismét két jel összege jelenik meg. A kifejezés első tagja a hasznos bemeneti jelből származik, a kifejezés második tagja pedig a vezérlő jelből származó hibajel, amely a  $C_2$  és  $C_t$  kapacitásból álló kapacitív osztón keresztül jut el a kimenetre. Megjegyzendő, hogy a transziensek kialakulásában a  $C_1$  kondenzátor most sem vesz részt, mivel minkét bemenetére ideális feszültséggenerátor kapcsolódik.

A képlet alapján megállapíthatjuk, hogy a hasznos jel mellett megjelenő hibajel (glitch) csúcserőértéke  $-U_k C_2 / (C_2 + C_t)$  értékű. A jelek a kikapcsolást követően a kimeneti kapacitáson megmaradnak (feltételezve, hogy  $R_{off} \Rightarrow \infty$ ), mivel a kikapcsolás után a kapacitásokkal nem kapcsolódik párhuzamosan ellenállás, ezért azok a rajtuk lévő feszültséget megtartják.

### Az analóg kapcsolók fizikai megvalósítása

Az analóg kapcsolókat vezérelhető félvezető eszközökkel valósíthatjuk meg. A korszerű áramkörökben erre a célra elsősorban térvezérlésű tranzisztorokat használunk, de a bipoláris tranzisztorok és a félvezető diódák is alkalmasak az analóg kapcsolási feladatok ellátására. A félvezető diódákat elsősorban az igen nagy frekvenciás jelek kapcsolására, és az igen gyors kapcsolók megvalósítására használják.

#### A MOS FET-ek (n-csatornás) kapcsoló tulajdonságai

A térvezérlésű tranzisztorok az elzáródás alatti tartományban lényegében vezérelhető ellenállásként működnek, ezért természetesen alkalmasak az analóg kapcsolási funkciók megvalósítására. Kapcsolási paramétereiket elsősorban a tranzisztor  $u_{DS} = 0$  drain-source feszültségnél a drain és a source között mérhető ellenállással lehet jellemezni.

Az n-csatornás MOS FET-ek esetében ez az ellenállás a 2. fejezetben részletesen tárgyaltak alapján a

$$G_{on} = \frac{1}{R_{on}} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \Big|_{u_{DS}=0} = \frac{2I_{D00}}{U_P} \left\{ \frac{u_{GS} - U_P}{U_P} \right\}, \quad u_{GS} - U_P \geq 0$$

kifejezéssel határozható meg (lásd a 2.26 ábrát), ami annyit jelent, hogy az ellenállás értéke az  $u_{GS}$  gate-source feszültséggel vezérelhető. Ha a gate-source feszültség  $u_{GS} - U_P \geq 0$ , akkor az

ellenállás véges értékű, ha  $u_{GS} - U_P < 0$ , akkor pedig  $R_{off} \Rightarrow \infty$ , azaz az előbbi esetben a kapcsoló bekapcsolt (nyitott), az utóbbi esetben pedig kikapcsolt (zárt) állapotban van.

Az n-csatornás MOS FET-ek esetében a vezérlő jel a tranzisztor gate-jére kerül, így a kapcsolók dinamikus modelljében szereplő  $C_1$  és  $C_2$  kapacitás szerepét a source és a gate, illetve a drain és a gate közötti  $C_{gs}$  és  $C_{gd}$  kapacitások töltik be.

### A réteg térvezérlésű tranzisztor (JFET, n-csatornás) kapcsoló tulajdonságai

Az elzáródás alatti tartományban a réteg térvezérlésű tranzisztorok is vezérelhető ellenállásként működnek. Kapcsolási paramétereiket szintén a tranzisztor  $u_{DS} = 0$  drain-source feszültségnél a drain és a source között mérhető ellenállással lehet jellemezni.

Az n-csatornás JFET-ek esetében ez az ellenállás a 2. fejezetben részletesen tárgyaltak alapján az  $u_{GS} - U_P \geq 0$  tartományban a

$$G_{on} = \frac{1}{R_{on}} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \Big|_{u_{DS}=0} = 3I_{DSS} \left\{ -\frac{1}{U_P} + \frac{1}{U_P} \left( \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} = \frac{3I_{DSS}}{-U_P} \left\{ 1 - \left( \frac{u_{GS}}{U_P} \right)^{\frac{1}{2}} \right\}$$

kifejezéssel határozható meg (lásd a 2.16 ábrát), ami annyit jelent, hogy az ellenállás értéke az  $u_{GS}$  gate-source feszültséggel vezérelhető. Ha a gate-source feszültség  $u_{GS} - U_P \geq 0$ , akkor az ellenállás véges értékű, ha  $u_{GS} - U_P < 0$ , akkor pedig  $R_{off} \Rightarrow \infty$ , azaz az előbbi esetben a kapcsoló bekapcsolt (nyitott), az utóbbi esetben pedig kikapcsolt (zárt) állapotban van. A JFET-eknél a gate-source feszültségre fennáll az  $u_{GS} \leq 0$  megkötés, mivel  $u_{GS} > 0$  esetén a gate-csatorna dióda kinyit és ezzel a térvezérlési effektus megszűnik. Emiatt a  $G_{on}$  maximális ( $R_{on}$  minimális) értéke a

$$G_{on\max} = \frac{1}{R_{on\min}} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \Big|_{u_{DS}=0, u_{GS}=0} = \frac{3I_{DSS}}{-U_P}, \quad U_P < 0$$

kifejezéssel adható meg.

Az n-csatornás JFET-ek esetében a vezérlő jel a tranzisztor gate-jére kerül, így a kapcsolók dinamikus modelljében szereplő  $C_1$  és  $C_2$  kapacitás szerepét a source és a gate, illetve a drain és a gate közötti  $C_{gs}$  és  $C_{gd}$  kapacitások töltik be.

### A bipoláris tranzisztorok kapcsoló tulajdonságai

A bipoláris tranzisztorokat a telítési tartományban lehet analóg kapcsolóként használni, ahol a tranzisztor bázis-emitter és bázis-kollektor diódája is nyitóirányban van előfeszítve. Ebben a tartományban a tranzisztor működését a 2. fejezetben ismertetett Ebers-Moll modellel lehet leírni:

$$i_C = AI_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right),$$

$$i_E = I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - A_i I_{S0} \left( \exp\left(\frac{u_{BC}}{U_T}\right) - 1 \right), \quad \frac{I_{S0}}{I_{S0}} = \frac{A_i}{A}$$

$$i_E = i_C + i_B,$$

ahol  $A_i$  a tranzisztor inverz földelt bázisú áramerősítési tényezője,  $I_{S0}$  pedig a bázis-kollektor dióda nyitóirányú karakterisztikájának áram konstansa. Ezek az egyenletek jó közelítéssel leírják a tranzisztor működését a telítési ( $u_{BE} > 0$  és  $u_{BC} > 0$ ) tartományban is.

Az Ebers-Moll modellből a bipoláris tranzisztor legfontosabb kapcsolási paramétereit meghatározhatók. Ha a tranzisztor munkaponti bázisárama  $i_B = I_{B0}$ , akkor az  $i_C = 0$  pontban az  $u_{CE}$  kollektor-emitter feszültség értéke az

$$u_{CE} \Big|_{i_B=I_{B0}, i_C=0} \simeq U_T \ln\left(\frac{1}{A_i}\right) = U_{off}$$

kifejezéssel közelíthető, ahol  $U_T$  a termikus potenciál. Mindez azt jelenti, hogy a bipoláris analóg kapcsolóknak van offset feszültsége.

A kapcsoló ellenállására az

$$R_{on} = \frac{1}{G_{on}} = \frac{\partial u_{CE}}{\partial i_C} \Big|_{i_C=0} \simeq \frac{U_T}{I_{B0}} \left( \frac{1}{1+B_i} + \frac{1}{B} \right) \simeq \frac{U_T}{I_{B0}(1+B_i)}$$

közeliítő érték adódik, ahol  $B_i$  a tranzisztor inverz földelt emitteres áramerősítési tényezője. A bipoláris tranzisztor ellenállása a munkaponti bázisárammal vezérelhető, és  $i_B = I_{B0} = 0$  értéknél



az ellenállás végtelenné válik, azaz a kapcsoló kikapcsolt (lezárt) állapotba kerül.

A bipoláris n-p-n tranzisztornál a vezérlő jel a tranzisztor bázisára kerül, így a kapcsolók dinamikus modelljében szereplő  $C_1$  és  $C_2$  kapacitás szerepét az emitter és a bázis, illetve a kollektor és a bázis közötti  $C_{be}$  és  $C_{bc}$  kapacitások töltik be.

## Az analóg kapcsolók jellegzetes alkalmazásai

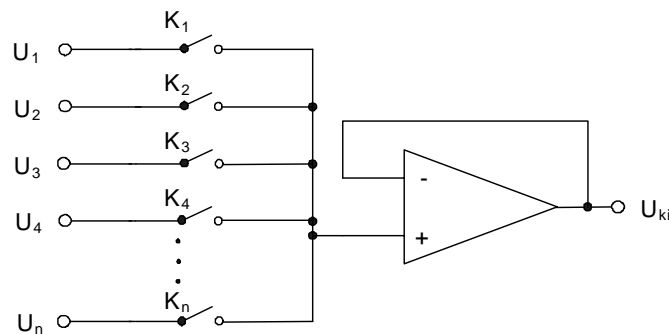
Az analóg kapcsolókat igen sok elektronikus áramkörben használják. Ebben a fejezetben ezek közül kiemelünk néhány olyan fontos felhasználási területet, amelynél az analóg kapcsolási funkció a működés lényeges részét képezi.

### Analóg multiplexerek

Az analóg multiplexerek feladata több bemeneti forrás jele közül az éppen szükséges jel kiválasztása és annak eljuttatása egy közös bemenetre. Ezt a feladatot analóg kapcsolókkal lehet megoldani. Természetesen az analóg multiplexerek kapcsolástechnikája igen változatos a jelek frekvenciájától, a kapcsolási időktől, a felhasználási területektől függően. Ebben a fejezetben csak arra vállalkozunk, hogy a legegyszerűbb áramköri megoldásokból adjunk áttekintést a teljesség igénye nélkül. Emellett a működés lényegének bemutatása érdekében az áramkörök analízisének az analóg kapcsolókat ideálisnak tekintjük.

### Feszültségkapcsolós analóg multiplexer

A feszültségkapcsolós analóg multiplexer áramköri rajza a 14.9 ábrán látható.



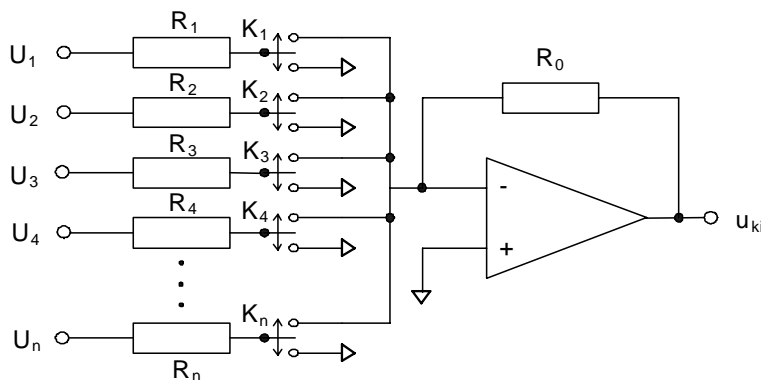
14.9 ábra. A feszültségkapcsolós analóg multiplexer áramköri rajza.

Az áramkörben a  $K_1 \dots K_n$  kapcsolók segítségével a különböző bemeneti jelek közül egyet kívánunk eljuttatni az egységnyi erősítésű visszacsatolt műveleti erősítő bemenetére. A kapcsolásban a  $K_1 \dots K_n$  analóg kapcsolók közül egy időben csak egy van bekapcsolt (zárt) állapotban. Ha a  $K_i$ -dik kapcsoló kap vezérlő jelet, akkor a kimeneten az  $u_{ki} = U_i$  feszültség jelenik meg.

Az áramkör hátránya, hogy az egyes kapcsolókon megjelenő feszültség függ a hozzájuk tartozó bemeneti feszültségtől, emiatt az egyes kapcsolók vezérlő (kapcsoló) jele általában nem lehet univerzális.

### Áramkapcsolós analóg multiplexer

Az áramkapcsolós analóg multiplexer áramköri rajza a 14.10 ábrán látható.



14.10 ábra. A áramkapcsolós analóg multiplexer áramköri rajza.

Az áramkörben a  $K_1 \dots K_n$  alternáló kapcsolók segítségével a különböző bemeneti jelek közül egyet kívánunk eljuttatni visszacsatolt műveleti erősítő virtuális földpontjára. Az kapcsolásban a  $K_1 \dots K_n$  alternáló analóg kapcsolók közül egyidőben csak egy van felső állásban, azaz egy köti a hozzá tartozó ellenállást a műveleti erősítő virtuális földpontjára, a többi ellenállást a kapcsolók földpotenciálra kapcsolják. Ha a  $K_i$ -dik kapcsoló kap ilyen értelmű vezérlést, akkor a kimeneten az

$$u_{ki} = -U_i \frac{R_0}{R_i}$$

feszültség jelenik meg.

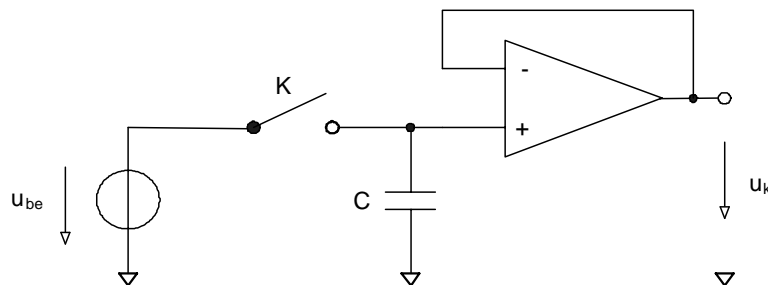
Az áramkör előnye, hogy az egyes kapcsolók mindkét végpontján mindig nulla feszültség jelenik meg, emiatt az egyes kapcsolók vezérlő (kapcsoló) jele univerzális lehet.

### Mintavevő-tartó áramkörök

A mintavevő-tartó (SH, sample and hold) áramkörök fontos szerepet töltenek be a diszkrét idejű áramkörökben és általában a digitális jelfeldolgozó rendszerekben. A mintavevő-tartó áramkör a bemeneti analóg jelből egy adott időpillanatban mintát vesz, és a mintát megőrzi arra az időre, míg a jelet a diszkrét idejű rendszer feldolgozza. A mintavétel feladatát analóg kapcsoló, a tartásért pedig kondenzátor segítségével lehet megoldani. Természetesen az mintavevő-tartó áramkörök kapcsolástechnikája igen változatos a jelek frekvenciájától, a kapcsolási időktől, a felhasználási területektől függően. Ebben a fejezetben is csak arra vállalkozunk, hogy a legegyszerűbb áramköri megoldásokból adjunk áttekintést a teljességre igénye nélkül. Emellett a működés lényegének bemutatása érdekében az áramkörök analízisének az analóg kapcsolókat ideálisnak tekintjük. A mintavevő-tartó áramkörök minőségét a mintavételi sebesség, a tartási idő és a mintavétel pontossága határozza meg.

#### A mintavevő-tartó alapáramkör

A legegyszerűbb mintavevő-tartó áramkör kapcsolási rajza a 14.11 ábrán látható.



14.11 ábra. A legegyszerűbb mintavevő-tartó áramkör kapcsolási rajza.

Az áramkörben a  $K$  kapcsolóval mintát veszünk az  $u_{be}$  bemeneti jelből és azt a  $C$  kondenzátor segítségével megtartjuk az egységnyi erősítésű visszacsatolt műveleti erősítő (nagy bemenet ellenállású elválasztó fokozat) bemenetén. Ha a  $K$  kapcsoló a  $t = 0$  pillanatban a vezérlő (kapcsoló) jel hatására bekapcsolt (zárt) állapotba kerül, akkor az  $u_{be}$  bemeneti jelet a  $C$  kondenzátorra kapcsolja. A bekapcsolás után a  $C$  kondenzátor a kapcsolón keresztül az  $u_{be}$  feszültségre töltődik. A mintavételezés akkor történik meg, amikor a  $t = T$  pillanatban a vezérlő jel hatására a  $K$  kapcsoló kikapcsolt (nyitott) állapotba kerül, ugyanis ettől kezdve a  $C$  kondenzátor az  $u_{be}$  bemeneti jel  $t = T$  időpontban felvett értékét megőrzi, és a kimeneten az

$$u_{ki}(t)|_{t \geq T} = u_{be}(T)$$

feszültség jelenik meg.

A mintavevő-tartó áramkör mintavételi sebességét a kapcsoló  $R_{on}$  ellenállása és a  $C$  kondenzátor értéke, valamint az egységnyi erősítésű nagy bemenet ellenállású elválasztó fokozat átviteli sebessége (sávzélessége) határozza meg. A kondenzátor feltöltési időállandója  $\tau = R_{on} C$ .

A mintavevő-tartó áramkör tartási idejét az határozza meg, hogy a kapcsoló kikapcsolt állapotában a  $C$  kondenzátorra milyen terhelések kapcsolódnak. A tartási periódusban a  $C$  kondenzátor töltését változtathatja az egységnyi erősítésű nagy bemenet ellenállású elválasztó fokozat bemenetén ( $I_B$  bemeneti áram,  $R_{be}$  bemeneti ellenállás) és a kikapcsolt kapcsolón (például

az  $R_{off}$  ellenálláson) folyó áram, ezért a minőség növelése érdekében ezeket az áramokat csökkenteni kell. Ha  $R_{off}$  és  $R_{be}$  tart a végtelenhez, akkor a tartási időszakban az  $I_B$  (az erősítő bemenete felé folyó) bemeneti áram hatására a kondenzátor feszültsége a

$$\frac{du_{ki}}{dt} = -\frac{I_B}{C}$$

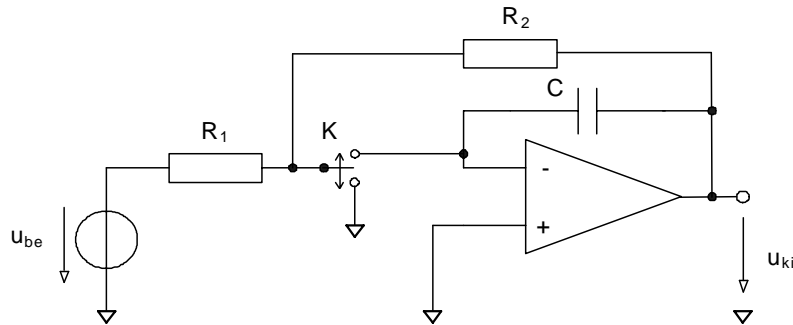
sebességgel változik.

Érdeemes megjegyezni, hogy a mintavétel pontosságát alapvetően befolyásolja az egységnyi erősítésű elválasztó fokozat offset feszültsége és az a  $-U_k C_2 / (C_2 + C)$  értékű hibajel (glitch), amely a kikapcsolás pillanatában a vezérlő jelből kapacitív úton a  $C$  kondenzátorra jut, és hozzáadódik a hasznos jelhez (lásd a 14.7 ábrát és a kapcsolás kapacitív terhelésre című fejezetet). Ezt a kapcsoló  $C_2$  kondenzátorának csökkentésével vagy a  $C$  kondenzátor értékének a növelésével lehet csökkenteni. Emellett mód van arra is, hogy a kikapcsolás pillanatában a  $C$  kondenzátorra egy másik, ellenütemben vezérelt  $C_2$  értékű kondenzátorán keresztül a fenti hibajellel azonos abszolút értékű, de ellentétes előjelű jelet juttassunk a  $C$  kondenzátorra, és ezzel a hibahatást kompenzáljuk.

Az áramkör hátránya, hogy a  $K$  kapcsoló két végpontján megjelenik a bemeneti feszültség, emiatt a kapcsoláshoz szükséges vezérlő (kapcsoló) jel is függ a bemeneti feszültségtől.

### Nagyfeszültségű mintavevő-tartó áramkör

A nagyfeszültségű mintavevő-tartó áramkör kapcsolási rajza a 14.12 ábrán látható.



14.12 ábra. A nagyfeszültségű mintavevő-tartó áramkör kapcsolási rajza.

Az áramkör célja az, hogy a  $K$  alternáló kapcsoló vezérlő (kapcsoló) feszültsége független legyen az  $u_{be}$  bemeneti jeltől. Ezt azzal lehet elérni, hogy a  $K$  alternáló kapcsoló minden bemenete bekapcsolt és kikapcsolt állapotban is állandó feszültségen (például földpotenciál) legyen. A 14.12 ábrán megadott kapcsolás ezt a feltételt teljesíti.

A kapcsolásban a  $K$  alternáló kapcsolóval mintát veszünk az  $u_{be}$  bemeneti jelből, és azt a  $C$  kondenzátor segítségével megtartjuk. Ha a  $K$  alternáló kapcsoló a  $t = 0$  pillanatban a vezérlő (kapcsoló) jel hatására az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállások közös pontját a műveleti erősítő virtuális földpontjára kapcsolja (a kapcsoló a felső érintkezőhöz kapcsolódik), akkor a kimeneten az

$$u_{ki}(t) = -u_{be} \frac{R_2}{R_1} \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right), \quad \tau = R_2 \left( 1 + \frac{R_{on}}{R_1 \times R_2} \right) C$$

kimeneti jel jelenik meg, azaz a mintavétel sebessége a  $\tau = R_2(1 + R_{on}/R_1 \times R_2)C$  időállandótól függ.

A mintavételezés akkor történik meg, amikor a  $t = T \gg \tau$  pillanatban vezérlő jel hatására a  $K$  kapcsoló kikapcsolt (nyitott) állapotba kerül, ugyanis ettől kezdve a  $C$  kondenzátor a kimeneten az  $-u_{be}R_2/R_1$  feszültség  $t = T$  időpontban felvett értékét megőrzi.

A mintavevő-tartó áramkör tartási idejét az határozza meg, hogy a kapcsoló kikapcsolt állapotában a  $C$  kondenzátorra milyen terhelések kapcsolódnak. A tartási periódusban a  $C$  kondenzátor töltését változtathatja az műveleti erősítő bemenetén ( $I_B$  bemeneti áram,  $R_{be}$  bemeneti ellenállás) és a kikapcsolt kapcsolón (például az  $R_{off}$  ellenálláson) folyó áram, ezért a minőség növelése érdekében ezeket az áramokat csökkenteni kell. Ha  $R_{off}$  és  $R_{be}$  tart a végtelenhez, akkor a tartási időszakban az  $I_B$  (az erősítő bemenete felé folyó) bemeneti áram hatására a kondenzátor feszültsége a

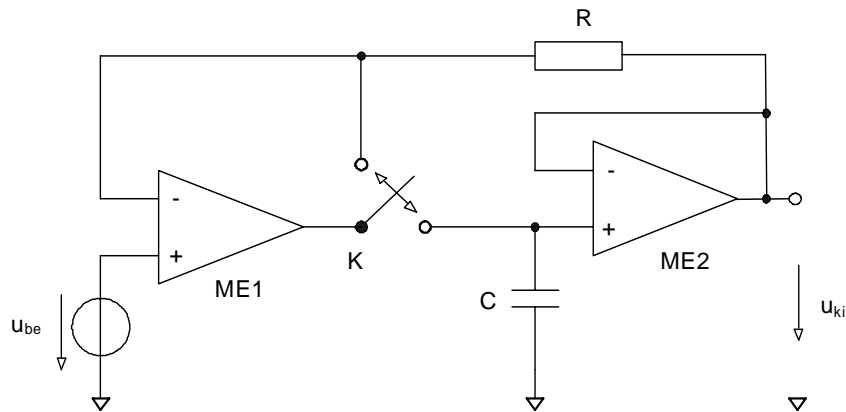
$$\frac{du_{ki}}{dt} = \frac{I_B}{C}$$

sebességgel változik.

Érdemes megjegyezni, hogy a mintavétel pontosságát most is alapvetően befolyásolja a műveleti erősítő offset feszültsége és az a  $U_k C_2/C$  értékű hibajel (glitch), amely a kikapcsolás pillanatában a vezérlő jelből kapacitív úton a  $C$  kondenzátorra jut, és hozzáadódik a hasznos jelhez (lásd a 14.7 ábrát és a kapcsolás kapacitív terhelésre című fejezetet). Ezt a kapcsoló  $C_2$  kondenzátorának csökkentésével vagy a  $C$  kondenzátor értékének a növelésével lehet csökkenteni. Emellett mód van arra is, hogy a kikapcsolás pillanatában a  $C$  kondenzátorra egy másik, ellenütemben vezérelt  $C_2$  kondenzátoron keresztül a fenti hibajellel azonos abszolút értékű, de ellentétes előjelű jelet juttassunk a  $C$  kondenzátorra, és ezzel a hibahatást kompenzáljuk.

### Precíziós mintavevő-tartó áramkör

A precíziós mintavevő-tartó áramkör kapcsolási rajza a 14.13 ábrán látható.



14.13 ábra. A precíziós mintavevő-tartó áramkör kapcsolási rajza.

Az áramkör célja az, hogy a  $K$  alternáló kapcsoló segítségével az  $u_{be}$  bemeneti jelből mintát vegyünk, és azt a  $C$  kapacitás segítségével megőrizzük, ugyanakkor a mintavett érték lehetőleg pontos legyen. Ezt azzal lehet elérni, hogy a mintavétel során (ha a  $K$  kapcsoló az első ME1 műveleti erősítő kimenetét a kapacitásra köti) a két műveleti erősítő egy olyan negatívan visszacsatolt zárt hurkot képez, amelyben az ME1 műveleti erősítő összehasonlítja a bemeneti kimeneti feszültséget, és biztosítja, hogy a kimeneten a bemeneti feszültséggel azonos értékű jel jelenjen meg.

A kapcsolásban a  $K$  alternáló kapcsolóval mintát veszünk az  $u_{be}$  bemeneti jelből, és azt a  $C$  kondenzátor segítségével megtartjuk. Ha a  $K$  alternáló kapcsoló a  $t = 0$  pillanatban a vezérlő (kapcsoló) jel hatására az első ME1 műveleti erősítő kimenetét a kapacitásra köti (a kapcsoló az alsó érintkezőhöz kapcsolódik), akkor a kimeneten az

$$u_{ki}(t) = u_{be} \frac{A_{01}}{1 + A_{01}} \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right), \quad \tau = R_{on} C \frac{1}{1 + A_{01}}$$

kimeneti jel jelenik meg, ahol  $A_{01}$  az ME1 erősítése, és feltételeztük, hogy az ME2 ideális. A kifejezésből látszik, hogy ha  $A_{01} \Rightarrow \infty$ , akkor a mintavétel pontos lesz. Ráadásul a kapcsolás sebességét az  $R_{on}$  ellenállás és a  $C$  kondenzátor értéke alig befolyásolja, mivel a kapcsolási időállandó az  $A_{01}$  növekedésével csökken.

A mintavételezés akkor történik meg, amikor a  $t = T \gg \tau$  pillanatban vezérlő jel hatására a  $K$  alternáló kapcsoló a felső állásba kapcsol. Ilyenkor az ME1 műveleti erősítő visszacsatolt erősítése 1 lesz, ami miatt a kimeneti feszültsége lényegében nem változik. Erre azért van szükség, mert e nélkül a tartási időszakban az ME1 műveleti erősítő visszacsatolás nélkül maradna, ami miatt a kimenete tetszőlegesen nagy értéket vehetne fel (például "kiülhetne" a telepre). Ettől kezdve a  $C$  kondenzátor a kimeneten az  $u_{be}$  feszültség  $t = T$  időpontban felvett értékét megőrzi.

A mintavevő-tartó áramkör tartási idejét az határozza meg, hogy a kapcsoló kikapcsolt állapotában a  $C$  kondenzátorra milyen terhelések kapcsolódnak. A tartási periódusban a  $C$  kondenzátor töltését változtathatja az ME2 műveleti erősítő bemenetén ( $I_{B2}$  bemeneti áram,  $R_{be2}$

bemeneti ellenállás) és a kikapcsolt kapcsolón (például az  $R_{off}$  ellenálláson) folyó áram, ezért a minőség növelése érdekében ezeket az áramokat csökkenteni kell. Ha  $R_{off}$  és  $R_{be2}$  tart a végtelenhez, akkor a tartási időszakban az  $I_{B2}$  (az ME2 erősítő bemenete felé folyó) bemeneti áram hatására a kondenzátor feszültsége a

$$\frac{du_{ki}}{dt} = -\frac{I_{B2}}{C}$$

sebességgel változik.

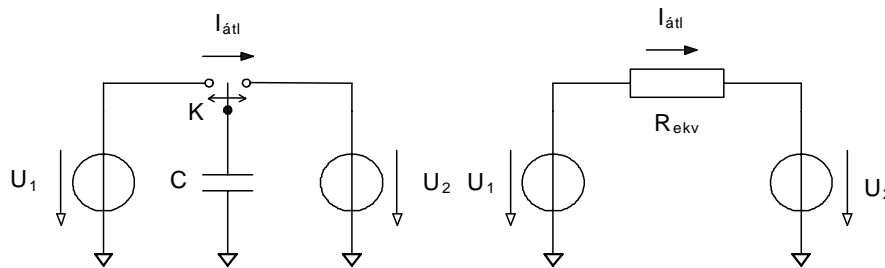
Érdeemes megjegyezni, hogy a mintavétel pontosságát most is alapvetően befolyásolja az ME1 műveleti erősítő offset feszültsége, az ME1 műveleti erősítő  $I_{B1}$  bemeneti árama által az  $R$  ellenálláson létrehozott feszültség, és az a  $-U_k C_2 / (C_2 + C)$  értékű hibajel (glitch), amely a kikapcsolás pillanatában a vezérlő jelből kapacitív úton a  $C$  kondenzátorra jut, és hozzáadódik a hasznos jelhez (lásd a 14.7 ábrát és a kapcsolás kapacitív terhelésre című fejezetet). Ezt a kapcsoló  $C_2$  kondenzátorának csökkentésével vagy a  $C$  kondenzátor értékének a növelésével lehet csökkenteni. Emellett mód van arra is, hogy a kikapcsolás pillanatában a  $C$  kondenzátorra egy másik, ellenütemben vezérelt  $C_2$  kondenzátoron keresztül a fenti hibajellel azonos abszolút értékű, de ellentétes előjelű jelet juttassunk a  $C$  kondenzátorra, és ezzel a hibahatást kompenzáljuk.

### A kapcsolt kapacitású áramkörök alapjai

A kapcsolt kapacitású áramköri megoldásokat azért fejlesztették ki, mert az integrált áramköri lapkákon nagy és pontos ellenállásokat nehezen lehet megvalósítani, ezért nehezen lehet létrehozni olyan RC tagokat, amelyek időállandója nagy pontossággal beállítható. Ezekre pedig az integrált áramkörökkel megvalósítandó lineáris szűrők RC kialakításánál van szükség. Ugyanakkor a MOS technológia lehetővé teszi azt, hogy egy lapkán kapcsolókat és kapacitásokat hozzunk létre, és arra is mód van, hogy a kapacitások relatív pontossága nagy legyen. A kapcsolt kapacitású áramkörökben a legfontosabb feladat az ellenállások funkciójának a helyettesítése valamilyen speciális áramköri megoldással. Erre szolgálnak a kapcsolt kapacitások.

### Ellenállások megvalósítása kapcsolt kapacitások segítségével

A kapcsolt kapacitású ellenállás megvalósításának alapelrendezése a 14.14 ábrán látható.



14.14 ábra. A kapcsolt kapacitású ellenállás megvalósításának alapelrendezése.

A baloldali kapcsolásban a  $K$  alternáló kapcsoló egy  $T$  hosszúságú időintervallumon belül a  $C$  kondenzátort először az  $U_1$  feszültségű baloldali, majd az  $U_2$  feszültségű jobboldali feszültséggenerátorra kapcsolja. A folyamat első fázisában a  $C$  kondenzátor az  $U_1$  feszültségre, második fázisában pedig az  $U_2$  feszültségre töltődik, azaz a kondenzátorban  $CU_1$ , illetve  $CU_2$  töltés tárolódik.

Vizsgáljuk meg ezután, hogy  $T$  idő alatt mekkora töltés áramlik át az egyik feszültségforrásból a másikba. Nyilvánvaló, hogy a kondenzátorban először tárolt  $CU_1$  töltés a második fázisban  $CU_2$ -re változik, azaz  $T$  idő alatt

$$Q = C(U_1 - U_2)$$

töltésmennyiség jut át a baloldali feszültséggenerátorból a jobboldaliba. A  $T$  idő alatt átjutó töltés mennyisége tehát arányos a feszültségek különbségével. A kapcsolt kapacitás egy rögzített idő alatt két feszültségforrás között a feszültségek különbségével arányos töltésmennyiséget szállít, azaz éppen úgy viselkedik, mint egy ellenállás. Ha ugyanis a két feszültséggenerátor közé egy  $R_{ekv}$  ellenállást kötünk (lásd a 14.14 ábra jobboldali kapcsolását), akkor az ellenálláson

$$I_{ekv} = \frac{U_1 - U_2}{R_{ekv}}$$

áram folya, ami miatt  $T$  idő alatt

$$Q = I_{ekv}T = \frac{U_1 - U_2}{R_{ekv}}T$$

töltés jutna át a baloldali feszültséggenerátorból a jobboldaliba.

A töltéseket azonosra téve egymással, az ekvivalens ellenállás értékére az

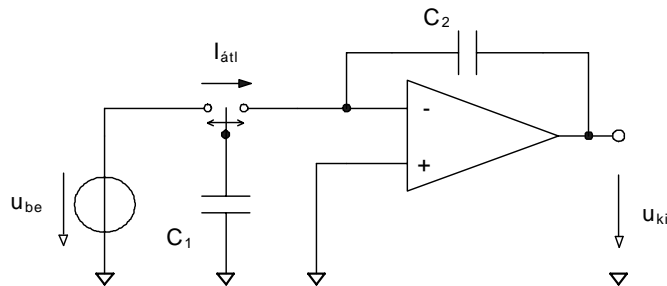
$$R_{ekv} = \frac{T}{C}$$

kifejezést kapjuk. Természetesen az így létrehozott "ellenálláson" nem folyik folytonos áram, hanem a töltések "csomagokban" jutnak el egyik helyről a másikra. Ha azonban a  $T$  időt rövidítjük, azaz a kapcsolási frekvenciát növeljük, akkor a működés egyre inkább hasonlít a folytonoshoz.

A kapcsolt kapacitással megvalósított ellenállásokat sokféle áramkörben lehet alkalmazni, ezek közül mutatunk be néhány elemi megoldást.

### Kapcsolt kapacitású integrátor

A lineáris RC szűrők kialakítása során a legfontosabb feladat az integrálási funkció megvalósítása. A 14.15 ábrán egy kapcsolt kapacitású ellenállással megvalósított műveleti erősítő integrátor kapcsolási rajza látható.



14.15 ábra. A kapcsolt kapacitású integrátor kapcsolási rajza.

A kapcsolásban a szokásos műveleti erősítő integrátort (lásd a 9.7 ábrát) úgy módosítottuk, hogy az  $R$  ellenállás helyére, a bemenet és a virtuális földpont közé egy kapcsolt kapacitással megvalósított ellenállást helyeztünk el. Mivel az ellenállás értéke

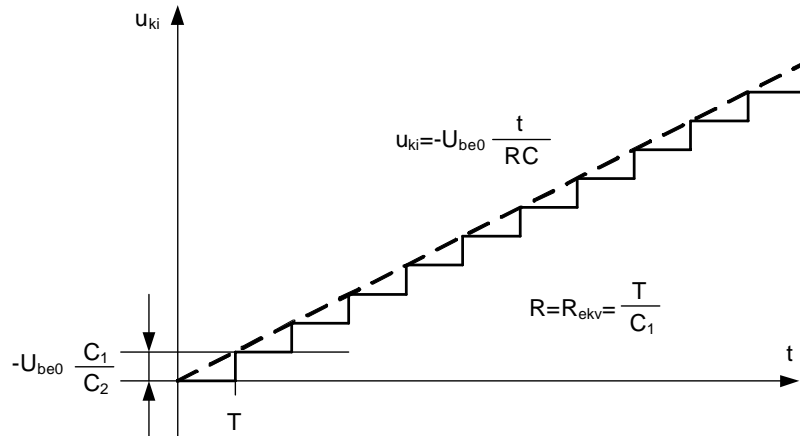
$$R_{ekv} = \frac{T}{C_1},$$

ahol  $T$  a kapcsolás periódusideje, az integrátor átviteli függvénye közelítőleg az

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}}(p) \simeq -\frac{1}{pR_{ekv}C_2} = -\frac{C_1}{pTC_2}$$

egyenlettel adható meg. Az integrátor időállandója csak a  $T$  ciklusidőtől és a kapacitások arányától függ. Állandó  $T$  mellett a pontos időállandóhoz elegendő a kapacitások arányát állandó értéken tartani, ami a MOS technológiával lehetséges.

Az így kialakított integrátor működésének jobb megértéséhez, érdemes összehasonlítani a folytonos idejű és a kapcsolt kapacitású integrátor kimenő jelét például konstans  $u_{be} = U_{be0}$  bemeneti feszültség esetén, feltéve, hogy a  $t = 0$  időpillanatban a  $C_2$  kondenzátor feszültsége nulla (lásd a 14.16 ábrát).



14.16 ábra. A folytonos idejű és a kapcsolt kapacitású integrátor összehasonlítása.

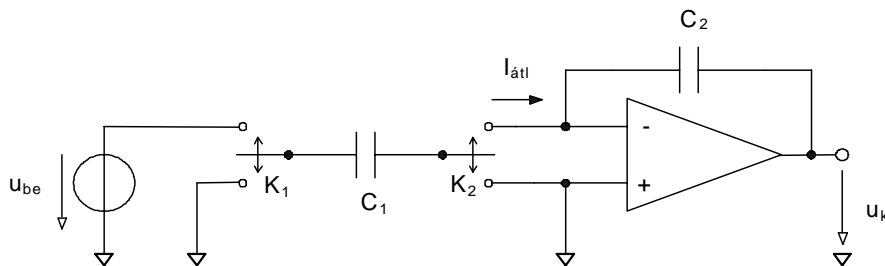
Az ábra szerint a folytonos idejű integrátor kimenetén egy lineárisan növekvő jel (szaggatott vonal) jelenik meg, míg az

$$R = R_{ekv} \frac{T}{C_1}$$

feltétel esetén a kimeneti jel éppen ezt a lineárisan növekvő jelet közelíti egy lépcsőfüggvénnyel (folytonos vonal).

#### A kapcsolt kapacitású integrátor egy változata

A 14.17 ábrán egy kapcsolt kapacitású ellenállással megvalósított műveleti erősítő integrátor egy változatának a kapcsolási rajza látható.



14.17 ábra. A kapcsolt kapacitású integrátor kapcsolási egy változatának a rajza.

A kapcsolásban a korábban tárgyalt kapcsolt kapacitású integrátort úgy módosítottuk, hogy a  $C_1$  kapcsolt kapacitást most nem egyetlen kapcsolóval, hanem a  $K_1$  és  $K_2$  alternáló kapcsoló párral kapcsoljuk.

Ha a  $K_1$  és  $K_2$  kapcsoló pár azonos ütemű vezérlést kap, akkor a kapcsolás működése megegyezik a 14.15 ábrán bemutatott rendszerével. Amikor ugyanis a  $K_1$  és  $K_2$  kapcsoló a földpotenciálú pontról a bemenetre, illetve a műveleti erősítő virtuális földpontjára kapcsolódik, akkor a  $C_1$  kondenzátor töltődik fel az  $u_{be}$  feszültségre, és az ehhez szükséges  $C u_{be}$  töltés a virtuális földponton keresztül a  $C_2$  kondenzátorba jut. Mivel a 14.15 ábra áramkörében is ez játszódik le, az ekvivalens ellenállás most is az

$$R_{ekv} = \frac{T}{C_1},$$

kifejezésből határozható meg, ahol  $T$  a kapcsolás periódusideje. Ennek alapján az integrátor átviteli függvénye közelítőleg ismét az

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}}(p) \simeq -\frac{1}{p R_{ekv} C_2} = -\frac{C_1}{p T C_2}$$

egyenlettel adható meg.

Ha a  $K_1$  és  $K_2$  kapcsoló pár ellenütemű vezérlést kap, akkor a kapcsolás működése eltér a 14.15 ábrán bemutatott rendszerétől. Amikor ugyanis a  $K_1$  kapcsoló a földpotenciálú pontról a bemenetre, illetve a  $K_2$  kapcsoló a műveleti erősítő virtuális földpontjáról a földpotenciálú pontra

kapcsolódik, akkor a  $C_1$  kondenzátor feltöltődik az  $u_{be}$  feszültségre és éppen  $Cu_{be}$  töltést tárol. Amikor viszont a  $K_1$  kapcsoló a bemenetről a földpotenciálú pontra, illetve a  $K_2$  kapcsoló a földpotenciálú pontról a műveleti erősítő virtuális földpontjára kapcsolódik, akkor ennek a töltésnek a mínusz egyszerese a virtuális földponton keresztül a  $C_2$  kondenzátorba jut. Éppen ezért a 14.15 ábra áramkörében lejátszódó folyamattal szemben az ekvivalens ellenállás most az

$$R_{ekv} = -\frac{T}{C_1},$$

kifejezésből határozható meg, ahol  $T$  a kapcsolás periódusideje. Ennek alapján az integrátor átviteli függvénye közelítőleg az

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}}(p) \simeq \frac{1}{pR_{ekv}C_2} = \frac{C_1}{pTC_2}$$

egyenlettel adható meg.

A kapcsolás érdekessége, hogy ugyanazzal a kapcsolással fázisfordító és fázist nem fordító integrátort is meg tudunk valósítani a kapcsoló pár vezérlésének a módosításával.

## Digitál-analóg és analóg-digitál átalakítók

A korszerű elektronikai rendszerekben az analóg jeleket digitálisan dolgozzák fel. Ez azt jelenti, hogy az analóg jelekből mintát veszünk, a mintákat számokká alakítjuk (digitalizáljuk), és a számokkal műveleteket végzünk, majd, amennyiben erre szükség van, az eredményeket ismét analóg jelekké alakítjuk vissza. A megoldásnak számos előnye van, ezek közül csak néhányat sorolunk fel az alábbiakban:

- A számítási műveletek pontosabbak, mint az analóg jelátalakítások,
- A korszerű elektronikus rendszerekkel a digitalizált jeleken igen komplex műveleteket hajthatunk végre, olyanokat is, amelyek analóg áramkörökkel nem valósíthatók meg,
- A digitális jelfeldolgozó áramkörök univerzális felépítésűek lehetnek, méretük pedig kisebb, mint a hasonló feladatot elvégezni képes analóg rendszereké,
- A korszerű digitális áramkörök kis teljesítményt igényelnek, hordozható méretben is könnyen megvalósíthatók.

A digitális jelfeldolgozáshoz tehát kétféle áramköri feladatot kell megoldani:

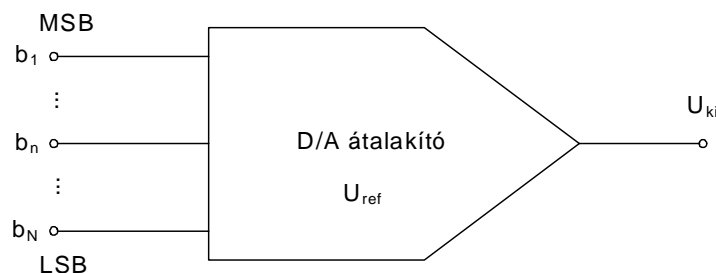
- Az analóg jeleket digitalizálni kell, erre szolgálnak az analóg-digitál átalakítók (A/D konverterek),
- A digitális jelekből pedig analóg jeleket kell létrehozni, azt a feladatot végzik el a digitál-analóg átalakítók (D/A konverterek).

Didaktikai okokból először a D/A konverterekkel foglalkozunk, mivel egyes A/D átalakító típusokhoz D/A konverterekre van szükség.

## Digitál-analóg átalakítók (D/A konverterek)

### Alapfogalmak

A D/A átalakítók célja a digitálisan kódolt jelek analóg jellé alakítása. A 15.1 ábrán a D/A átalakító szimbóluma látható.



15.1 ábra. A D/A átalakító szimbóluma.



Az ábrán látható áramkör a  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelekkel kódolt bemeneti számból az  $U_{ref}$  referencia feszültség felhasználásával az

$$u_{ki} = KU_{ref}D$$

feszültséget állítja elő, ahol  $N$  a konverter legfontosabb jellemzője, a bemeneti bitek száma,  $U_{ref}$  a referencia feszültség,  $K$  a skálázási faktor,  $D$  pedig a

$$D = \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N}, \quad b_i = \{0, 1\}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \dots, N$$

binárisan kódolt szám. A binárisan kódolt szám legkisebb helyértékű bitjét LSB-vel (Least Significant Bit), a legnagyobb helyértékű bitet pedig MSB-vel (Most Significant Bit) szokták jelölni. A kifejezésből jól látható, hogy az LSB-hez a legkisebb, az MSB-hez pedig a legnagyobb kimeneti feszültségváltozás tartozik.

A D/A konverter LSB-hez tartozó legkisebb feszültséglépését az

$$U_m = KU_{ref} \frac{1}{2^N},$$

az MSB-hez tartozót pedig a

$$KU_{ref} \frac{1}{2}$$

kifejezéssel határozhatjuk meg.

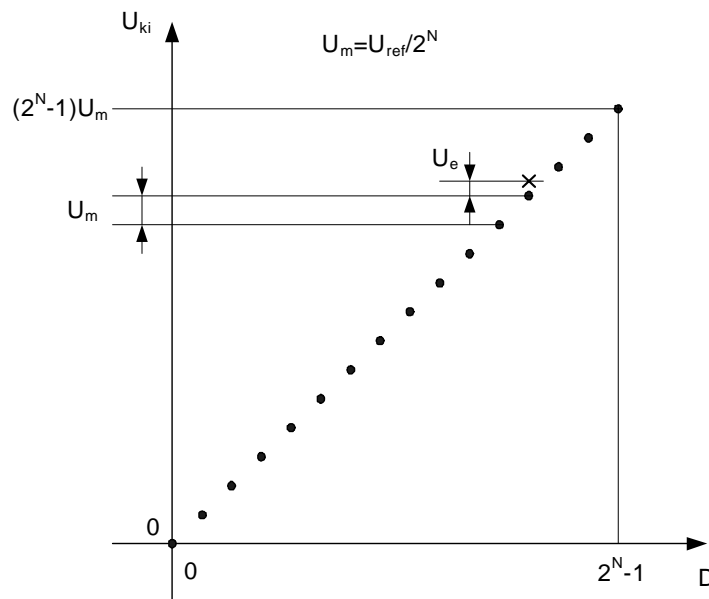
A konverter maximális kimeneti jele az

$$U_{kiM} = KU_{ref} \frac{2^N - 1}{2^N}$$

összefüggéssel számolható. Az D/A konverter teljes átfogása definíciószerűen:

$$U_{FS} = KU_{ref}.$$

Az ideális D/A konverter karakterisztikája a 15.2 ábrán látható.

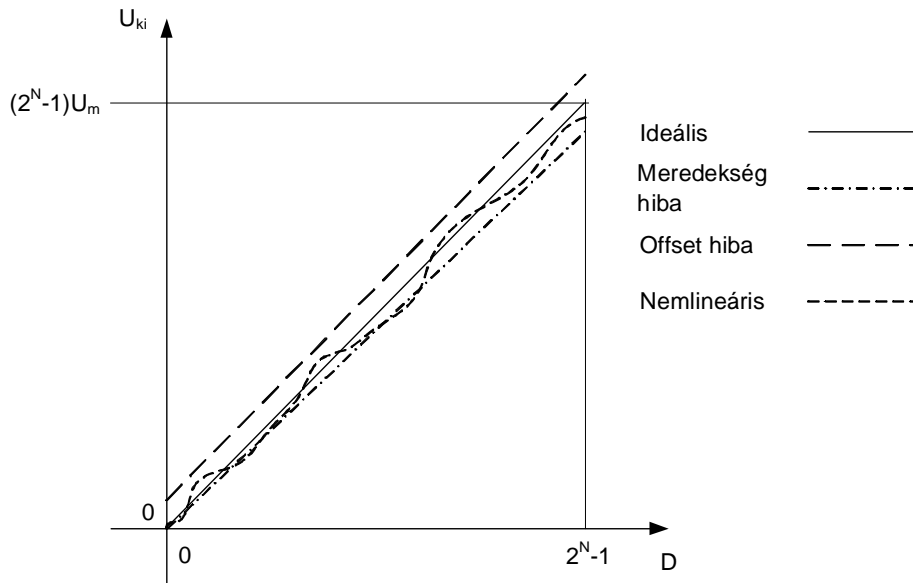


15.2 ábra. Az ideális D/A konverter karakterisztikája.

A D/A konverterek abszolút pontosságát az ábrán is illusztrált  $U_e$  maximális hibafeszültséggel lehet jellemezni, amely a valóságos és az ideális karakteristika közötti maximális eltérést jelenti. A D/A konverterek relatív pontosságát a maximális hibafeszültség és az LSB-hez tartozó legkisebb feszültséglépés viszonya határozza meg:

$$h_r = \frac{U_e}{U_m} = \frac{U_e}{KU_{ref}} 2^N.$$

A D/A konverterek hibáit a 15.3 ábrával illusztráljuk.



15.3 ábra. A D/A konverterek különböző típusú hibái.

Az ábra szerint a hibák lehetnek:

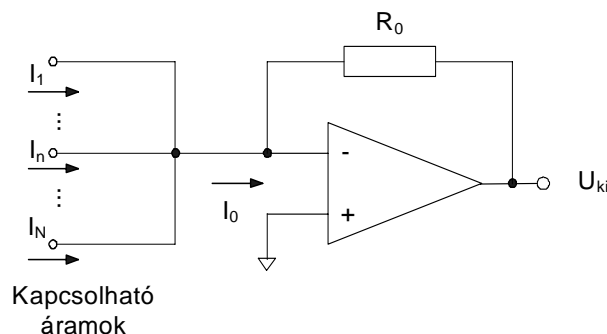
- Lineárisak, amikor a kimeneti jel lineárisan függ a bemeneti kódolt  $D$  szám aktuális értékétől. Ilyenek az offset hiba, amikor az ideális kimenethez egy konstans feszültség adódik, és az erősítés hiba, amikor a karakterisztika meredeksége tér el az ideális értéktől,
- Nemlineárisak, amikor a kimeneti feszültség egy általános nemlineáris görbe szerint függ a bemeneti kódolt  $D$  szám aktuális értékétől. Megjegyzendő, hogy a nemlineáris karakterisztikákat két csoportba szokták sorolni, lehetnek monoton és nem monoton növekvő függvények. Ha a D/A konverter karakterisztikáját nem monoton növekvő függvény írja le, akkor ez azt jelenti, hogy előfordulhat olyan eset, hogy egy nagyobb  $D$  számhoz a kimeneten kisebb feszültség tartozik. Jól érezhető, hogy ez olyan hiba, ami lényegében csökkenti az érvényes bemeneti bitek számát, azaz a D/A felbontását.

A fenti paraméterek mellett a D/A konverterek minőségét a hőmérsékletfüggés (stabilitás), a kimeneti feszültség beállási ideje (a bemeneti kód megérkezését követően a végállapot megközelítése  $U_m/2$  pontossággal) és a kapcsolójelek hatására fellépő dinamikus hiba (glitch) határozza meg.

## A D/A konverterek alapkioscsolásai

### Áramösszegző típusú D/A konverterek

Az áramösszegző típusú D/A konverterek működésének alapelveit az alábbiakban foglalhatjuk össze. A  $D$  számmal arányos kimeneti jel előállításához a konverterben binárisan ( $2$  hatványával) súlyozott áramokat állítunk elő, és az áramokat a  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelekkel kapcsolva összegezzük. Az ilyen típusú alapáramkör kapcsolási rajza a 15.4 ábrán látható.



15.4 ábra. Az áramösszegző típusú D/A konverter kapcsolási rajza.

A kapcsolásban a binárisan súlyozott

$$I_n = \frac{I_{ref}}{2^n}, \quad n = 1, 2, \dots, N$$

áramok egy visszacsatolt műveleti erősítő virtuális földpontjára érkeznek, attól függően, hogy a bemeneti  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelek milyen logikai értéket vesznek fel ( $I_{ref}$  a referencia áram értéke). Ha a  $b_n$ -dik jel logikai 1 értéket vesz fel, akkor az  $I_n$  áramot egy kapcsoló a virtuális földpontra kapcsolja. Éppen ezért a kimeneti feszültség az

$$\begin{aligned} U_{ki} &= -R_0 I_0 = -R_0 I_{ref} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right) = \\ &= -U_{ref} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right) \end{aligned}$$

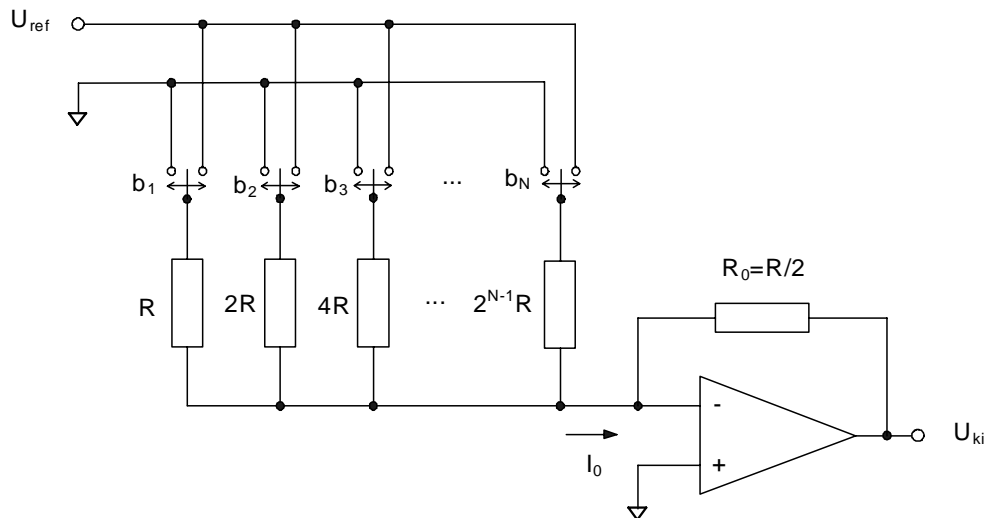
kifejezéssel adható meg, így

$$U_{ref} = R_0 I_{ref}.$$

A továbbiakban az áramösszegző típusú D/A konverterek különböző típusait tekintjük át, melyeket az különböztet meg egymástól, hogy a binárisan súlyozott áramokat hogyan állítják elő.

### Bináris súlyozású ellenállások feszültségkapcsolóval

A feszültségkapcsolókkal kapcsolt bináris súlyozású ellenállásokkal felépített D/A konverter kapcsolási rajza a 15.5 ábrán látható.



15.5 ábra. A feszültségkapcsolókkal kapcsolt bináris súlyozású ellenállásokkal felépített D/A konverter kapcsolási rajza.

Az áramkörben a bináris súlyozású áramokat binárisan súlyozott ellenállások segítségével állítjuk elő oly módon, hogy az ellenállások egyik végét a negatívan visszacsatolt műveleti erősítő virtuális földpontjára kötjük, a másik végét pedig a bemeneti  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelek logikai értékétől függően vagy az  $U_{ref}$  referencia feszültségre vagy a földre kapcsoljuk. Ha  $b_n = 1$ , akkor az  $n$ -dik alternáló kapcsoló a jobboldali érintkezőre kapcsolódik, és az  $2^{n-1}R$  értékű ellenálláson éppen

$$I_n = \frac{U_{ref}}{2^{n-1}R}$$

áram folyik.

Az áramkör ideális esetben az

$$I_0 = U_{ref} \sum_{n=1}^N b_n \frac{1}{2^{n-1}R}$$

áramot és a kimeneten az

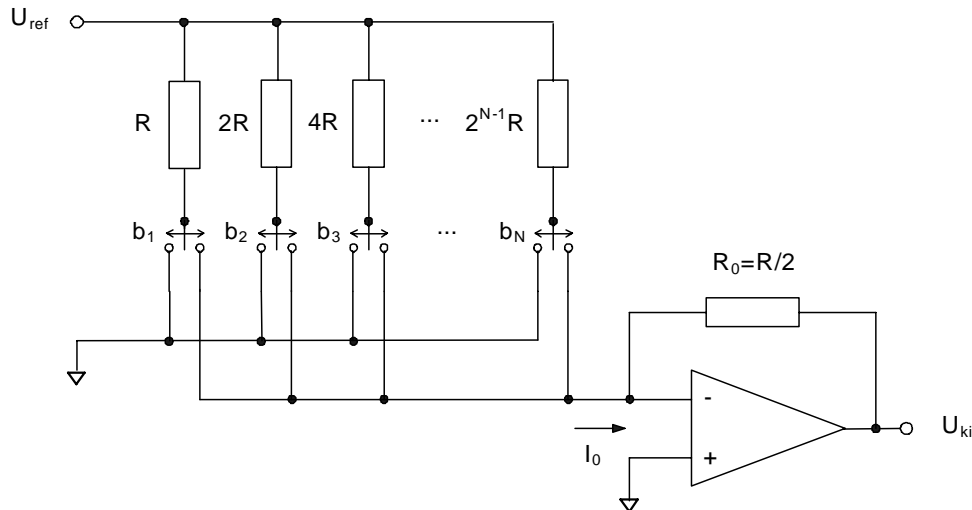
$$U_{ki} = -\frac{R}{2} \sum_{n=1}^N b_n \frac{U_{ref}}{2^{n-1}R} = -U_{ref} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right)$$

feszültséget állítja elő.

Az áramkör legnagyobb hátránya, hogy benne, nagy  $N$  esetén sok, egymástól nagyságrendekkel eltérő értékű ellenállást kell alkalmazni, ami integrált áramkörökben igen nehezen realizálható. Emellett a kapcsolók két érintkezőjén eltérő feszültségek vannak, ami a technikailag nem kedvező (lásd az analóg kapcsolókról szóló fejezetet).

### Bináris súlyozású ellenállások áramkapcsolóval

Az áramkapcsolókkal kapcsolt bináris súlyozású ellenállásokkal felépített D/A konverter kapcsolási rajza a 15.6 ábrán látható.



15.6 ábra. Az áramkapcsolókkal kapcsolt bináris súlyozású ellenállásokkal felépített D/A konverter kapcsolási rajza.

Az áramkörben a bináris súlyozású áramokat ismét binárisan súlyozott ellenállások segítségével állítjuk elő oly módon, hogy az ellenállások egyik végét az  $U_{ref}$  referencia feszültségre kötjük, a másik végét pedig a bemeneti  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelek logikai értékétől függően vagy a negatívan visszacsatolt műveleti erősítő virtuális földpontjára vagy a földre kapcsoljuk. Ha  $b_n = 1$ , akkor az  $n$ -dik alternáló kapcsoló a jobboldali érintkezőre kapcsolódik, és a  $2^{n-1}R$  értékű ellenálláson éppen

$$I_n = \frac{U_{ref}}{2^{n-1}R}$$

áram folyik.

Az áramkör ideális esetben az

$$I_0 = U_{ref} \sum_{n=1}^N b_n \frac{1}{2^{n-1}R}$$

áramot és a kimeneten az

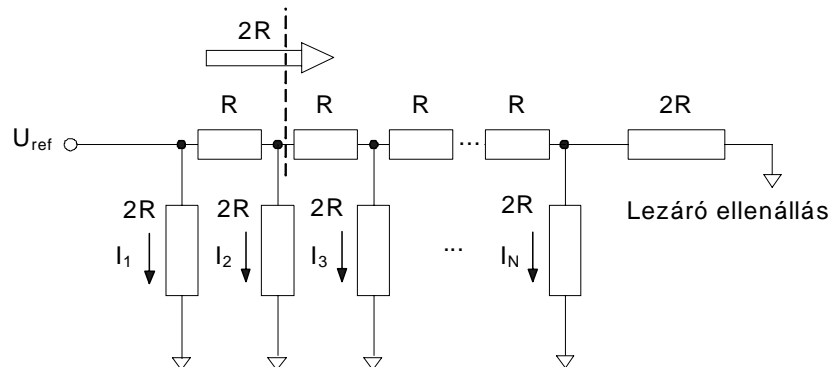
$$U_{ki} = -\frac{R}{2} \sum_{n=1}^N b_n \frac{U_{ref}}{2^{n-1}R} = -U_{ref} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right)$$

feszültséget állítja elő.

Az áramkör legnagyobb hátránya, hogy benne, nagy  $N$  esetén sok, egymástól nagyságrendekkel eltérő értékű ellenállást kell alkalmazni, ami integrált áramkörökben igen nehezen realizálható. Előnye, hogy a kapcsolók két érintkezőjén azonosan földpotenciál van, ami a kapcsolókat vezérlő jel szempontjából kedvező (lásd az analóg kapcsolókról szóló fejezetet).

### R-2R létrahálózat

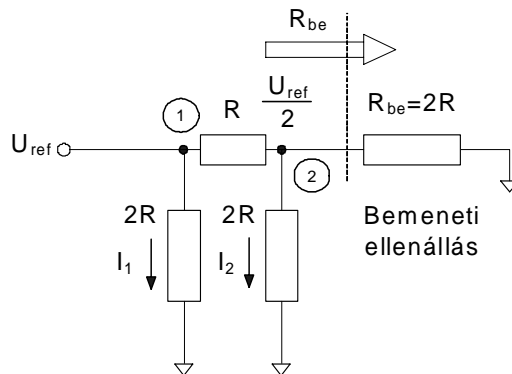
Az egymástól nagyságrendekkel eltérő értékű ellenállások nagy pontosságú megvalósítása igen nehéz műszaki feladatot jelent, és különösen bonyolult integrált áramkörökben. Ennek a problémának az elkerülése érdekében alkalmazzuk az R-2R létrahálózatot, melynek elvi kapcsolási rajza a 15.7 ábrán látható.



15.7 ábra. Az R-2R létrahálózat elvi kapcsolási rajza.

A kapcsolat alapvető tulajdonsága az, hogy bármelyik  $R$  értékű ellenállás baloldali érintkezőjétől jobbra eső maradék hálózat eredő bemeneti ellenállása éppen  $2R$  értékű. Ez az állítás a jobboldali utolsó vízszintes  $R$  értékű ellenállás esetén egyszerűen belátható, mivel a lezáró ellenállás és az  $N$ -dik függőleges  $2R$  ellenállás párhuzamos eredője  $R$  értékű, így az utolsó vízszintes ellenállás baloldalán valóban  $2R$  bemeneti ellenállás mérhető, és az eljárás a következő csomópont esetében is hasonlóan folytatható.

A fenti állítás következménye, hogy a hálózatban egymást balról jobbra követő csomópontok feszültsége rendre egy kettes faktorial csökken (lásd a 15.8 ábrát).



15.8 ábra. Az R-2R létrahálózat működését magyarázó ábra.

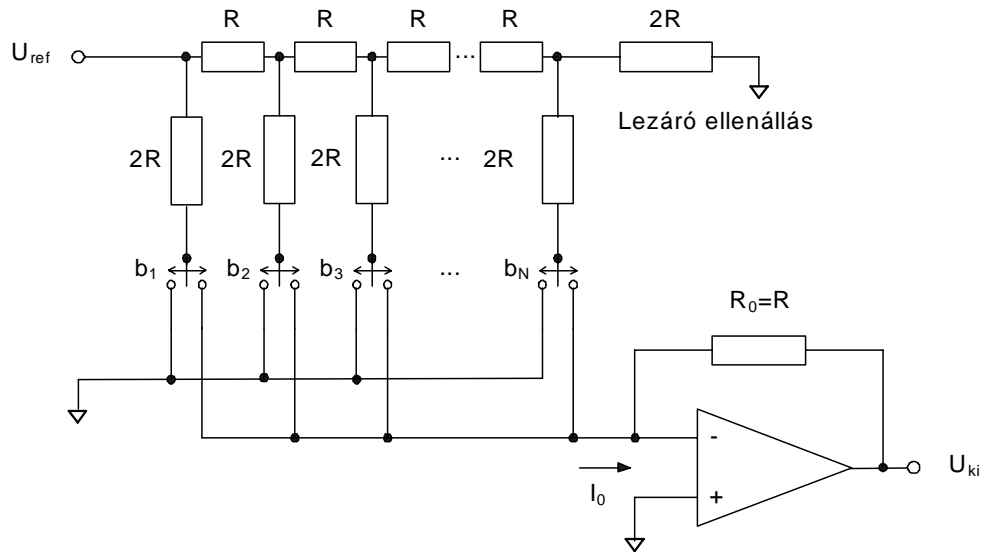
Az ábra a kapcsolat első két csomópontját mutatja. Ha a 2-es csomóponttól jobbra eső maradék hálózat eredő bemeneti ellenállása  $R_{be} = 2R$  értékű, akkor 2-es csomópontot éppen  $R$  értékű eredő ellenállás terheli (az  $R_{be} = 2R$  bemeneti ellenállás és a 2-es csomópont és a föld közötti  $2R$  értékű ellenállás párhuzamos eredője). Emiatt a 2-es csomópont feszültsége éppen fele az 1-es csomópont feszültségének. Ez az állítás a hálózat bármely csomópontjára igaz, ezért a hálózatban egymást balról jobbra követő csomópontok feszültsége rendre egy kettes faktorial csökken.

A 15.7 ábra hálózatában az egyes  $2R$  értékű ellenállásokon folyó áramok az

$$I_1 = \frac{U_{ref}}{2R}, I_2 = \frac{U_{ref}}{2 \times 2R}, \dots, I_n = \frac{U_{ref}}{2^{n-1} \times 2R}, \dots, I_N = \frac{U_{ref}}{2^{N-1} \times 2R}$$

kifejezésekkel adhatók meg, azaz az R-2R hálózzal binárisan súlyozott áramokat hozhatunk létre.

Az R-2R hálózzal felépített D/A konverter kapcsolási rajza a 15.9 ábrán látható.



15.9 ábra. Az R-2R létrahálózattal felépített D/A konverter kapcsolási rajza.

Az áramkörben a bináris súlyozású áramokat R-2R létrahálózattal állítjuk elő. Az áramokat a bemeneti  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelek logikai értékétől függően vagy a negatívan visszacsatolt műveleti erősítő virtuális földpontjára vagy a földre kapcsoljuk. Ha  $b_n = 1$ , akkor az  $n$ -dik alternáló kapcsoló a jobboldali érintkezőre kapcsolódik, és az  $n$ -dik  $2R$  értékű ellenálláson folyó

$$I_n = \frac{U_{ref}}{2^n R}$$

áram a virtuális földpontra jut.

Az áramkör ideális esetben az

$$I_0 = U_{ref} \sum_{n=1}^N b_n \frac{1}{2^n R}$$

áramot és a kimeneten az

$$U_{ki} = -R \sum_{n=1}^N b_n \frac{U_{ref}}{2^n R} = -U_{ref} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right)$$

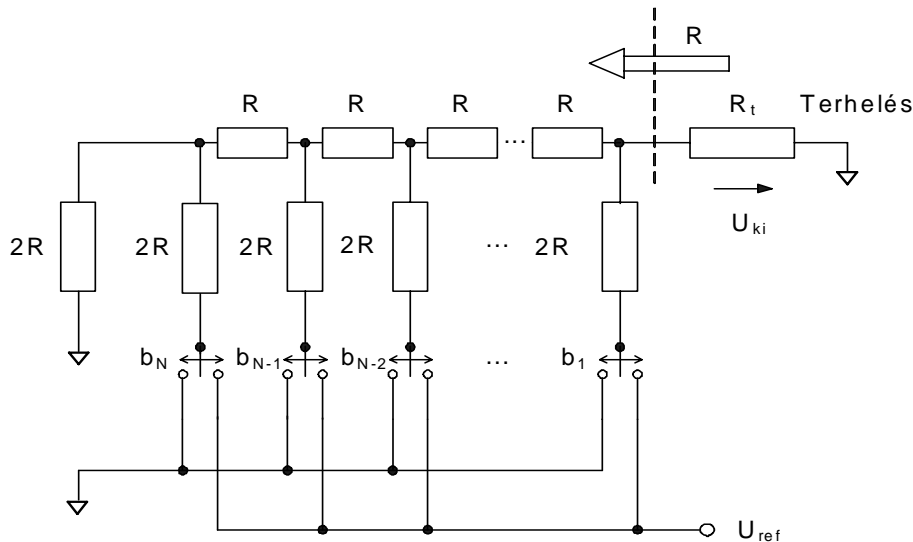
feszültséget állítja elő.

Az áramkör előnye, hogy benne, nagy  $N$  esetén is lényegében azonos értékű ellenállásokat kell alkalmazni, ami integrált áramkörökben könnyebben realizálható, és a kapcsolók két érintkezőjén azonosan földpotenciál van, ami a kapcsolókat vezérlő jel szempontjából kedvező (lásd az analóg kapcsolókról szóló fejezetet).

### Inverz R-2R létrahálózat feszültségkapcsolókkal

Az eddigi áramösszegző típusú D/A konverterekben az áramokat egy negatívan visszacsatolt műveleti erősítő virtuális földpontján összegeztük. Emiatt a konverter sebességét, a kimeneti feszültség beállási idejét elsősorban a műveleti erősítő paraméterei határozzák meg. Tudjuk, hogy a műveleti erősítők maximális jelváltozási sebessége (slewing rate) korlátozott, ezért az ilyen konverterek meglehetősen lassúak.

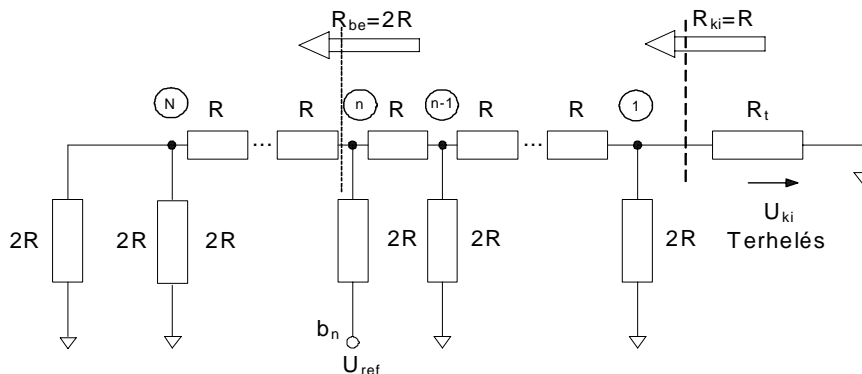
Az előző fejezetben vizsgált R-2R létrahálózat egy változatával, az úgynevezett inverz R-2R létrahálózattal a D/A konverzió erősítő nélkül is megvalósítható. Az inverz R-2R létrahálózattal megvalósított D/A konverter kapcsolási rajza a 15.10 ábrán látható.



15.10 ábra. Az inverz R-2R létrahálózattal megvalósított D/A konverter kapcsolási rajza

Az áramkörben az inverz R-2R létrahálózattal bináris súlyozású feszültségeket hozunk létre, és azokat a szuperpozíció tétel alapján összegezzük. A kapcsolásban a  $2R$  értékű ellenállásokat a bemeneti  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelek logikai értékétől függően vagy az  $U_{ref}$  referencia feszültségre vagy a földre kapcsoljuk. Ha  $b_n = 1$ , akkor az  $n$ -dik alternáló kapcsoló a jobboldali érintkezőre kapcsolódik, és az  $n$ -dik  $2R$  értékű ellenállást az  $U_{ref}$  referencia feszültségre kapcsolja.

A kapcsolás működését a 15.11 ábra segítségével magyarázhatjuk meg.

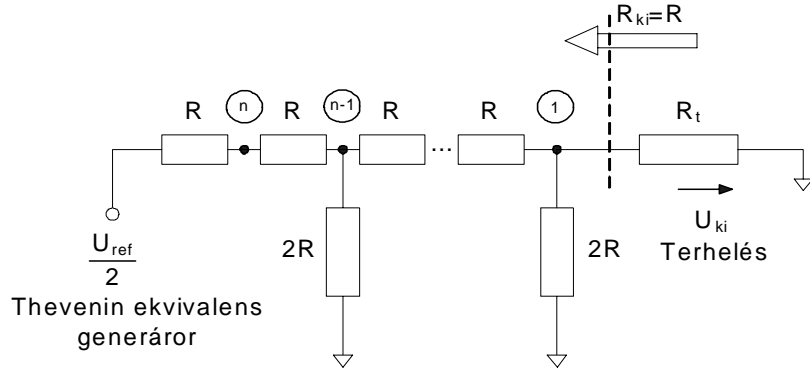


15.11 ábra. Az inverz R-2R létra helyettesítő képe, ha csak a  $b_n = 1$ .

A 15.11 ábrán azt a helyzetet mutatjuk meg, ha csak a  $b_n = 1$ , azaz csak az  $n$ -dik alternáló kapcsoló köti a hozzá tartozó  $2R$  ellenállást a referencia feszültségre. A korábbi vizsgálatokból tudjuk, hogy az R-2R létrahálózatban az  $n$ -dik csomóponttól balra eső részhálózat bemeneti ellenállása  $2R$  értékű, ezért referencia feszültség, az  $n$ -dik  $2R$  ellenállás és az  $n$ -dik csomópontra kapcsolódó  $R_{be}$  bemeneti ellenállás az  $n$ -dik csomóponton egy

$$U_n^{(n)} = \frac{U_{ref}}{2}$$

feszültségű és  $R$  belső ellenállású ekvivalens Thevenin ekvivalens generátorral helyettesíthető (lásd a 15.12 ábrát).



15.12 ábra. Az inverz R-2R létra helyettesítő képe Thevenin ekvivalenssel.

Ezután könnyen belátható, hogy az áramkör Thevenin ekvivalens generátora az  $(n - 1)$ -dik csomóponton

$$U_{n-1}^{(n)} = \frac{U_{ref}}{4}$$

feszültségű és  $R$  belső ellenállású, és az első csomóponton, azaz a terhelő ellenálláson

$$U_{n-(n-1)}^{(n)} = U_1^{(n)} = \frac{U_{ref}}{2^n}$$

feszültségű és  $R$  belső ellenállású. Alkalmazva a szuperpozíció tételt, a kimeneti Thevenin generátor eredő feszültsége az

$$U_1 = \sum_{n=1}^N b_n U_1^{(n)} = \sum_{n=1}^N b_n \frac{U_{ref}}{2^n}$$

kifejezéssel határozható meg.

Ebből következően a 15.10 ábra áramkörének a kimenetén az ohmos leosztást is figyelembe véve az

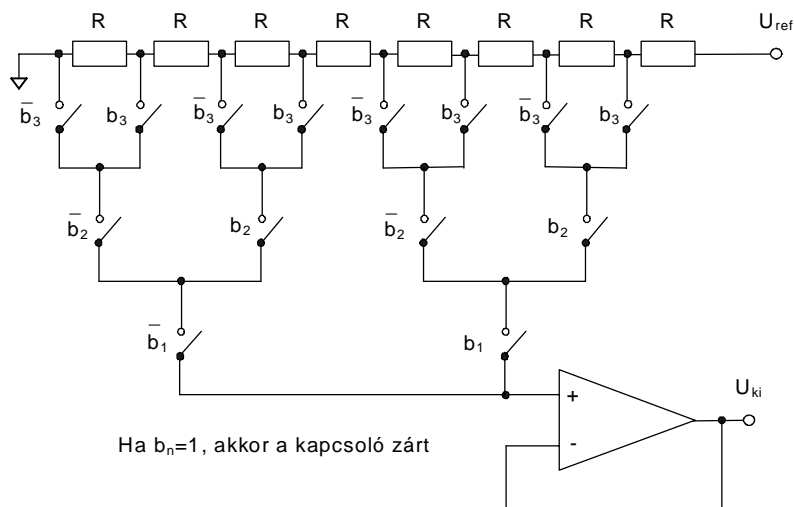
$$U_{ki} = U_{ref} \frac{R_t}{R + R_t} \sum_{n=1}^N b_n \frac{1}{2^n} = U_{ref} \frac{R_t}{R + R_t} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right)$$

feszültség jelenik meg.

Az áramkör előnye a gyors működés és, hogy benne, nagy  $N$  esetén is lényegében azonos értékű ellenállásokat kell alkalmazni, ami integrált áramkörökben könnyebben realizálható.

**Feszültségosztós D/A konverter (potenciométer típusú D/A)**

A feszültségosztós D/A konverter kapcsolási rajza a 15.13. ábrán látható.



15.13. ábra. A feszültségosztós D/A konverter kapcsolási rajza.



A kapcsolás működési elve igen egyszerű. Egy  $2^N$  darab azonos  $R$  ellenállásból álló ohmos osztó a referencia feszültséget egyenletes lépésekben leosztja, és az osztó különböző leágazásain előállítja a minimális

$$U_m = \frac{U_{ref}}{2^N}$$

feszültség

$$U_i = i \frac{U_{ref}}{2^N}, \quad i = 0, 1, \dots, 2^N - 1$$

egész számú többszöröseit. Ezeket a feszültségeket a bemeneti  $b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N$  bináris jelek logikai értékétől függően egy egységnyi erősítésű, nagy bemeneti ellenállású erősítő bemenetére kapcsoljuk, oly módon, hogy a kimeneti jel arányos legyen a  $D$  binárisan kódolt számmal. Egy kapcsoló akkor van bekapcsolt (zárt) állapotban, ha a vezérlő jele logikai 1 értéket vesz fel. Az ábrán  $\bar{b}_n$  a  $b_n$  logikai változó inverzét jelöli.

A kapcsolás kimeneti jele így

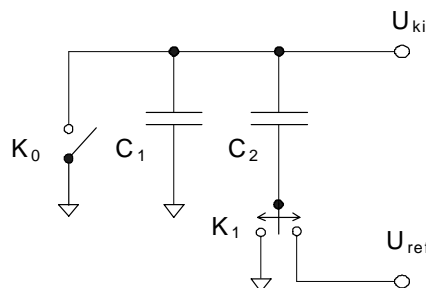
$$U_{ki} = U_{ref} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right).$$

A kapcsolás előnye az, hogy gyors és jól illeszkedik a MOS technológiához, ahol ellenállásokat, kapcsolókat és nagy bemeneti ellenállású eszközöket egyszerűen elő lehet állítani. Hátránya, hogy ellenállások száma  $2^N$ , a kapcsolóké pedig  $2(2^N - 1)$ .

#### Töltésösszegzés elvén működő D/A konverter

Mint azt korábban említettük, a MOS technológia lehetővé teszi azt, hogy egy lapkán kapcsolókat és kapacitásokat hozzunk létre, és arra is mód van, hogy a kapacitások relatív pontossága nagy legyen. A kapcsolt kapacitású áramkörökben a legfontosabb feladat az ellenállások funkciójának helyettesítése valamilyen speciális áramköri megoldással. Ezt a funkciót valósítjuk meg a töltésösszegzés elvén működő D/A konverterben is, ahol a korábban alkalmazott binárisan súlyozott ellenállásokat binárisan súlyozott kapcsolt kapacitásokkal váltjuk ki.

A töltésösszegzés elvét a 15.14 ábrával illusztráljuk.



15.14 ábra. A töltésösszegzés elvének az illusztrálása.

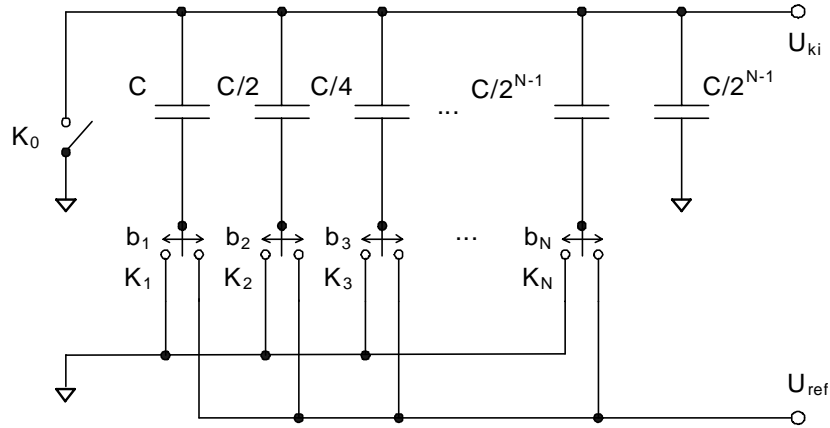
A kapcsolás két fázisban működik:

- Az első fázisban a  $K_0$  kapcsoló zárt állapotban van, tehát a  $C_1$  kondenzátort kisüti és a kimenetet földpotenciálra kapcsolja. Ugyanakkor a  $K_1$  alternáló kapcsoló a baloldali állásban van, és így a  $C_2$  kondenzátor mindkét vége földpotenciálban van. Ebben a fázisban mindkét kondenzátoron nulla feszültség mérhető, így a kondenzátorok töltése nulla.
- A második fázisban a  $K_0$  kapcsoló kinyit, a  $K_1$  alternáló kapcsoló pedig az  $U_{ref}$  referencia feszültségre kapcsol. A kapcsolás pillanatában az  $U_{ref}$  referencia feszültség a  $C_1$  és  $C_2$  kondenzátorból álló kapacitív osztóra kerül, ezért a kimeneten az

$$U_{ki} = U_{ref} \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

feszültség jelenik meg.

A töltésösszegzés elvén működő D/A konverter ezt a kapacitív leosztást használja ki a  $D$  bemeneti kódolt számmal arányos kimeneti jel előállítására. A töltésösszegzés elvén működő D/A konverter kapcsolási rajza a 15.15 ábrán látható.



15.15 ábra. A töltésszegzés elvén működő D/A konverter kapcsolási rajza.

A kapcsolásban a bemeneti  $b_1, b_2, \dots, b_N$  bináris jelek a  $K_1, K_2, \dots, K_N$  alternáló kapcsolókat vezérlik, és azok a logikai értéktől függően a binárisan súlyozott  $C, C/2, \dots, C/2^{(N-1)}$  értékű kapacitásokat vagy az  $U_{ref}$  referencia feszültségre vagy a földpotenciálra kapcsolják. A kapcsolt kapacitások mellett a kapacitív létrát egy  $C/2^{(N-1)}$  értékű kapacitás zárja le. A  $K_0$  kapcsoló szerepe a 15.14 ábra kapcsolójával azonos.

A kapcsolás most is két fázisban működik:

- Az első fázisban a  $K_0$  kapcsoló zárt állapotban van, tehát a kondenzátorok felső érintkezőit és a kimenetet földpotenciálra kapcsolja. Ugyanakkor a  $K_1, K_2, \dots, K_N$  alternáló kapcsolók a baloldali állásban vannak, és így a kondenzátorok mindkét vége földpotenciálon van. Ebben a fázisban minden kondenzátoron nulla feszültség mérhető, így a kondenzátorok töltése nulla.
- A második fázisban a  $K_0$  kapcsoló kinyit, a  $K_1, K_2, \dots, K_N$  alternáló kapcsolók közül pedig azok, amelyeket 1 értékű logikai jel vezérel a hozzájuk tartozó binárisan súlyozott kapacitás alsó érintkezőjét az  $U_{ref}$  referencia feszültségre kapcsolják, a többiek állapota változatlan marad. A kapcsolás pillanatában az  $U_{ref}$  referencia feszültség a  $C_{1eq}$  és  $C_{2eq}$  kondenzátorokból álló kapacitív osztóra kerül, ahol

$$C_{2eq} = \sum_{n=1}^N b_n \frac{C}{2^{n-1}}$$

azon kapacitások összege, amelyeket a kapcsolók az  $U_{ref}$  referencia feszültségre kapcsoltak,

$$C_{1eq} = \frac{C}{2^{n-1}} + \sum_{n=1}^N (1 - b_n) \frac{C}{2^{n-1}}$$

pedig a kapcsolásban szereplő összes többi kapacitás összege.

A kapacitív osztás szabálya szerint a kimeneten most is az

$$U_{ki} = U_{ref} \frac{C_{2eq}}{C_{1eq} + C_{2eq}}$$

feszültség jelenik meg, de tudjuk, hogy

$$C_{1eq} + C_{2eq} = \frac{C}{2^{n-1}} + \sum_{n=1}^N (1 - b_n) \frac{C}{2^{n-1}} + \sum_{n=1}^N b_n \frac{C}{2^{n-1}} = \frac{C}{2^{n-1}} + \sum_{n=1}^N \frac{C}{2^{n-1}} = 2C$$

a kapcsolásban szereplő összes kapacitás összege, ezért a kimeneti jel a kívánatos

$$U_{ki} = U_{ref} \frac{C_{2eq}}{2C} = U_{ref} \frac{1}{2C} \sum_{n=1}^N b_n \frac{C}{2^{n-1}} = U_{ref} \left( \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N} \right)$$

értéket veszi fel.

A kapcsolás előnye, hogy illeszkedik a MOS technológiához, mert csak kapacitásokat és kapcsolókat tartalmaz, hátránya viszont, hogy nagy  $N$  esetén sok, egymástól nagyságrendekkel

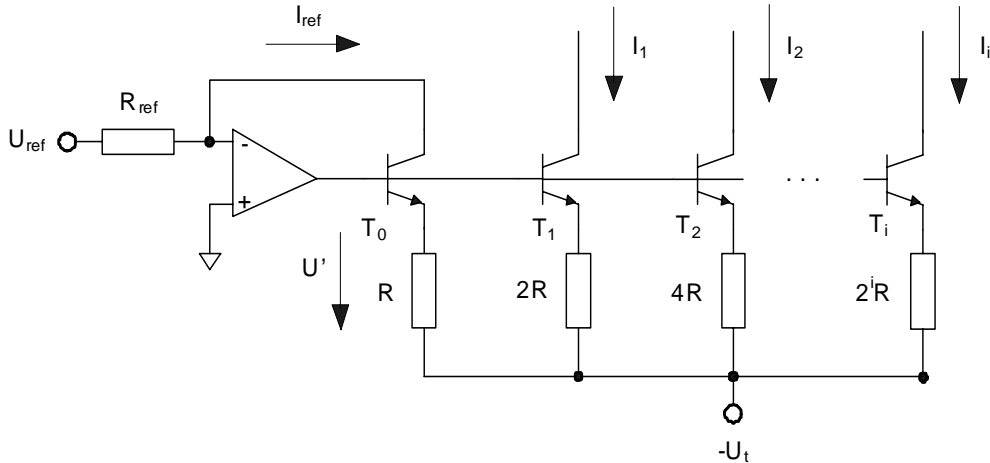
eltérő értékű kapacitásra van szükség.

### Néhány speciális D/A konverter architektúra

#### D/A konverter binárisan súlyozott áramforrásokkal

A binárisan súlyozott ellenálláshálózatot fel lehet használni binárisan súlyozott áramok előállítására, és az áramok kapcsolásával áramösszegzéses D/A konvertert lehet kialakítani.

Ehhez mindenképp először stabil és pontos  $I_{ref}$  referencia áramot kell előállítani. A referencia áram előállítására szolgáló áramkör kapcsolási rajza a 15.16 ábrán látható.



15.16 ábra. A referencia áram előállítása.

Az áramkörben a műveleti erősítő virtuális földpontjára felírható egyenlet alapján a  $T_0$  tranzisztor kollektoráram az

$$I_{C00} = I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_{ref}},$$

emitteráram pedig az

$$I_{E00} = \frac{I_{ref}}{A_0} = \frac{U_{ref}}{A_0 R_{ref}}$$

kifejezés segítségével számítható, ahol  $U_{ref}$  a referencia feszültség és  $A_0$  a  $T_0$  tranzisztor földelt bázisú áramerősítési tényezője. Ennek alapján a  $T_0$  tranzisztor bázisa és a negatív telepfeszültség között az

$$U' = U_{BE00} + I_{E00}R$$

feszültség mérhető, ahol  $U_{BE00}$  a  $T_0$  tranzisztor nyitófeszültsége.

A  $T_i$  tranzisztor emitteráram ekkor az

$$I_{E0i} = \frac{U' - U_{BE0i}}{2^i R} = \frac{U_{BE00} + I_{E00}R - U_{BE0i}}{2^i R} = \frac{U_{BE00} - U_{BE0i}}{2^i R} + \frac{I_{E00}}{2^i}$$

egyenletből határozható meg, amiből a  $T_i$  tranzisztor kollektoráramára az

$$I_i = I_{C0i} = \frac{A_i U_{ref}}{A_0 R_{ref}} \frac{1}{2^i} + A_i \frac{U_{BE00} - U_{BE0i}}{2^i R}$$

kifejezés adódik, ahol  $U_{BE0i}$  a  $T_i$  tranzisztor nyitófeszültsége,  $A_i$  pedig a  $T_i$  tranzisztor földelt bázisú áramerősítési tényezője. A kifejezésből jól látható, hogy az  $i$ -dik tranzisztor kollektoráram ideális esetben az

$$I_i = I_{C0i} = \frac{I_{ref}}{2^i},$$

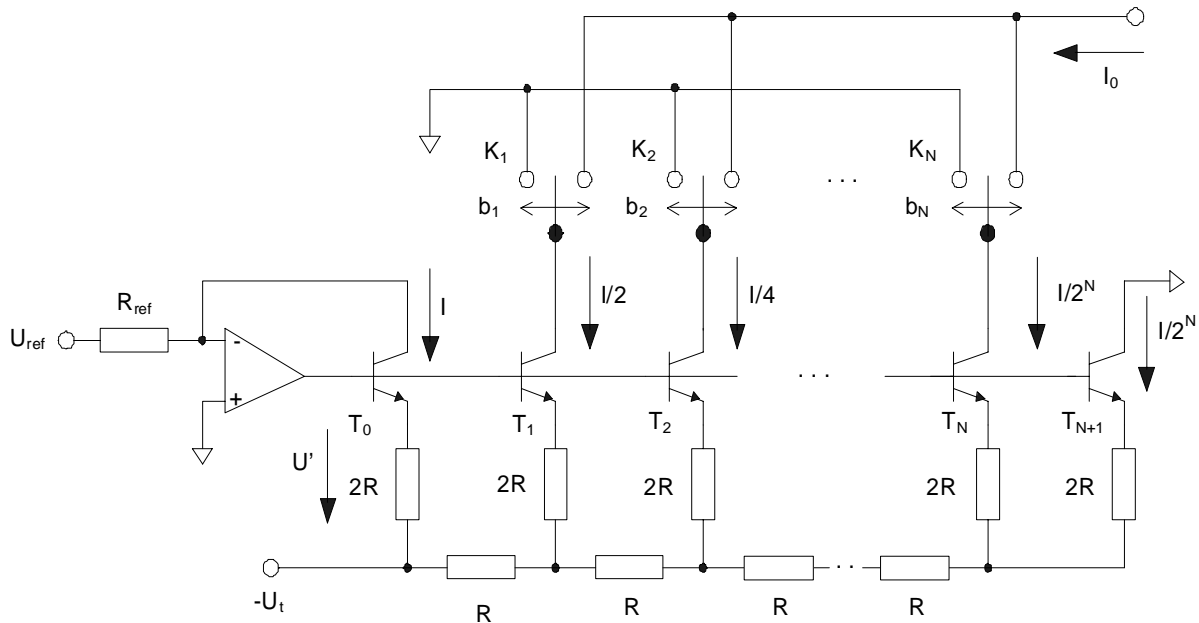
értéket veszi fel, ha a tranzisztorok földelt bázisú áramerősítési tényezői ( $A_i = A_0$ ) és a nyitófeszültségei ( $U_{BE00} = U_{BE0i}$ ) azonosak. Egyforma (egy lapkán készült) tranzisztorok esetén az első feltétel könnyen teljesíthető, a második azonban csak abban az esetben, ha a tranzisztorok felületei arányosak a rajtuk folyó árammal,

$$F_i = \frac{F_0}{2^i},$$

ugyanis ebben az esetben az azonos rétegstruktúrájú, de különböző áramú tranzisztorok nyitófeszültségei azonosak.

Ez a megvalósíthatóság szempontjából jelentős hátrány, mivel nagy  $N$  esetén a tranzisztorok felületei nagyságrendekkel különbözhetnek egymástól.

A binárisan súlyozott áramforrásokkal megvalósított D/A konverter kapcsolási rajza a 15.17 ábrán látható.



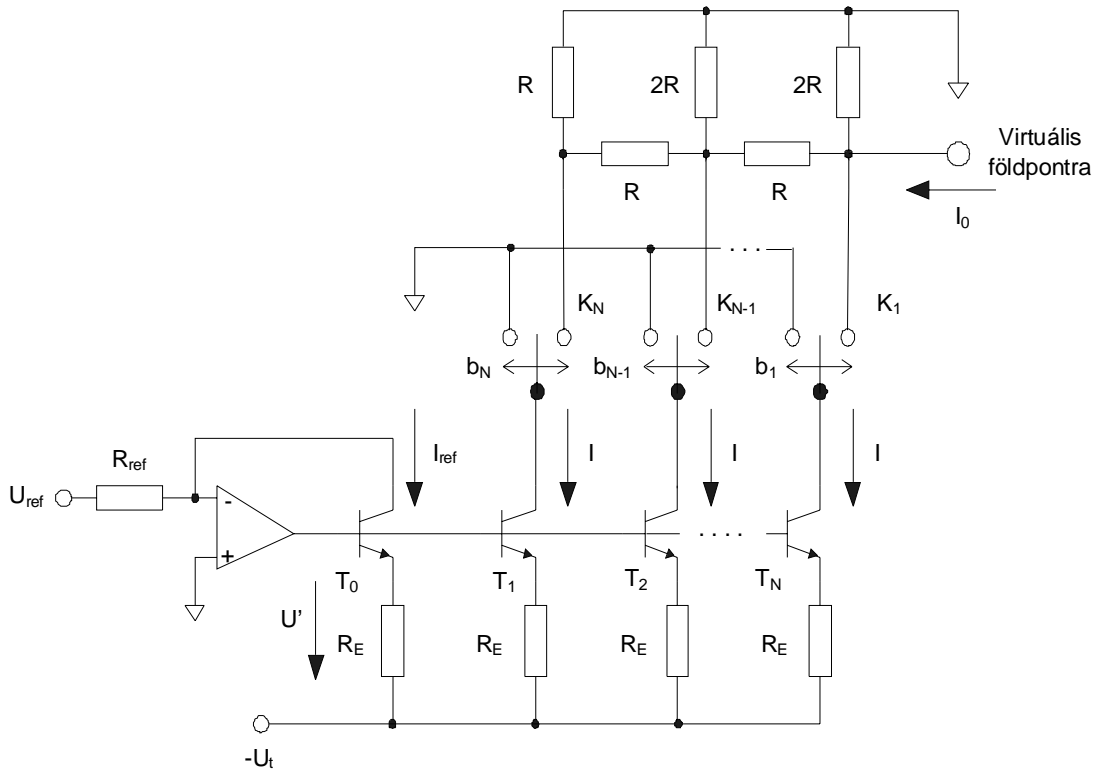
15.17 ábra. A binárisan súlyozott áramforrásokkal megvalósított D/A konverter kapcsolási rajza.

A kapcsolásban a binárisan súlyozott áramokat  $R$ - $2R$  létrahálózattal valósítjuk meg oly módon, hogy a létrahálózat  $2R$  értékű ellenállásait a tranzisztorok emitteréhez kötjük. A binárisan súlyozott áramokat a tranzisztorok kollektorában található áramkapcsolók segítségével juttatjuk el a kimenetre. Ha  $b_i$  logikai 1 értéket vesz fel, akkor a  $K_i$  kapcsoló a jobboldali érintkezőre kapcsol. A tranzisztorok felületei a rajtuk folyó áramokkal arányosak, így a binárisan súlyozott áramforrások pontossága, a fenti megfontolások alapján biztosítható.

#### D/A konverter azonos áramforrásokkal

A 15.17 ábra kapcsán ismertetett áramkör legnagyobb hátránya, hogy az alkalmazott tranzisztorok felületei nagyságrendekkel különbözhetnek egymástól. A problémát olyan kapcsolási elrendezéssel lehet megoldani, ahol a D/A funkciót azonos áramokkal valósítjuk meg. Azonos kimeneti áramokat a 14.16 ábrán megadott áramkörrel könnyebben elő lehet állítani, mivel ehhez egyforma felületű tranzisztorokra van szükség.

Az azonos áramforrásokkal megvalósított D/A konverter kapcsolási rajza a 15.18 ábrán látható.



15.18 ábra. Az azonos áramforrásokkal megvalósított D/A konverter kapcsolási rajza.

A kapcsolásban a  $T_0, T_1, \dots, T_N$  tranzisztorok kollektorárama ideális esetben (ha a tranzisztorok földelt bázisú áramerősítési tényezői ( $A_i = A_0$ ) és a nyitófeszültségei ( $U_{BE00} = U_{BE0i}$ ) azonosak) azonos az

$$I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_{ref}}$$

referenciaárammal, és ezt azonos felületű tranzisztorokkal meg lehet valósítani.

A virtuális földpontra folyó  $I_0$  áram értékét az R-2R létrahálózat és a  $K_i$  alternáló áramkapcsolók segítségével állítjuk elő. Ha  $b_i$  logikai 1 értéket vesz fel, akkor a  $K_i$  kapcsoló a jobboldali érintkezőre kapcsol.

A virtuális földre folyó eredő áramot az

$$I_0 = I \left( \frac{b_1}{2^0} + \frac{b_2}{2^1} + \dots + \frac{b_N}{2^{N-1}} \right)$$

kifejezéssel határozhatjuk meg. Megjegyzendő, hogy ha a kapcsolás kimenetét nem virtuális földpotenciálra kötjük, hanem szakadással zárjuk le, a kimeneten az

$$U_{ki} = -IR \left( \frac{b_1}{2^0} + \frac{b_2}{2^1} + \dots + \frac{b_N}{2^{N-1}} \right)$$

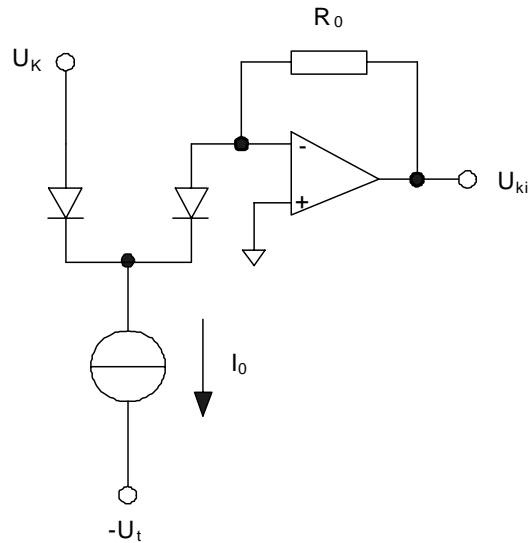
feszültséget mérhetjük.

#### Az áramkapcsolás megoldásai

A D/A konverterekben gyakran szükséges az áramokat kapcsolni. Az alábbiakban bemutatunk néhány áramkapcsolási megoldást.

#### Diódás áramkapcsoló

A diódás áramkapcsoló kapcsolási elrendezése a 15.19 ábrán látható.

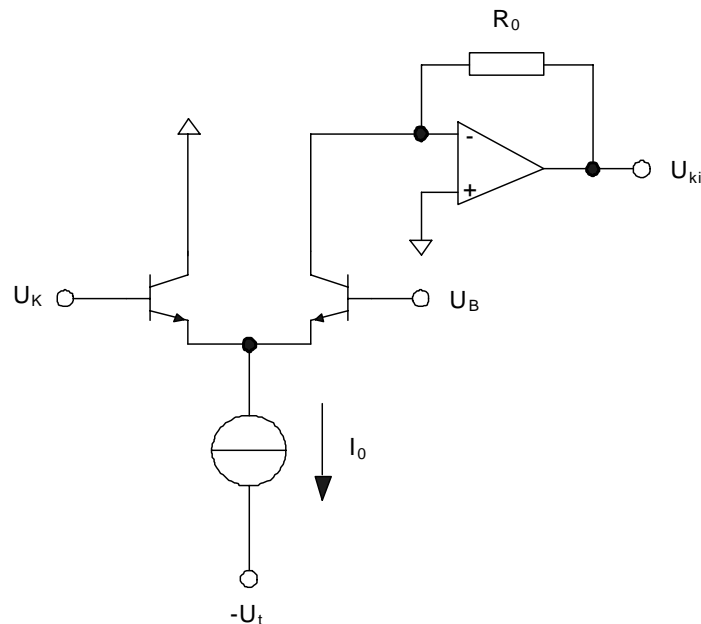


15.19 ábra. A diódás áramkapcsoló kapcsolási elrendezése.

Az áramkör feladata az áramgenerátor  $I_0$  áramának kapcsolása a műveleti erősítő virtuális földpontjára az  $U_K$  kapcsolójel segítségével. Ha az  $U_K$  feszültség pozitív értékű (a dióda nyitófeszültségénél jóval nagyobb), akkor a teljes  $I_0$  áram a baloldali diódán folyik és a jobboldali dióda árama nulla értékű lesz, azaz a műveleti erősítő virtuális földpontja felé nem folyik áram. Ha az  $U_K$  értéke negatív, akkor a baloldali dióda lezár, és a teljes  $I_0$  áram a jobboldali diódán keresztül eljut a műveleti erősítő földpontjára. Ekkor az erősítő kimenetén az  $U_{ki} = I_0 R_0$  feszültség jelenik meg.

#### Differenciálerősítés áramkapcsoló

A differenciálerősítés áramkapcsoló kapcsolási elrendezése a 15.20 ábrán látható.



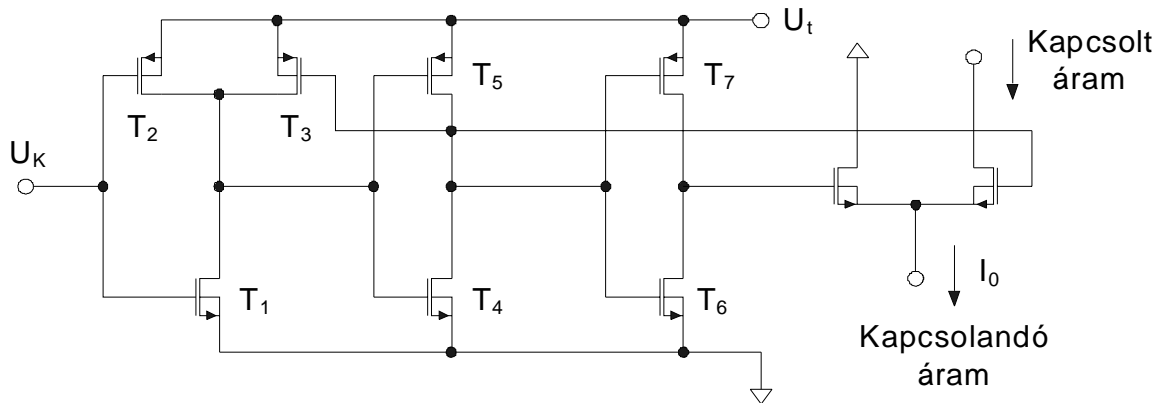
15.20 ábra. A differenciálerősítés áramkapcsoló kapcsolási elrendezése.

Az áramkör feladata az áramgenerátor  $I_0$  áramának kapcsolása a műveleti erősítő virtuális földpontjára az  $U_K$  kapcsolójel segítségével. Ha az  $U_K$  feszültség  $U_B$ -nél nagyobb (néhány száz mV-tal), akkor a teljes  $I_0$  áram a differenciálerősítő baloldali tranzisztorán folyik és a jobboldali tranzisztor árama nulla értékű lesz, azaz a műveleti erősítő virtuális földpontja felé nem folyik áram. Ha az  $U_K$  feszültség  $U_B$ -nél kisebb (néhány száz mV-tal), akkor a differenciálerősítő baloldali tranzisztora lezár, és a teljes  $I_0$  áram a jobboldali tranzisztoron át eljut a műveleti erősítő

földpontjára. Ekkor az erősítő kimenetén az  $U_{ki} = I_0 R_0$  feszültség jelenik meg.

### CMOS áramkapcsoló

A CMOS áramkapcsoló kapcsolási elrendezése a 15.20 ábrán látható.



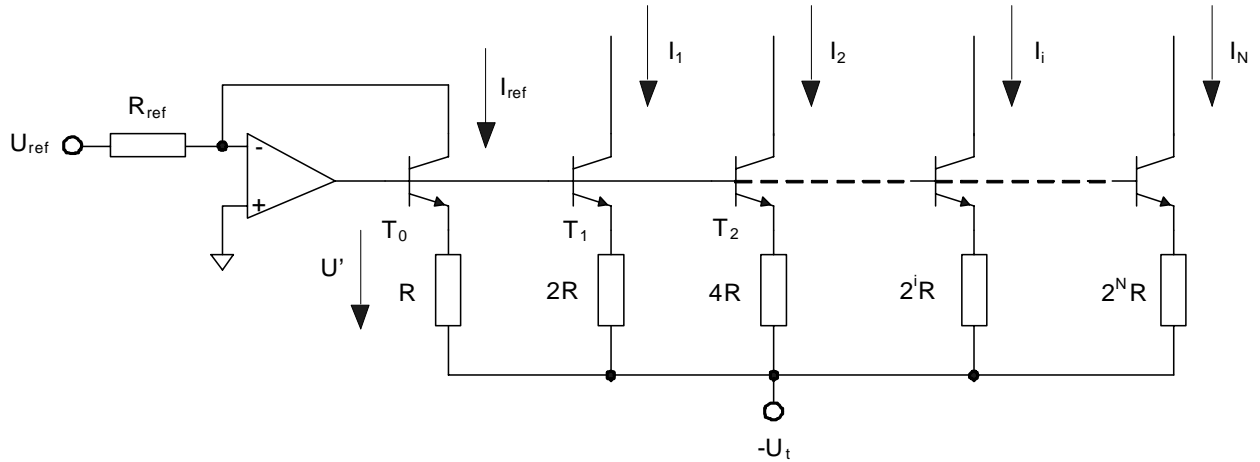
15.20 ábra. A CMOS áramkapcsoló kapcsolási elrendezése

A kapcsolás növekményes MOS tranzisztorokból épül fel. Az áramkör feladata az áramgenerátor  $I_0$  áramának kapcsolása a kimenetre az  $U_K$  kapcsolójel segítségével. Ha az  $U_K$  feszültség közel  $U_t$  értékű, akkor a  $T_1$  n-csatornás MOS tranzisztor kinyit és a  $T_2$  p-csatornás MOS tranzisztor lezár. Ekkor a  $T_1$  n-csatornás MOS tranzisztor drain-jén alacsony (közel nulla) értékű feszültség jelenik meg, aminek hatására a  $T_4$  n-csatornás MOS tranzisztor lezár és a  $T_5$  p-csatornás MOS tranzisztor kinyit. Hasonlóan ilyenkor a  $T_5$  p-csatornás MOS tranzisztor drain-jén magas (közel  $U_t$ ) értékű feszültség jelenik meg, aminek hatására a  $T_6$  n-csatornás MOS tranzisztor kinyit és a  $T_7$  p-csatornás MOS tranzisztor lezár. Ebben az állapotban az  $I_0$  áram kapcsolását végző n-csatornás MOS FET differenciálerősítő baloldali tranzisztorának gate-jén alacsony, a jobboldali tranzisztorának gate-jén pedig magas feszültség jelenik meg. Ezért a teljes  $I_0$  áram a differenciálerősítő jobboldali tranzisztorán folyik és a baloldali tranzisztor árama nulla értékű lesz, azaz a kapcsolt áram  $I_0$  értéket vesz fel. Ha az  $U_K$  feszültség közel 0 értékű, akkor a differenciálerősítő baloldali tranzisztor kinyit, és a teljes  $I_0$  áram a baloldali tranzisztoron keresztül a földre jut. Ekkor a kapcsolt áram értéke 0 lesz.

A kapcsolásban szereplő  $T_3$  p-csatornás MOS tranzisztor gate-je a  $T_5$  p-csatornás MOS tranzisztor drain-jéről kap vezérlő jelet, és drain feszültsége a  $T_5$  p-csatornás MOS tranzisztor, illetve a  $T_4$  n-csatornás MOS tranzisztor gate-jére jut vissza. Mivel a  $T_3$  p-csatornás MOS tranzisztor és a  $T_5$  p-csatornás MOS tranzisztor, illetve a  $T_4$  n-csatornás MOS tranzisztor egy zárt visszacsatolt hurokban helyezkedik el, és ez a hurok pozitív visszacsatolású (a  $T_3$  p-csatornás MOS tranzisztor földelt souce-os alapkapcsolásban fázist fordít, és a  $T_5$  p-csatornás MOS tranzisztor, illetve a  $T_4$  n-csatornás MOS tranzisztor szintén földelt souce-os alapkapcsolásban fázist fordít, így a hurok eredő fázistolása nulla), az áramkörben hiszterézis alakul ki, és a visszacsatolás a kapcsolási sebességet növeli.

### Pontossági megfontolások

A D/A konverterek pontosságát a 15.21 ábra súlyozott áramokkal működő áramköri elrendezése alapján fogjuk elemezni.



15.21 ábra. Áramköri elrendezés a D/A konverterek pontosságának elemzéséhez.

Az ábrán egy súlyozott áramokkal működő D/A konverter áramforrásainak a kapcsolási rajza látható. A korábbi elemzésekből tudjuk, hogy az  $i$ -dik áram értékét az

$$I_i = I_{C0i} = \frac{A_i U_{ref}}{A_0 R_{ref}} \frac{R}{R_i} + A_i \frac{U_{BE00} - U_{BE0i}}{R_i}$$

egyenlettel határozhatjuk meg, ahol  $A_0$  a  $T_0$  tranzisztor földelt bázisú áramerősítési tényezője,  $A_i$  a  $T_i$  tranzisztor földelt bázisú áramerősítési tényezője,  $U_{BE00}$  a  $T_0$  tranzisztor nyitófeszültsége,  $U_{BE0i}$  a  $T_i$  tranzisztor nyitófeszültsége,  $U_{ref}$  a referencia feszültség,  $R_{ref}$  a referencia ellenállás,  $R$  az egység ellenállás,  $R_i$  pedig az  $i$ -dik tranzisztor emitterellenállása. A vizsgálat során feltételezzük, hogy a műveleti erősítő ideális.

Az  $i$ -dik áram abszolút pontosságát az áram parciális deriváltjainak a segítségével határozhatjuk meg a

$$\begin{aligned} \Delta I_i = & \frac{\partial I_i}{\partial U_{ref}} \Delta U_{ref} + \frac{\partial I_i}{\partial R_{ref}} \Delta R_{ref} + \frac{\partial I_i}{\partial R} \Delta R + \frac{\partial I_i}{\partial R_i} \Delta R_i + \\ & + \frac{\partial I_i}{\partial A_0} \Delta A_0 + \frac{\partial I_i}{\partial A_i} \Delta A_i + \frac{\partial I_i}{\partial U_{BE00}} \Delta U_{BE00} + \frac{\partial I_i}{\partial U_{BE0i}} \Delta U_{BE0i} \end{aligned}$$

egyenlet szerint, ahol

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_i}{\partial U_{ref}} &= \frac{A_i}{A_0 R_{ref}} \frac{R}{R_i}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial R_{ref}} = -\frac{A_i U_{ref}}{A_0 R_{ref}^2} \frac{R}{R_i}; \\ \frac{\partial I_i}{\partial R} &= \frac{A_i U_{ref}}{A_0 R_{ref}} \frac{1}{R_i}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial R_i} = -\frac{A_i U_{ref}}{A_0 R_{ref}} \frac{R}{R_i^2} - A_i \frac{U_{BE00} - U_{BE0i}}{R_i^2}; \\ \frac{\partial I_i}{\partial A_0} &= -\frac{A_i U_{ref}}{A_0^2 R_{ref}} \frac{R}{R_i}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial A_i} = \frac{U_{ref}}{A_0 R_{ref}} \frac{R}{R_i} + \frac{U_{BE00} - U_{BE0i}}{R_i}; \\ \frac{\partial I_i}{\partial U_{BE00}} &= A_i \frac{1}{R_i}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial U_{BE0i}} = -A_i \frac{1}{R_i}. \end{aligned}$$

Az abszolút hibákat célszerű az

$$I_N = I_{CON} = \frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^N}$$

áramhoz, a legkisebb kimeneti névleges áramváltozáshoz (az LSB-hez tartozó áram névleges értékéhez) viszonyítani, és a változások kis értékét feltételezve, célszerű a fenti parciális deriváltakat a névleges értékek helyén ( $R_i = 2^i R$ ,  $U_{BE00} = U_{BE0i}$ ,  $A_0 = A_i$ ) meghatározni, azaz a

$$\frac{\partial I_i}{\partial U_{ref}} = \frac{1}{R_{ref}} \frac{1}{2^i}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial R_{ref}} = -\frac{U_{ref}}{R_{ref}^2} \frac{1}{2^i};$$



$$\frac{\partial I_i}{\partial R} = \frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^i R}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial R_i} = -\frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^{2i} R};$$

$$\frac{\partial I_i}{\partial A_0} = -\frac{U_{ref}}{A_0 R_{ref}} \frac{1}{2^i}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial A_i} = \frac{U_{ref}}{A_0 R_{ref}} \frac{1}{2^i}$$

$$\frac{\partial I_i}{\partial U_{BE00}} = A_0 \frac{1}{2^i R}; \quad \frac{\partial I_i}{\partial U_{BE0i}} = -A_0 \frac{1}{2^i R}$$

kifejezésekkel számolni. Átalakítások után a relatív áramváltozást a

$$\frac{\frac{\Delta I_i}{\frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^N}}}{\frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^N}} = \frac{\Delta U_{ref}}{U_{ref}} \frac{2^N}{2^i} - \frac{\Delta R_{ref}}{R_{ref}} \frac{2^N}{2^i} + \frac{\Delta R}{R} \frac{2^N}{2^i} - \frac{\Delta R_i}{R_i} \frac{2^N}{2^i} +$$

$$- \frac{\Delta A_0}{A_0} \frac{2^N}{2^i} + \frac{\Delta A_i}{A_0} \frac{2^N}{2^i} + A_0 \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \frac{2^N}{2^i} \frac{1}{R} \Delta U_{BE00} - A_0 \frac{R_{ref}}{U_{ref}} \frac{2^N}{2^i} \frac{1}{R} \Delta U_{BE0i}$$

egyenletből határozhatjuk meg. Ebből világosan látszik, hogy a kimeneti áram az MSB helyértéken a legérzékenyebb az alkatrészek toleranciájára, illetve az áramkör aszimmetriájára. Például, ha  $\Delta U_{ref} = \Delta R_{ref} = \Delta R = 0$ , és  $A_0 = A_i$ ,  $U_{BE00} = U_{BE0i}$ , minden  $i$ -re, akkor csak az  $R_i = 2^i R$  ellenállás hibája okoz a kimeneten eltérést az ideális értéktől az

$$\left| \frac{\frac{\Delta I_i}{\frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^N}}}{\frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^N}} \right| = \frac{|\Delta R_i|}{R_i} \frac{2^N}{2^i}$$

egyenlet szerint. Ebből viszont nyilvánvaló, hogy az  $i$ -dik ellenállás megengedett relatív hibája a

$$\frac{|\Delta R_i|}{R_i} = \left| \frac{\frac{\Delta I_i}{\frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^N}}}{\frac{U_{ref}}{R_{ref}} \frac{1}{2^N}} \right| 2^{i-N}$$

kifejezéssel határozható meg. Így egy adott pontossághoz  $i$  csökkenésével az  $R_i$  ellenállást egyre nagyobb relatív pontossággal, egyre kisebb relatív hibával kell megvalósítani. Ha az MSB helyértéken okozott hiba abszolút értéke az LSB áram legfeljebb fele lehet, akkor

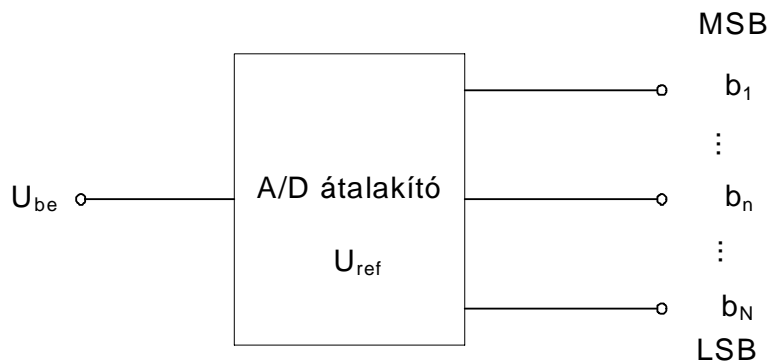
$$\frac{|\Delta R_1|}{R_1} \leq \frac{1}{2} 2^{1-N} = \frac{1}{2^N},$$

ami egy 12 bites D/A konverter esetében azt jelenti, hogy az  $R_1$  ellenállást  $2^{-12} \cong 10^{-3.6}$  abszolút pontossággal kell megvalósítani.

## Analóg-digitál átalakítók (A/D konverterek)

### Alapfogalmak

Az A DA átalakítók célja az analóg jel egy mintájából digitálisan kódolt jelet előállítani. A 16.1 ábrán az A/D átalakító szimbóluma látható.



16.1 ábra. Az A/D átalakító szimbóluma.

Az ábrán látható áramkör az  $U_{be}$  bemeneti jeltől az  $U_{ref}$  referencia feszültség felhasználásával

az

$$m = \text{int} \left[ \frac{2^N U_{be}}{U_{FS}} + \frac{1}{2} \right]$$

számot állítja elő, ami ekvivalens a

$$D = \frac{m}{2^N} = \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \dots + \frac{b_N}{2^N}, \quad b_i = \{0, 1\}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \dots, N$$

binárisan kódolt szám generálásával, ahol  $N$  a konverter legfontosabb jellemzője, a kimeneti bitek száma,  $U_{FS}$  pedig az A/D átalakító teljes bemeneti jelfeldolgozási tartománya. A binárisan kódolt szám legkisebb helyértékű bitjét LSB-vel (Least Significant Bit), a legnagyobb helyértékű bitet pedig MSB-vel (Most Significant Bit) szokták jelölni.

Az A/D konverter LSB-hez tartozó legkisebb bemeneti feszültséglépését az

$$U_m = \frac{U_{FS}}{2^N},$$

az MSB-hez tartozót pedig a

$$\frac{U_{FS}}{2}$$

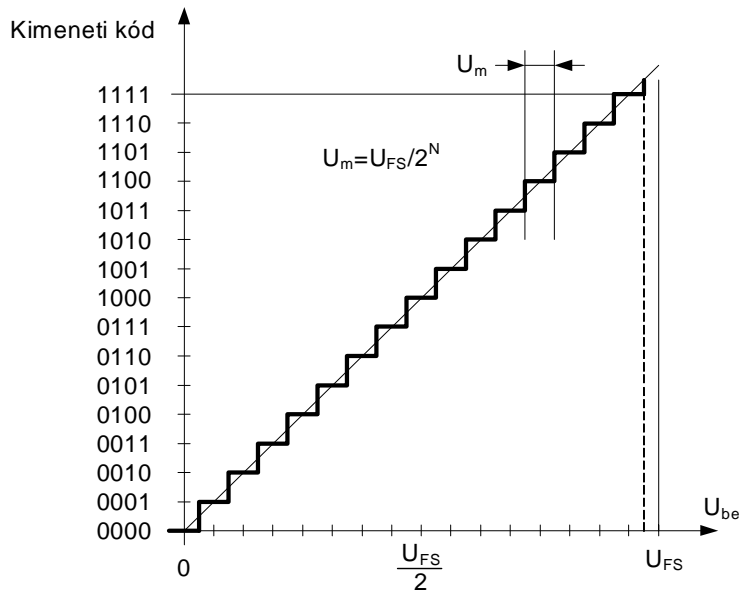
kifejezéssel határozhatjuk meg.

A konverter maximális bemeneti jele az

$$U_{beM} = U_{FS} \frac{2^N - 1}{2^N}$$

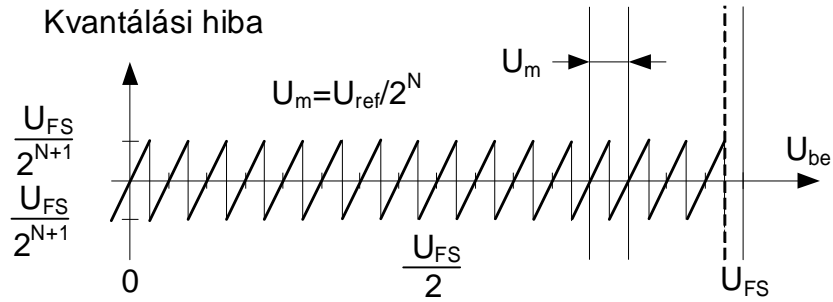
összefüggéssel számolható.

Az ideális A/D konverter karakterisztikája a 16.2 ábrán látható (négy bites példa).



16.2 ábra. Az ideális A/D konverter karakterisztikája.

A karakterisztika lényegében egy lépcsőfüggvény, amelynek a  $45^\circ$ -os egyenestől az eltérése az A/D konverter úgynevezett kvantálási hibája. A kvantálási hiba a 16.3 ábrán látható.



16.3 ábra. A kvantálási hiba a bemeneti feszültség függvényében.

A kvantálási hiba determinisztikusan függ a bejövő jel aktuális értékétől, annak nemlineáris függvénye. Ugyanakkor véletlen jelként is szokták jellemezni, ha feltételezzük, hogy a bejövő jel egy kvantálási lépcsőn belül bármilyen értéket azonos eséllyel vesz fel, azaz egyenletes eloszlású. Ilyenkor egy kvantálási lépcsőn belül az  $\varepsilon$  kvantálási hiba valószínűségi sűrűségfüggvényét az

$$f_\varepsilon(x) = \frac{1}{U_m}, \quad x \in \left[-\frac{U_m}{2}, \frac{U_m}{2}\right)$$

kifejezéssel adhatjuk meg. Ezt felhasználva a kvantálási hiba várható értéke az

$$M(\varepsilon) = \frac{1}{U_m} \int_{-\frac{U_m}{2}}^{\frac{U_m}{2}} x \, dx = 0,$$

szórásnégyzete pedig az

$$M(\varepsilon^2) = \frac{1}{U_m} \int_{-\frac{U_m}{2}}^{\frac{U_m}{2}} x^2 \, dx = \frac{1}{U_m} \left[ \frac{x^3}{3} \right]_{-\frac{U_m}{2}}^{\frac{U_m}{2}} = \frac{2}{3U_m} \left( \frac{U_m}{2} \right)^3 = \frac{U_m^2}{12}$$

kifejezéssel határozható meg, amiből a kvantálási hiba szórására a

$$\sqrt{M(\varepsilon^2)} = \frac{U_m}{\sqrt{12}}$$

értéket kapjuk.

Az A/D átalakító a kimeneti kódot általában véges idő alatt állítja elő. Ezt az időt  $\tau_A$  apertúra időnek szokták nevezni. Ha az apertúra idő alatt a bemeneti jel változik, akkor az A/D konverterben úgynevezett apertúra hiba keletkezik, ami annyit jelent, hogy az átalakítás kezdetén és végén a bemeneti jel eltér egymástól. Az apertúra hibát a

$$\Delta U_A = \frac{dU_{be}(t)}{dt} \tau_A$$

kifejezéssel határozhatjuk meg, ahol  $U_{be}(t)$  a bemeneti jel időfüggvénye,  $\Delta U_A$  pedig az apertúra hiba.

Ha a bemeneti jel

$$U_{be}(t) = U_{be0} \sin(\omega t),$$

akkor a bemeneti jel deriváltjának maximuma a  $t = 0$  helyen van és az értéke

$$\left. \frac{dU_{be}(t)}{dt} \right|_{\max} = U_{be0} \omega,$$

így a maximális apertúra hibára a

$$\Delta U_A = U_{be0} \omega \tau_A$$

érték adódik. Ha a bemeneti szinuszos jel amplitúdója felveszi a lehetséges maximális értéket, azaz  $2U_{be0} = U_{FS}$ , akkor az apertúra hiba legnagyobb értéke

$$\Delta U_A = \frac{U_{FS}}{2} \omega \tau_A.$$

Ha kikötjük, hogy az apertúra hiba értéke nem lehet nagyobb, mint az  $U_m$  kvantálási hiba fele, azaz

$$\Delta U_A = \frac{U_{FS}}{2} \omega \tau_A = \frac{U_m 2^N}{2} \omega \tau_A \leq \frac{U_m}{2},$$

akkor fenn kell, hogy álljon az

$$\omega \tau_A \leq \frac{1}{2^N}$$

egyenlőtlenség, amiből a maximális apertúra idő vagy a bemeneti jel maximális frekvenciája meghatározható.

Példaképpen számoljuk ki a maximális apertúra időt két esetben. Ha  $N = 8$  és  $\omega = 2\pi \cdot 4 \cdot 10^6$  [rad/s]

$$\tau_A \leq \frac{1}{2^8} \frac{1}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^6} = 0,155 \text{ [ns]},$$

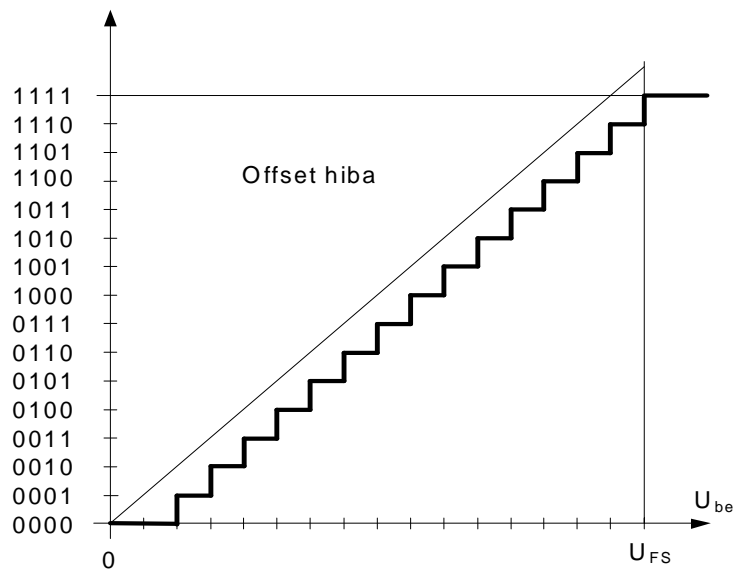
ha  $N = 16$  és  $\omega = 2\pi \cdot 20 \cdot 10^3$  [rad/s], akkor

$$\tau_A \leq \frac{1}{2^{16}} \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,121 \text{ [ns]}.$$

Az A/D átalakítók néhány típusában az átalakítási idő a bemeneti jel aktuális szintjétől is függ, így az apertúra idő, és az apertúra hiba változik. Ennek elkerülése érdekében az A/D konverterek bemenetére gyors (kis mintavételi idejű) mintavevő-tartó áramköröket szoktak elhelyezni, amelyek az A/D átalakítás idejére a bemeneti jel aktuális mintáját megtartják. Ezzel biztosítani lehet azt, hogy az A/D átalakító a bemeneti jel kívánt mintáját dolgozza fel.

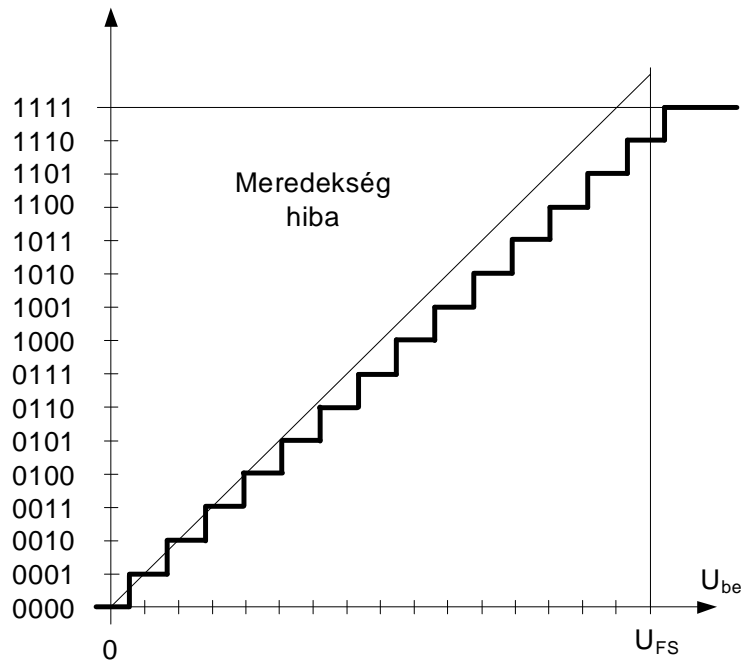
Az A/D átalakítók hibái többféle okra vezethetők vissza.

- Hibát okoz a bemeneti erősítő offset feszültsége, amely a bemeneti feszültséget egy konstans értékkel tolja el (lásd a 16.4 ábrát).



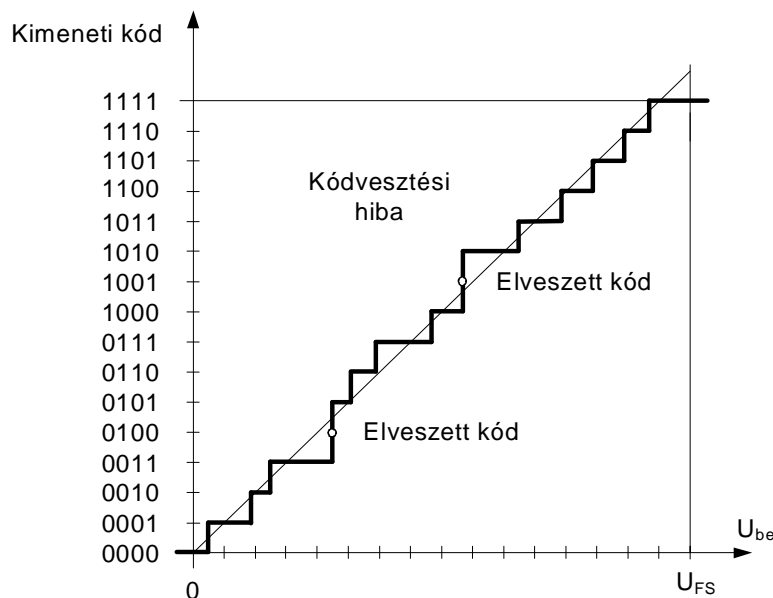
16.4 ábra. az A/D átalakítók offset hibájának illusztrálása.

- Hibaforrást jelent a referencia feszültség eltérése a névleges értéktől, ami miatt az A/D átalakító karakterisztikájának a meredeksége változik meg (lásd a 16.5 ábrát).



16.5 ábra. az A/D átalakítók meredség hibájának illusztrálása.

- Az A/D átalakítók karakterisztikája az alkalmazott eszközök (például ellenállások) hibája miatt nemlineáris is lehet. Ezt illusztráljuk a 16.6 ábrán.



16.6 ábra. az A/D átalakítók nemlinearitásának az illusztrálása.

A nemlineáris hiba kétféle problémát okoz: (i) a kimeneti binárisan kódolt szám és a bemeneti feszültség között nincsen arányosság (a karakterisztika lépései nem egyenletesek), (ii) a nemlineáris hatások miatt néhány kimeneti kód kimaradhat (elveszhet), (iii) a kimeneti binárisan kódolt szám és a bemeneti feszültség közötti karakterisztika nem monoton is lehet.

### Az A/D átalakítók típusai

Az A/D átalakítót sokféle áramkörü megoldással meg lehet valósítani. A továbbiakban az alábbi típusokat ismertetjük:

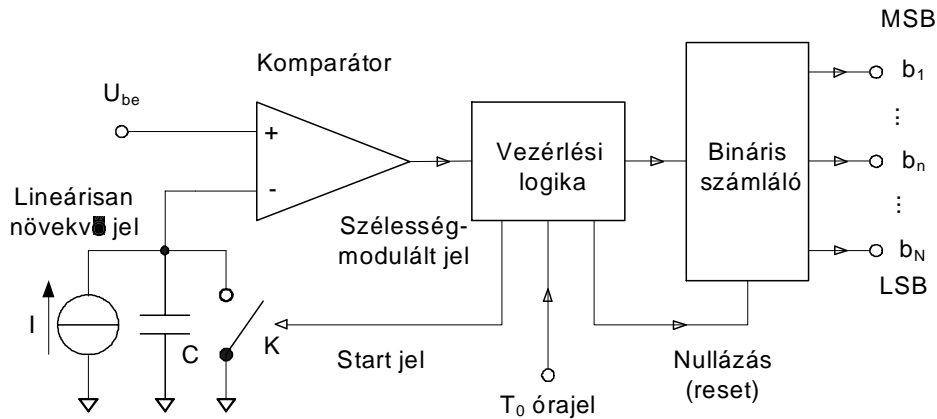
- Integráló típusú A/D átalakítók,
- Digitális lépcsős (ramp) átalakítók,
- Szukcesszív approximációs átalakítók,

- Párhuzamos átalakítók (flash),
- Delta-sigma típusú átalakítók.

Az alábbiakban ezeket a megoldásokat ismertetjük.

### Integráló típusú A/D átalakítók

Az integráló típusú A/D átalakítók alapelvét a 16.7 ábrán mutatjuk be.



16.7 ábra. Az integráló típusú A/D átalakítók alapelve.

A kapcsolási elrendezésben  $t = -0$  időpillanatban a K kapcsoló zárt állapotban van, tehát a  $C$  kondenzátor feszültsége nulla értékű, és a vezérlő logika a bináris számlálót nullázza (a reset jel segítségével).  $t = 0$  időpillanatban a vezérlő logika a K kapcsolót kinyitja, azaz az  $I$  áramú áramgenerátor tölneni kezdi a  $C$  értékű kondenzátort, és a vezérlő logika a  $T_0$  periódusidejű órajelet a bináris számlálóra kapcsolja. Amíg a kondenzátor feszültsége kisebb, mint az  $U_{be}$  bemeneti feszültség, addig a komparátor kimenete logikai 1 állapotban van, azaz a komparátor kimenetén egy

$$T_i = U_{be} \frac{C}{I}$$

idejű (szélességmodulált) impulzus jelenik meg. Ha a  $C$  kondenzátor feszültsége eléri az  $U_{be}$  bemeneti feszültséget, akkor a komparátor állapotot vált, és a vezérlési logika a számlálást leállítja. Az impulzus ideje alatt a bináris számláló számlálja a  $T_0$  periódusidejű órajel periódusait, így a számláló kimenetén az

$$n = \text{int}\left(\frac{T_i}{T_0}\right) = \text{int}\left(\frac{U_{be}C}{IT_0}\right)$$

binárisan kódolt szám jelenik meg, ahol  $\text{int}(x)$  az  $x$  szám egész értéke. A kapcsolásban az A/D átalakító teljes bemeneti jelfeldolgozási tartománya

$$U_{FS} = 2^N \frac{IT_0}{C}.$$

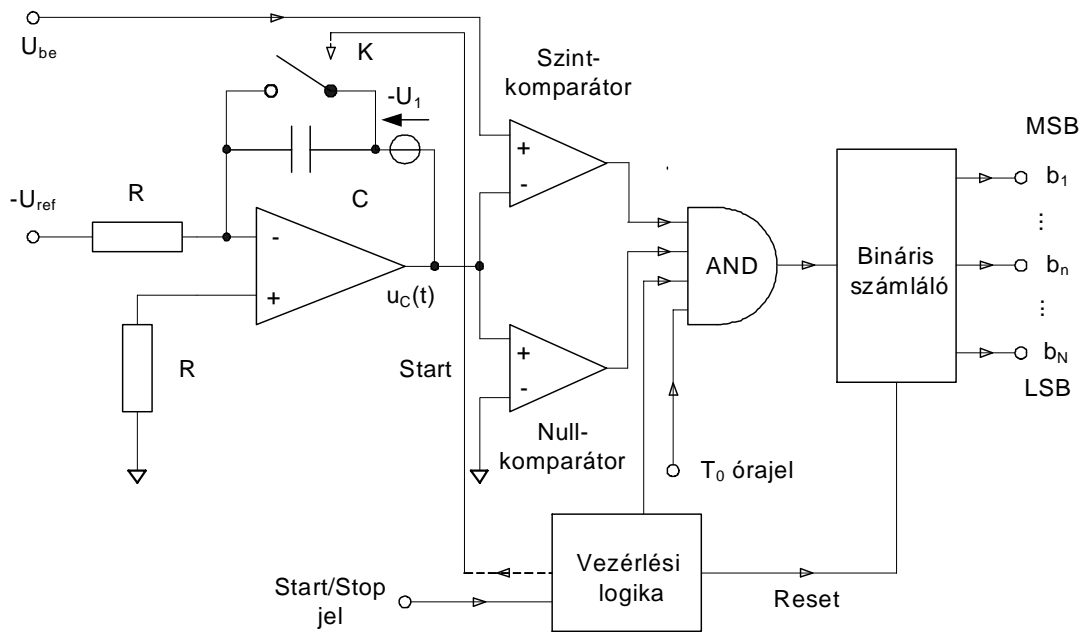
Megjegyzendő, hogy az ideális A/D konverter karakterisztikájában szereplő  $1/2U_m$ -es eltolás (lásd a 16.2 ábrát) a reset és a start jelek, illetve az órajel szinkronizálásával megvalósítható.

A megoldás hátránya, hogy az átalakító pontossága egyaránt függ az  $I$  áram, a  $C$  kondenzátor és a  $T_0$  periódusú órajel abszolút pontosságától, ezen kívül függ a komparátor pontosságától is.

A különböző integráló típusú A/D átalakítók a fenti hibaforrások hatását csökkentik.

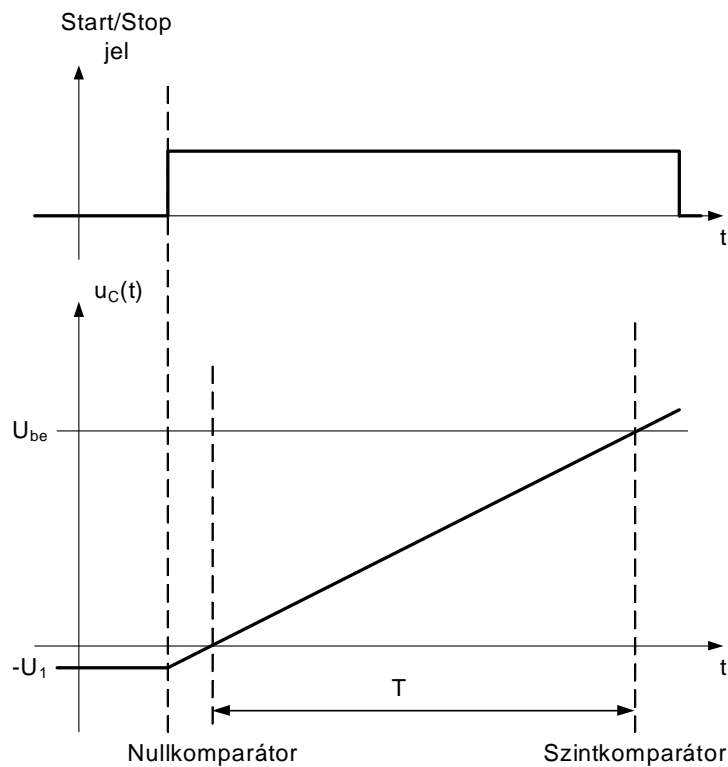
### Single slope A/D átalakító

A single slope A/D átalakító kapcsolási rajza a 16.8 ábrán látható.



16.8 ábra. A single slope A/D átalakító kapcsolási rajza.

A kapcsolási elrendezésben  $t < 0$  időben a K kapcsoló zárt állapotban van, tehát a  $C$  kondenzátor feszültsége nulla értékű, az  $u_C(t)$  feszültség a  $-U_1$  értéket veszi fel, a szintkomparátor kimenetén logikai 1 jel jelenik meg (mivel  $U_{be} > 0$ ), és a vezérlő logika a bináris számlálót nullázza (a reset jel segítségével). Az átalakítás kezdetén a start/stop jel hatására a vezérlő logika a K kapcsolót kinyitja, azaz a  $-U_{ref}$  feszültség az  $R$  ellenálláson keresztül a  $C$  értékű kondenzátort  $U_{ref}/R$  nagyságú árammal tölteni kezdi, ugyanakkor a vezérlési logika az AND kapu bemenetére logikai 1 értékű jelet ad. Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye a 16.9 ábrán látható.



16.9 ábra. Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye.

Amikor a nullkomparátor kimenetén logikai 1 érték jelenik meg, akkor annak jele az AND kapu bemenetére jut, és a bináris számláló számlálni kezdi a  $T_0$  periódusú órajel impulzusait. A

számlálás  $T$  ideig tart, míg az  $u_C(t)$  feszültség eléri az  $U_{be}$  feszültség értékét, és a szintkomparátor kimenete logikai 0 értéket vesz fel. Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye az

$$u_C(t) = \int_0^t \frac{U_{ref}}{RC} d\sigma = \frac{U_{ref}}{RC} t$$

kifejezéssel adható meg, ha az integrálás kezdetét a nullkomparátor billenési időpontjához rögzítjük. Ebből az

$$u_C(0) = 0,$$

és az

$$u_C(T) = \frac{U_{ref}}{RC} T = U_{be}$$

egyenletek alapján a  $T$  számlálási időre a

$$T = U_{be} \frac{RC}{U_{ref}}$$

kifejezés adódik. Így a bináris számláló kimenetén az

$$m = \text{int}\left(\frac{T}{T_0}\right) = \text{int}\left(\frac{U_{be}RC}{T_0 U_{ref}}\right)$$

binárisan kódolt szám jelenik meg, ahol  $\text{int}(x)$  az  $x$  szám egész értéke. A kapcsolásban az A/D átalakító teljes bemeneti jelfeldolgozási tartománya

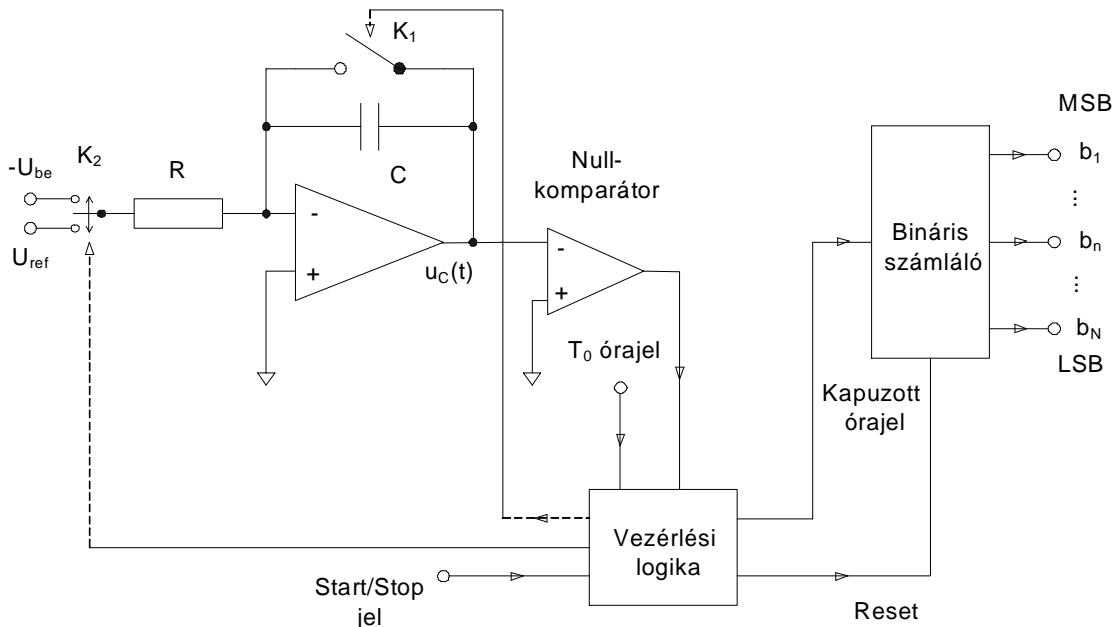
$$U_{FS} = 2^N \frac{U_{ref} T_0}{RC}.$$

Megjegyzendő, hogy az ideális A/D konverter karakterisztikájában szereplő  $1/2U_m$ -es eltolás (lásd a 16.2 ábrát) a reset és a start jelek, illetve az órajel szinkronizálásával itt is megvalósítható.

A megoldás hátránya, hogy az átalakító pontossága a  $T_0$  periódusú órajel és az  $RC$  szorzat hányadosának az abszolút pontosságától függ.

### Dual slope A/D átalakító

A dual slope A/D átalakító kapcsolási rajza a 16.10 ábrán látható.



16.10 ábra. A dual slope A/D átalakító kapcsolási rajza.

A kapcsolási elrendezésben  $t < 0$  időben a  $K_1$  kapcsoló zárt állapotban van, tehát a  $C$  kondenzátor feszültsége nulla értékű, az  $u_C(t)$  feszültség a 0 értéket veszi fel, a nullkomparátor kimenetén bizonytalan logikai jel jelenik meg (mivel  $u_C(t) = 0$ ), és a vezérlő logika a bináris számlálót nullázza (a reset jel segítségével). Az átalakítás kezdetén a start/stop jel hatására a

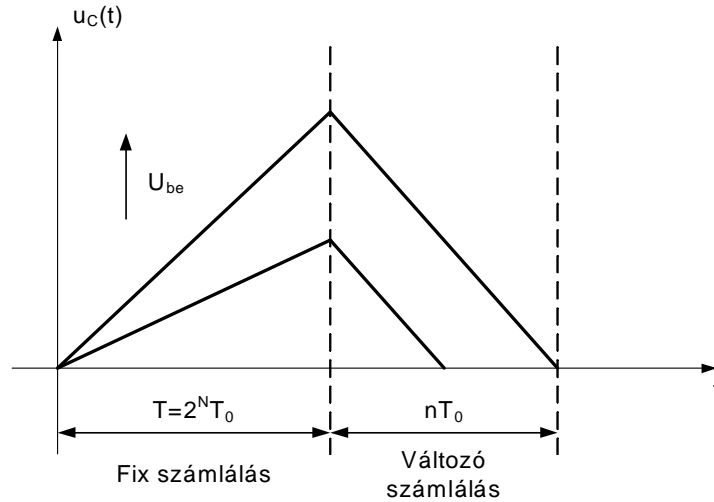


vezérlő logika a  $K_2$  kapcsolót a  $-U_{be}$  feszültségre kapcsolja és a  $K_1$  kapcsolót kinyitja, azaz a  $-U_{be}$  feszültség az  $R$  ellenálláson keresztül a  $C$  értékű kondenzátort  $U_{be}/R$  nagyságú árammal tölteni kezdi, ugyanakkor a nullkomparátor kimenetén logikai 0 jel jelenik meg, és a vezérlési logika a  $T_0$  periódusú órajelet a bináris számlálóra kapcsolja.

Ha a bináris számláló eléri a  $2^N$  értéket, azaz eltelik egy fix

$$T = 2^N T_0$$

idő, akkor a vezérlő logika a bináris számlálót a reset jellel nullázza, a  $K_2$  kapcsolót az  $U_{ref}$  feszültségre kapcsolja, és a számlálást újra indítja, így az  $U_{ref}$  feszültség az  $R$  ellenálláson keresztül a  $C$  értékű kondenzátort  $U_{ref}/R$  nagyságú állandó árammal kezdi kisütni. Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye a 16.11 ábrán látható.



16.11 ábra. Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye.

A kisítés alatt a bináris számláló  $T_0$  periódusú órajelet impulzusait  $T$  ideig számlálja, mindaddig, amíg az  $u_C(t)$  feszültség eléri a nulla értéket, és a nullkomparátor kimenetén logikai 1 érték jelenik meg. Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvényének a maximális értéke

$$u_{C\max} = 2^N T_0 \frac{U_{be}}{RC},$$

ezért a  $T$  számlálási idő alatt az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye az

$$u_C(t) = u_{C\max} - \int_0^t \frac{U_{ref}}{RC} d\sigma = u_{C\max} - \frac{U_{ref}}{RC} t$$

kifejezéssel adható meg, ha az integrálás kezdetét a kisítés kezdetének az időpontjához rögzítjük. Ebből az

$$u_C(0) = u_{C\max} = 2^N T_0 \frac{U_{be}}{RC},$$

és az

$$u_C(T) = 2^N T_0 \frac{U_{be}}{RC} - \frac{U_{ref}}{RC} T = 0$$

egyenletek alapján a  $T$  számlálási időre a

$$T = U_{be} \frac{2^N T_0}{U_{ref}}$$

kifejezés adódik. Így a bináris számláló kimenetén az

$$m = \text{int}\left(\frac{T}{T_0}\right) = \text{int}\left(\frac{U_{be}}{U_{ref}} 2^N\right)$$

binárisan kódolt szám jelenik meg, ahol  $\text{int}(x)$  az  $x$  szám egész értéke. A kapcsolásban az A/D átalakító teljes bemeneti jelfeldolgozási tartománya

$$U_{FS} = U_{ref}.$$

Megjegyzendő, hogy az ideális A/D konverter karakterisztikájában szereplő  $1/2U_m$ -es eltolás (lásd a 16.2 ábrát) a reset és a start jelek, illetve az órajel szinkronizálásával itt is megvalósítható.

A megoldás előnye, hogy az átalakító pontossága a  $T_0$  periódusú órajel és az  $RC$  szorzat abszolút pontosságától nem függ. A pontosságot az  $U_{ref}$  értéke mellett másodlagos hatások (a kapcsolók hibája, az integrátor pontossága, a nullkomparátor offset feszültsége) határozzák meg.

Érdemes megjegyezni, hogy ez az A/D konverter képes a hálózati 50 Hz-es zavarokat és azok egész számú többszöröseit kiszűrni, ha az integrálási idő a hálózati periódusidő egész számú többszöröse. A  $T$  ideig tartó integrálás ugyanis az

$$y(t) = \int_t^{t+T} x(\sigma) d\sigma = X(t+T) - X(t)$$

lineáris művelet végrehajtását jelenti az  $x(t)$  bemeneti és az  $y(t)$  kimeneti jelek között, mely a Fourier transzformáltak világában az

$$Y(f) = \mathcal{F}\{y(t)\} = \mathcal{F}\{X(t+T) - X(t)\} = \frac{\exp(j2\pi f T) - 1}{j2\pi f} \mathcal{F}\{x(t)\} = \frac{\exp(j2\pi f T) - 1}{j2\pi f} X(f)$$

művelettel ekvivalens. Így a  $T$  ideig tartó integrálás művelete során a bemeneti és kimeneti jel közötti átviteli függvény az

$$\frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{\exp(j2\pi f T) - 1}{j2\pi f}$$

formában adható meg, melynek abszolút értéke az

$$\begin{aligned} \left| \frac{Y(f)}{X(f)} \right| &= \left| \frac{\exp(j2\pi f T) - 1}{j2\pi f} \right| = \left| T \exp(j\pi f T) \frac{\exp(j\pi f T) - \exp(-j\pi f T)}{j2\pi f T} \right| = \\ &= \left| T \frac{\exp(j\pi f T) - \exp(-j\pi f T)}{j2\pi f T} \right| = T \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \end{aligned}$$

alakban írható fel. A kifejezés alapján a  $T$  ideig tartó integráló kimenetén nulla értékű jel jelenik meg minden olyan szinuszos gerjesztés esetén, melynek a frekvenciája teljesíti a

$$\pi f T = k\pi, \quad \text{ahol } k = 1, 2, \dots$$

egyenlőséget, azaz

$$f = \frac{k}{T}, \quad \text{ahol } k = 1, 2, \dots$$

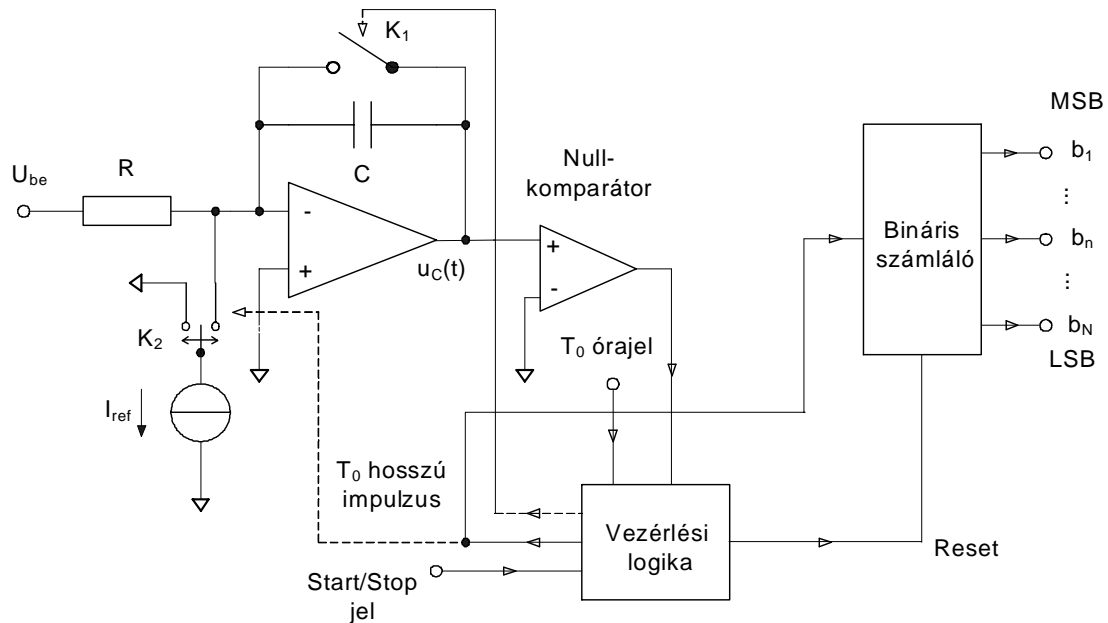
Ha  $T = lT_z$ , ahol  $T_z$  a hálózati zavaró jel periódusideje,  $l$  pedig egy tetszőleges egész szám, akkor a  $T$  ideig tartó integráló kimenetén nulla értékű jel jelenik meg minden olyan szinuszos gerjesztés esetén, melynek frekvenciája teljesíti az

$$f = \frac{k}{lT_z} = \frac{k}{l} f_z, \quad \text{ahol } k = 1, 2, \dots$$

egyenlőséget, ahol  $f_z$  a hálózati zavaró jel frekvenciája.

### Töltéskiegyenlítéses A/D átalakító

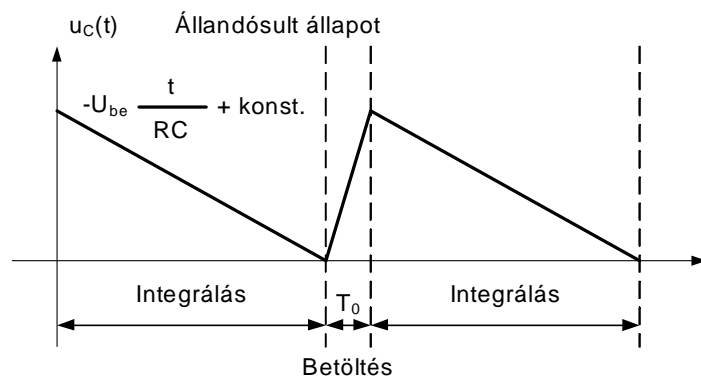
A töltéskiegyenlítéses A/D átalakító kapcsolási rajza a 16.12 ábrán látható.



16.12 ábra. A töltéskiegyenlítéses A/D átalakító kapcsolási rajza.

A kapcsolási elrendezésben átalakítás előtt a  $K_1$  kapcsoló zárt állapotban van, tehát a  $C$  kondenzátor feszültsége nulla értékű, az  $u_C(t)$  feszültség a 0 értéket veszi fel. Az átalakítás során a  $K_1$  kapcsoló folyamatosan nyitott állapotban marad, és az áramkör a tranziensek lejátszódása után a következő lépéseket hajtja végre. Egy működési részperiódus kezdetén az  $u_C(t)$  feszültség pozitív értékű, a nullkomparátor kimenetén logikai 1 jelenik meg, és az  $U_{be}$  feszültség az  $R$  ellenálláson keresztül a  $C$  értékű kondenzátort  $-U_{be}/R$  nagyságú árammal folyamatosan kisüti. Ha az  $u_C(t)$  feszültség eléri a nulla értéket, akkor a nullkomparátor kimenete állapotot vált, aminek hatására a vezérlő logika az órajel következő periódusidejére a  $K_2$  alternáló kapcsoló segítségével az  $I_{ref}$  referencia áramot  $T_0$  időre az integrátor negatív bemenetére (virtuális földpontjára) kapcsolja. Ez azt jelenti, hogy ezalatt a kondenzátorra pontosan  $Q_0 = I_{ref}T_0$  töltés jut, amely az integrátor kimenetén pozitív irányú feszültségváltozást hoz létre. Az átalakítás kezdetén a start/stop jel hatására a vezérlő logika a bináris számlálót nullázza (a reset jel segítségével), és az átalakítás során a bináris számláló a  $K_2$  kapcsolót vezérlő órajeleket  $N_i T_0$  konverziós ideig számlálja.

Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye a 16.13 ábrán látható.



16.13 ábra. Az  $u_C(t)$  feszültség időfüggvénye.

Állandósult állapotban a teljes konverziós idő alatt a kondenzátorra

$$Q_{out} = mQ_0 = mI_{ref}T_0$$

pozitív és

$$Q_{in} = \frac{U_{be}}{R} N_i T_0$$

negatív töltés jut, ahol  $m$  az  $N_i T_0$  idő alatt a  $K_2$  kapcsolót vezérlő órajelek száma. A rendszer

működése biztosítja, hogy a kondenzátorba befolyó töltés eredő értéke egy kvantálási lépcsőn belül nulla értékű, azaz

$$Q_{out} \simeq Q_{in},$$

ezért a számlálás eredményét az

$$m = \text{int} \left\{ \frac{U_{be}}{R} N_t T_0 \frac{1}{I_{ref} T_0} \right\} = \text{int} \left\{ \frac{U_{be}}{R} \frac{N_t}{I_{ref}} \right\}$$

képlet alapján határozhatjuk meg. Ha az  $N_t$ -t  $2^N$ -re választjuk, akkor

$$m = \text{int} \left\{ 2^N \frac{U_{be}}{R I_{ref}} \right\},$$

amiből

$$U_{FS} = R I_{ref}.$$

Megjegyzendő, hogy az ideális A/D konverter karakterisztikájában szereplő  $1/2 U_m$ -es eltolás (lásd a 16.2 ábrát) a reset és a start jelek, illetve az órajel szinkronizálásával itt is megvalósítható.

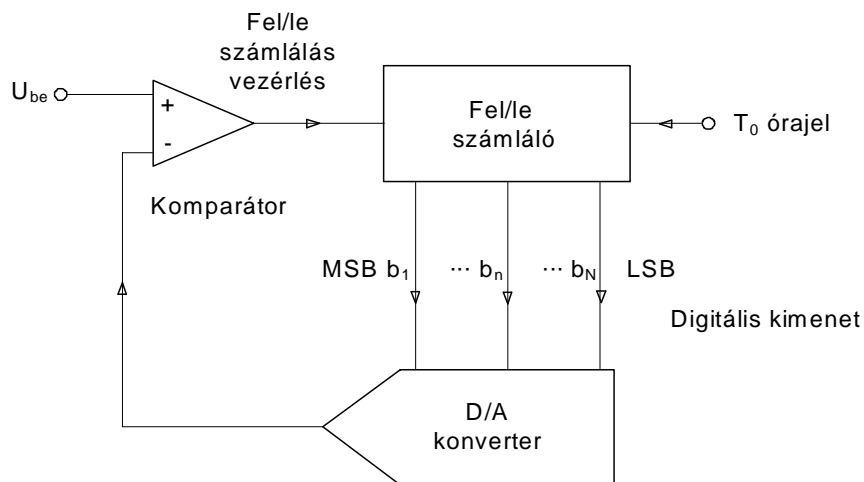
A megoldás előnye, hogy az átalakító pontossága sem a  $T_0$  periódusú órajel, sem a  $C$  abszolút pontosságától, sem pedig a nullkomparátor offset feszültségétől nem függ. A pontosságot az  $U_{ref}$  és az  $R$  értéke mellett csak másodlagos hatások (a kapcsolók hibája, az integrátor pontossága) határozzák meg.

Összefoglalva: az integráló típusú A/D konverterek hibaforrásai és jellemzői a következők:

- Lehetséges hibaforrások:
  - Offset feszültségek,
  - Az integrátorok nemlinearitása (veszteséges integrálás),
  - A komparátorok késleltetési ideje ( $t_{pd}$ ),
  - A referenciák abszolút pontossága ( $U_{ref}$ ,  $I_{ref}$ ,  $R$ ,  $C$ ,  $T_0$ ).
- Jellemzők:
  - Lassú konverziós idő,
  - Nincs elveszett kód,
  - Nagy linearitás,
  - Nagy felbontás
  - Zavarelnyomási képesség.
  - Illeszkedés a MOS technológiához.

### Digitális lépcsős (ramp) A/D átalakítók

A digitális lépcsős (ramp) A/D átalakítók felépítése a 16.14 ábrán látható.



16.14 ábra. A digitális lépcsős (ramp) A/D átalakítók felépítése.

A digitális lépcsős A/D átalakító egy komparátorból, egy D/A átalakítóból és egy fel/le

számlálóból áll. A fel/le számláló a  $T_0$  órajel periódusait számolja. Az  $iT_0$  időpontban, az  $i$ -dik lépésben a D/A konverter a fel/le számláló kimenetén lévő aktuális  $b_1^{(i)}, b_2^{(i)}, \dots, b_N^{(i)}$  bináris kódolt szám alapján a kimenetén előállítja az

$$U_{D/A} = D_i U_{FS} = \frac{m_i}{2^N} U_{FS} = \frac{U_{FS}}{2^N} (b_1^{(i)} 2^{N-1} + b_2^{(i)} 2^{N-2} + \dots + b_N^{(i)})$$

jelet. A komparátor ezt a jelet összehasonlítja az  $U_{be}$  bemeneti jellel, és a számláló az összehasonlítás eredményétől függően az  $i + 1$ -dik lépésben előállítja a  $b_1^{(i+1)}, b_2^{(i+1)}, \dots, b_N^{(i+1)}$  binárisan kódolt jeleket. A számláló működése alapján digitális lépcsős A/D átalakítónak két típusát különböztetjük meg:

- Számláló típusú A/D átalakító, ahol az  $iT_0$  időpontban, az átalakítás  $i$ -dik lépésében a következő algoritmust valósítjuk meg:

$$m_{i+1} = \begin{cases} m_i + 1, & \text{ha } U_{be} > D_i U_{FS} = \frac{m_i}{2^N} U_{FS} \\ m_i, & \text{ha } U_{be} < D_i U_{FS} = \frac{m_i}{2^N} U_{FS} \end{cases},$$

ahol  $m_i$  a fel/le számláló kimenetén lévő aktuális binárisan kódolt szám, és

$$D_i = \frac{m_i}{2^N}.$$

Ebben az esetben a számlálás a start jel (reset) után indul, és a számláló addig számol felfelé, amíg a D/A konverter kimenetén a bemeneti feszültségnél nagyobb jel nem jelenik meg.

Azután a számlálás befejeződik, és az átalakítás eredménye a számláló aktuális kimenetével lesz egyenlő. Mindez azt jelenti, hogy az A/D konverter megszámlálja azt, hogy a bemeneti jelben az

$$U_m = \frac{U_{FS}}{2^N}$$

elemi feszültség lépés hányszor van meg.

- A követő vagy szervo típusú A/D átalakító, ahol az  $iT_0$  időpontban, az átalakítás  $i$ -dik lépésében a következő algoritmust valósítjuk meg:

$$m_{i+1} = \begin{cases} m_i + 1, & \text{ha } U_{be} > D_i U_{FS} = \frac{m_i}{2^N} U_{FS} \\ m_i - 1, & \text{ha } U_{be} < D_i U_{FS} = \frac{m_i}{2^N} U_{FS} \end{cases},$$

ahol  $m_i$  a fel/le számláló kimenetén lévő aktuális binárisan kódolt szám, és

$$D_i = \frac{m_i}{2^N}.$$

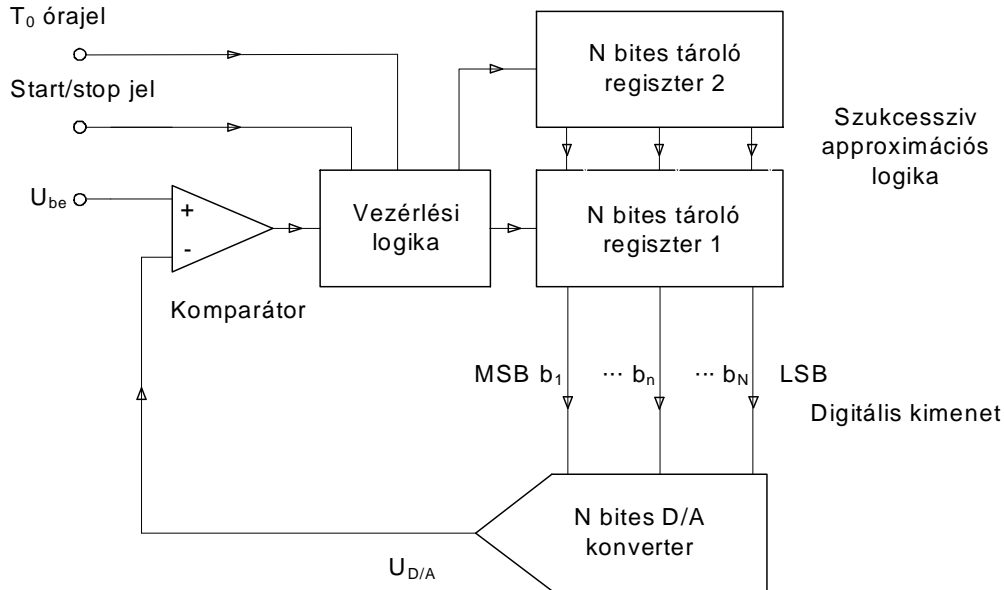
Ez azt eredményezi, hogy az A/D konverter "követi" a bemenő jel változásait, és a követés maximális sebessége az

$$\frac{U_{FS}}{2^N T_0} = \frac{U_m}{T_0}$$

értékből határozható meg, mivel a számláló kimenetén megjelenő binárisan kódolt szám értéke  $T_0$  idő alatt csak eggyel nő vagy csökken.

### Szukcesszív approximációs A/D átalakítók

A szukcesszív approximációs A/D átalakítók általános kapcsolási elrendezése a 16.15 ábrán látható.



16.15 ábra. A szukcesszív approximációs A/D átalakítók általános kapcsolási elrendezése.

A szukcesszív approximációs A/D átalakító egy komparátorból, egy D/A átalakítóból és egy vezérlő logikából áll. A szukcesszív approximációs logika a  $T_0$  órajel periódusai szerinti lépésekben működik. A D/A konverter az 1-es regiszter kimenetén lévő aktuális  $b_1, b_2, \dots, b_N$  bináris kódolt szám alapján a kimenetén előállítja az

$$U_{D/A} = \frac{U_{FS}}{2^N} (b_1 2^{N-1} + b_2 2^{N-2} + \dots + b_N)$$

jelet. A komparátor ezt a jelet összehasonlítja az  $U_{be}$  bemeneti jellel, és a vezérlési logika az összehasonlítás eredményétől függően az  $i + 1$ -dik lépésben módosítja az 1-es regiszter kimenetén lévő binárisan kódolt jeleket. A módosított jeleket a rendszer a 2-es regiszterben tárolja.

Az  $iT_0$  időpontig, az  $i$ -dik lépésig a szukcesszív approximációs logika már előállította a  $b_1, b_2, \dots, b_i$  biteket, a  $b_{i+1}, b_{i+2}, \dots, b_N$  bitek értékét pedig logikai 0-ra állította be. Ezek a jelek a 2-es regiszterben találhatóak. Az  $i$ -dik lépésben a szukcesszív approximációs logika a  $b_{i+1}$  bitet állítja elő az alábbi módszerrel. Először az 1-es regiszterbe betölti a  $b_1, b_2, \dots, b_i$  biteket, és a  $b_{i+1}$  bitet logikai 1 értékre állítja. Ekkor a D/A konvertert az

$$b_1, b_2, \dots, b_i, 1, 0, \dots, 0$$

binárisan kódolt szám vezérli. Ennek alapján a D/A konverter kimenetén az

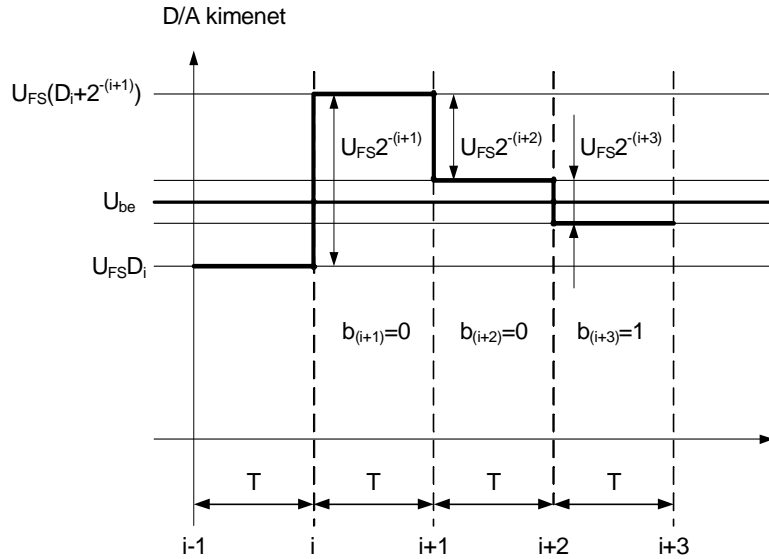
$$U_{D/A}^{(i)} = U_{FS} (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_i 2^{-i} + 2^{-i-1})$$

jelenik meg. A komparátor ezt a feszültséget összehasonlítja az  $U_{be}$  bemeneti jellel, és ennek alapján az  $b_{i+1}$  bitre az alábbi döntést hozza:

$$b_{i+1} = \begin{cases} 1, & \text{ha } U_{be} > U_{D/A}^{(i)} \\ 0, & \text{ha } U_{be} < U_{D/A}^{(i)} \end{cases},$$

és ezt a jelet a 2-es regiszterben tárolja.

A szukcesszív approximációs A/D átalakító működését legjobban a D/A konverter kimenetén lévő jel időfüggvényével lehet illusztrálni (lásd a 16.16 ábrát).



16.16 ábra. A szukcesszív approximációs A/D átalakító működésének illusztrálása.

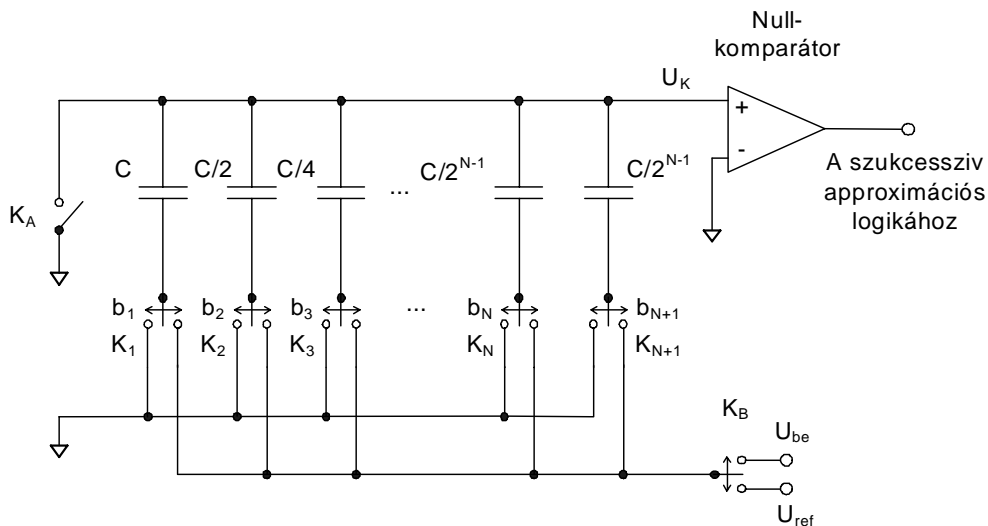
Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a szukcesszív approximációs A/D átalakítóban az  $i$ -dik lépésben a D/A konverter kimenetén lévő  $U_{FS}D_i$  jelhez (ha ez a jel kisebb, mint az  $U_{be}$  bemeneti jel) hozzáadunk egy  $U_{FS}2^{-(i+1)}$  nagyságú jelet, és az így létrejött  $U_{FS}(D_i + 2^{-(i+1)})$  jelet összehasonlítjuk az  $U_{be}$  bemeneti jellel. Ha az  $U_{FS}(D_i + 2^{-(i+1)}) > U_{be}$ , akkor a  $b_{i+1}$ -t 0-ra, ha nem, akkor 1-re választjuk. A konverter tehát a bemeneti jel értékét intervallum felezéssel közelíti meg, ami azt jelenti, hogy a konverzióhoz összesen annyi lépésre van szükség, amennyi a bitek száma ( $N$ ).

A szukcesszív approximációs A/D átalakító legfontosabb előnye a nagy átalakítási sebesség ( $N$  bit előállításához  $NT_0$  időre van szükség). A konverter pontosságát, gyorsaságát és a felbontást az alkalmazott D/A konverter paraméterei határozzák meg.

A szukcesszív approximációs A/D átalakító néhány típusát az alábbiakban ismertetjük.

#### Töltés újrendezés elvén működő A/D átalakító

A töltés újrendezés elvén működő A/D átalakító kapcsolási rajza a 16.17 ábrán látható.



16.17 ábra. A töltés újrendezés elvén működő A/D átalakító kapcsolási rajza.

A kapcsolási elrendezés binárisan súlyozott kapacitásokkal felépített D/A konvertert használ a szukcesszív approximációs elv megvalósítására. Ez jól illeszkedik a MOS technológiához, ezért integrált áramkörti kivitelben jól realizálható. A konverzió során az áramkör az alábbi lépéseket hajtja végre:

- 1. lépés:

A  $K_A$  kapcsoló zárt állapotban van, a  $K_B$  és a  $K_1, K_2, \dots, K_N, K_{N+1}$  alternáló kapcsolók pedig az  $U_{be}$  bemeneti feszültségre vannak kapcsolva. A komparátor pozitív bemenetén lévő  $U_K$  feszültség nulla értékű. Ekkor az összes kondenzátoron  $U_{be}$  feszültség van, azaz a kondenzátorokon tárolt összes töltés a

$$Q_x = U_{be} \left( C + \frac{C}{2} + \frac{C}{2^2} + \dots + \frac{C}{2^{N-1}} + \frac{C}{2^{N-1}} \right) = 2CU_{be}$$

kifejezéssel adható meg. A konverzió során ezt a töltésmennyiséget a rendszer megtartja, és az egyes bitek értékeit ennek a töltésmennyiségnek az újrendezésével határozza meg.

- 2. lépés:

A  $K_A$  kapcsoló nyitott állapotban van, a  $K_B$  alternáló kapcsoló az  $U_{ref}$  feszültségre, a  $K_1, K_2, \dots, K_N, K_{N+1}$  alternáló kapcsolók pedig a földre vannak kapcsolva. Ekkor a komparátor pozitív bemenetén lévő  $U_K$  feszültség az

$$U_K = -U_{be}$$

értéket veszi fel. Ennek az az oka, hogy a kondenzátorokon megmarad az eredeti  $U_{be}$  feszültség, de a kondenzátorok alsó végét most földre kepcstük, így a komparátor bemenetére  $-U_{be}$  feszültség jut.

- 3. lépés:

A  $K_A$  kapcsoló nyitott állapotban van, a  $K_B$  és  $K_1$  alternáló kapcsolók az  $U_{ref}$  feszültségre, a  $K_2, \dots, K_N, K_{N+1}$  alternáló kapcsolók pedig a földre vannak kapcsolva. Ekkor a komparátor pozitív bemenetén lévő  $U_K$  feszültség az

$$U_K = \frac{U_{ref}}{2} - U_{be}$$

értéket veszi fel. Ennek az az oka, hogy a kondenzátorokon eredetileg meglévő  $-U_{be}$  feszültséghez hozzáadódik az  $U_{ref}$  feszültség leosztott értéke. A kapacitív osztás a

$$\frac{C}{2} + \frac{C}{2^2} + \dots + \frac{C}{2^{N-1}} + \frac{C}{2^{N-1}} = 2C - C = C$$

és a  $C$  kondenzátorok között jön létre, így az osztás értéke

$$\frac{C}{2C - C + C} = \frac{1}{2}.$$

A szukcesszív approximációs logika a  $b_1$  bit értékét az  $U_K$  feszültség előjele alapján határozza meg, miszerint

$$b_1 = \begin{cases} 1, & \text{ha } U_K < 0 \\ 0, & \text{ha } U_K > 0 \end{cases}.$$

Az  $U_K$  feszültség előjele a komparátor kimenetén mérhető. Ha  $b_1 = 1$ , akkor a  $K_1$  alternáló kapcsoló a továbbiakban az  $U_{ref}$  feszültségen marad, ha  $b_1 = 0$ , akkor a  $K_1$  alternáló kapcsolót visszakapcsoljuk a földre, így a továbbiakban a komparátor pozitív bemenetén lévő  $U_K$  feszültség az

$$U_K = b_1 \frac{U_{ref}}{2} - U_{be}$$

értéket veszi fel.

- 4. lépés:

A  $K_A$  kapcsoló nyitott állapotban van, a  $K_1$  alternáló kapcsoló korábbi állapotát megőrzi, a  $K_B$  és  $K_2$  alternáló kapcsolók az  $U_{ref}$  feszültségre, a  $K_3, \dots, K_N, K_{N+1}$  alternáló kapcsolók pedig a földre vannak kapcsolva. Ekkor a komparátor pozitív bemenetén lévő  $U_K$  feszültség az

$$U_K = b_1 \frac{U_{ref}}{2} + \frac{U_{ref}}{2^2} - U_{be}$$

értéket veszi fel. Ennek az az oka, hogy a kondenzátorokon eredetileg meglévő  $b_1 \frac{U_{ref}}{2} - U_{be}$



feszültséghez hozzáadódik az  $U_{ref}$  feszültség leosztott értéke. A kapacitív osztás a

$$C + \frac{C}{2^2} + \dots + \frac{C}{2^{N-1}} + \frac{C}{2^{N-1}} = 2C - \frac{C}{2}$$

és a  $C/2$  kondenzátorok között jön létre, így az osztás értéke

$$\frac{\frac{C}{2}}{2C - \frac{C}{2} + \frac{C}{2}} = \frac{1}{2^2}$$

A szukcesszív approximációs logika a  $b_2$  bit értékét az  $U_K$  feszültség előjele alapján határozza meg, miszerint

$$b_2 = \begin{cases} 1, & \text{ha } U_K < 0 \\ 0, & \text{ha } U_K > 0 \end{cases}$$

Az  $U_K$  feszültség előjele a komparátor kimenetén mérhető. Ha  $b_2 = 1$ , akkor a  $K_2$  alternáló kapcsoló a továbbiakban az  $U_{ref}$  feszültségen marad, ha  $b_2 = 0$ , akkor a  $K_2$  alternáló kapcsolót visszakapcsoljuk a földre, így a továbbiakban a komparátor pozitív bemenetén lévő  $U_K$  feszültség az

$$U_K = b_1 \frac{U_{ref}}{2} + b_2 \frac{U_{ref}}{2^2} - U_{be}$$

értéket veszi fel.

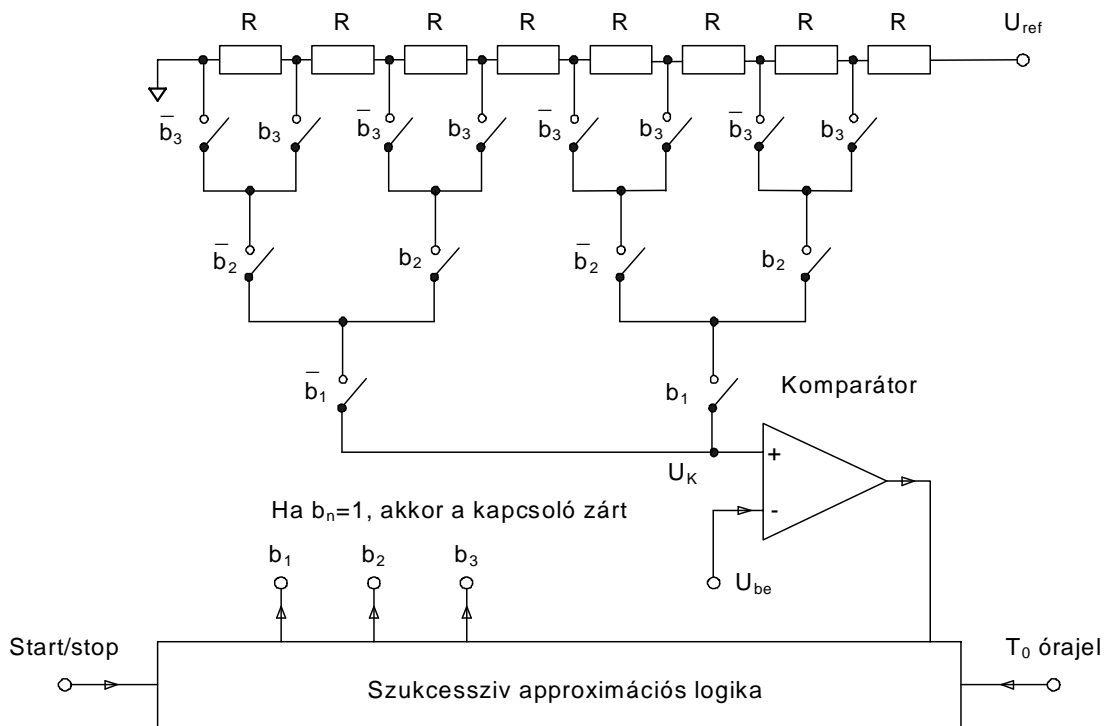
- Tovább lépések:

A fenti eljárást folytatva az összes kimeneti bit értéke meghatározható. A kifejezésekből nyilvánvaló, hogy az  $U_{be}$  feszültség maximálisan  $U_{ref}$  értékű lehet, amiből  $U_{FS} = U_{ref}$ .

A megoldás előnye, hogy illeszkedik a MOS technológiához, minden kapacitás alsó érintkezője kis impedanciájú pontra kapcsolódik és, hogy a komparátor bemenetén lévő parazita kapacitások töltése a konverziós folyamat elején és végén közel azonos (egy LSB-n belül), ezért a rendszer ezekre a kapacitásokra nem érzékeny. A megoldással tipikusan 8-10 bites átalakítók valósíthatók meg.

#### Potenciométer típusú A/D átalakító

A potenciométer típusú A/D átalakító általános kapcsolási elrendezése a 16.18 ábrán látható.



16.18 ábra. A potenciométer típusú A/D átalakító általános kapcsolási elrendezése.

A potenciométer típusú A/D átalakítók működésének alapja egy azonos ellenállásokból álló ellenállásosztó, amely az  $U_{ref}$  referencia feszültséget egyenletes

$$U_m = \frac{U_{ref}}{2^N}$$

lépésekben leosztja. A kapcsolásban  $2^N$  azonos ellenállás és  $2^{N+1} - 2$  kapcsoló van. Az ábrán  $\bar{b}_i$  a  $b_i$  inverze. Ha  $b_i = 1$ , akkor a hozzá tartozó kapcsoló zárt, ha  $b_i = 0$ , akkor nyitott állapotba kerül.

A szukcesszív approximációs logika az alábbi lépéseket valósítja meg:

- 1. lépés:

A  $b_1$  értékét 1-re, a  $b_2, b_3, \dots, b_N$  értékét 0-ra állítja. Ekkor a komparátor pozitív bemenetén az

$$U_K = \frac{U_{ref}}{2}$$

jel jelenik meg. A komparátor ezt a jelet összehasonlítja az  $U_{be}$  bemeneti jellel, és az eredmény alapján szukcesszív approximációs logika az alábbi döntést hozza:

$$b_1 = \begin{cases} 1, & \text{ha } U_K < U_{be} \\ 0, & \text{ha } U_K > U_{be} \end{cases}.$$

Ezután a  $b_1$  megtartja ezt az értéket.

- 2. lépés:

A  $b_1$  a korábbi értéket veszi fel, a logika a  $b_2$  értékét 1-re, a  $b_3, \dots, b_N$  értékét 0-ra állítja. Ekkor a komparátor pozitív bemenetén az

$$U_K = b_1 \frac{U_{ref}}{2} + \frac{U_{ref}}{2^2}$$

jel jelenik meg. A komparátor ezt a jelet összehasonlítja az  $U_{be}$  bemeneti jellel, és az eredmény alapján a szukcesszív approximációs logika az alábbi döntést hozza:

$$b_2 = \begin{cases} 1, & \text{ha } U_K < U_{be} \\ 0, & \text{ha } U_K > U_{be} \end{cases}.$$

Ezután a  $b_2$  megtartja ezt az értéket.

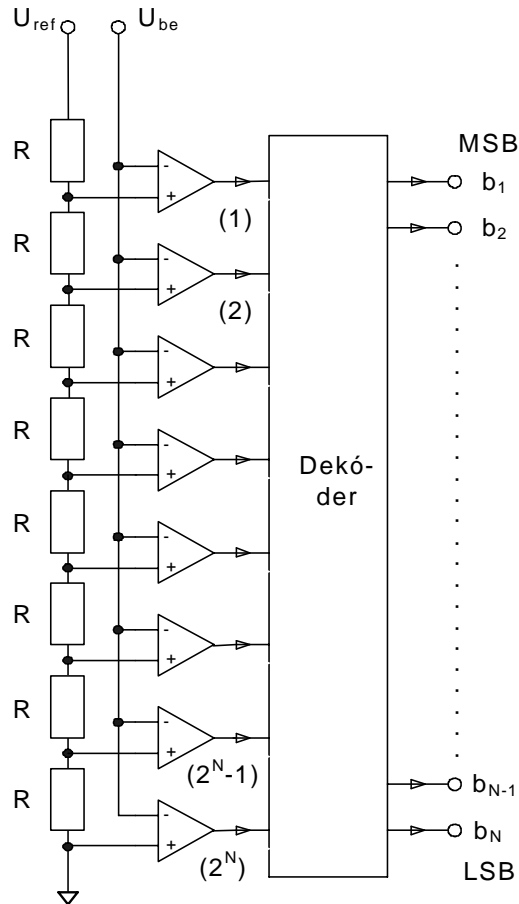
- Tovább lépések:

A fenti eljárást folytatva az összes bemeneti bit értéke meghatározható. A kifejezésekből nyilvánvaló, hogy az  $U_{be}$  feszültség maximálisan  $U_{ref}$  értékű lehet, amiből  $U_{FS} = U_{ref}$ .

A megoldás előnye az egyszerű felépítés, hátránya az elemek (ellenállások és kapcsolók) nagy száma.

### Párhuzamos A/D átalakító

A párhuzamos A/D átalakító kapcsolási rajza a 16.19 ábrán látható.



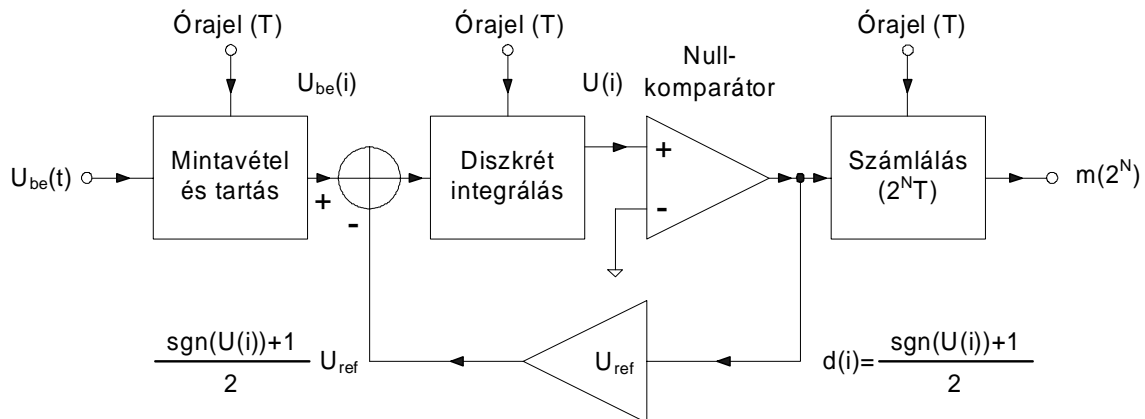
16.22 ábra. A párhuzamos A/D átalakító kapcsolási rajza.

Az A/D átalakítók sebessége úgy növelhető, hogy a bemeneti jelet közvetlenül hasonlítjuk össze a referencia feszültség leosztott értékével, és ehhez egyedi komparátorokat használunk. A 16.19 ábrán látható kapcsolási elrendezésben az  $U_{ref}$  referencia feszültséget egy azonos,  $R$  értékű ellenállásokból álló osztó leosztja, és a leosztott feszültségeket egyedi komparátorok hasonlítják össze a bemeneti feszültséggel.

A kapcsolat előnye a nagy sebesség, hátránya viszont az, hogy például egy 8 bites A/D átalakítóhoz 256 ellenállásra és 256 komparátorra van szükség, ezen kívül a dekódolást egy 256 bemenetű és 8 bites kimenetű logikai áramkör végzi el.

#### A számláló típusú delta-sigma A/D átalakító

A számláló típusú delta-sigma A/D átalakító felépítése a 16.20 ábrán látható.



16.20 ábra. A számláló típusú delta-sigma A/D átalakító felépítése.

A kapcsolási elrendezés működése lényegében megegyezik a töltéskiegyenlítéses A/D átalakító

működésével (lásd a 16.12 ábrát). A különbség alapvetően az, hogy itt az áramkör a bemeneti jel diszkrét idejű mintáit kezeli, és ezért az elrendezés digitális jelfeldolgozó rendszernek is tekinthető.

A rendszerben a mintavevő-tartó áramkör  $T$  időnként mintát vesz az  $0 \leq U_{be}(t) \leq U_{ref}$  bemeneti időfüggvényből, és előállítja az  $U_{be}(i) = U_{be}(iT)$  diszkrét jelsorozatot. A kivonó áramkör ebből a sorozatból kivonja a diszkrét integrátor kimenetén megjelenő  $U(i)$  előjelétől függő  $d(i)U_{ref}$  jelet, ahol

$$d(i) = \frac{\text{sgn}(U(i)) + 1}{2} \in \{0, 1\}$$

a nullkomparátor kimenetén jelenik meg, és ezt a különbséget a diszkrét integrátor integrálja.

A rendszer kimenetén lévő számláló a  $d(i)$  sorozatot  $2^N T$  ideig számlálja, és a számlálási periódus végén előállítja az

$$m(2^N) = \sum_{j=0}^{2^N-1} d(j)$$

kimeneti számot.

Az  $m(2^N)$  értékét az alábbi megfontolással lehet becsülni:

- A diszkrét idejű integrátor kimenetén az  $i$ -dik időrésben az

$$U(i) = \sum_{j=0}^{i-1} U_{be}(j) - U_{ref} \sum_{j=0}^{i-1} d(j)$$

jel jelenik meg, azaz az integrátor elrendezés működése az

$$U(i) = U(i-1) + U_{be}(i-1) - U_{ref} d(i-1)$$

rekurzív egyenlettel írható le. Ebből világosan látszik, hogy

$$|U(1)| = |U_{be}(0)| \leq U_{ref}, \quad U(0) = 0, \quad \text{sgn}(U(0)) = -1$$

mivel  $0 \leq U_{be}(0) < U_{ref}$ , így biztosan igaz, hogy

$$|U(i)| \leq U_{ref},$$

mivel

$$U(i) = \begin{cases} U(i-1) + U_{be}(i-1) - U_{ref} & \text{ha } \text{sgn}(U(i-1)) = 1 \\ U(i-1) + U_{be}(i-1) & \text{ha } \text{sgn}(U(i-1)) = -1 \end{cases}.$$

- Ennek alapján a számlálási periódus végén az integrátor kimenetén az

$$U(2^N) = \sum_{j=0}^{2^N-1} U_{be}(j) - U_{ref} \sum_{j=0}^{2^N-1} d(j), \quad |U(2^N)| \leq U_{ref},$$

értéket kapjuk, amiből átalakítások után az

$$\left| \frac{1}{2^N} \sum_{j=0}^{2^N-1} \frac{U_{be}(j)}{U_{ref}} - \frac{1}{2^N} \sum_{j=0}^{2^N-1} d(j) \right| = \left| \frac{\overline{U_{be}}}{U_{ref}} - \frac{m(2^N)}{2^N} \right| \leq \frac{1}{2^N}$$

kifejezéshez jutunk, ahol  $\overline{U_{be}}$  a bemeneti feszültség átlagos értéke,  $m(2^N)$  pedig a számlálási periódus végén a számláló kimentén megjelenő binárisan kódolt szám. Ebből

$$-\frac{U_{ref}}{2^N} = -U_m \leq \overline{U_{be}} - \frac{U_{ref}}{2^N} m(2^N) \leq U_m = \frac{U_{ref}}{2^N},$$

vagyis az

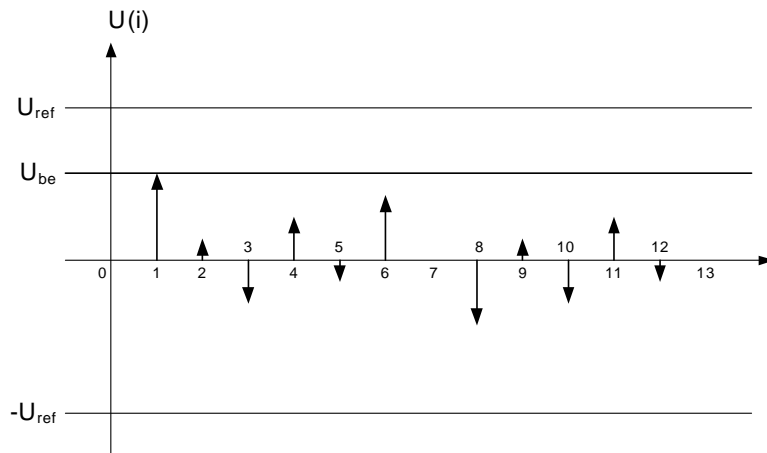
$$\frac{U_{ref}}{2^N} m(2^N)$$

érték a bemeneti jel átlagát

$$\pm \frac{U_{ref}}{2^N}$$

pontossággal közelíti.

Az integrátor kimenetén mérhető  $U(i)$  jel időfüggvénye a 16.21 ábrán látható.



16.21 ábra. Az  $U(i)$  jel időfüggvénye.

A 16.21 ábra példájában a bemeneti feszültség  $U_{be} = 4$  egység, a referencia feszültség  $U_{ref} = 7$  egység, és a számlálási periódusok száma 13 (a példában nem kettő hatványa). Az  $m = 7$  (mivel a 0-dik helyen a nullát negatív, 7-dik helyen pozitív előjelűnek tekintettük), így

$$\frac{7}{13} - \frac{1}{13} = 0,4615 < \frac{4}{7} = 0,5714 < \frac{7}{13} + \frac{1}{13} = 0,6153,$$

ami a korábbi megállapításokat alátámasztja.

Összefoglalva a számláló típusú delta-sigma A/D konverterek jellemzői a következők:

- Működése hasonlít a töltéskiegyenlítéses A/D átalakítóéhoz,
- Működése lassú (az átalakítás ideje  $2^N T$ ),
- A duál-slope A/D átalakítóhoz hasonlóan képes a periodikus zavaró jelek elnyomására.

## A digitális elektronikus áramkörök alapjai

### A digitális alapáramkörök jellemző paraméterei

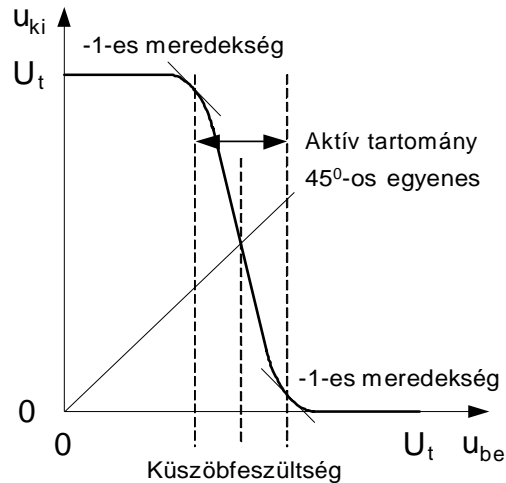
Az integrált áramkörök már a kezdetekben is két csoportba voltak sorolhatók: digitális és analóg áramkörökről beszélhetünk. Az analóg áramkörökben a jelek értékészlete folytonos, míg a digitális áramkörökben diszkrét. Bináris digitális áramkörökben a jeleknek két állapota van, logikai magas (pozitív logikában logikai "1") és logikai alacsony (pozitív logikában logikai "0") szint.

A logikai áramkörök alapeleme a logikai inverter, amely a kimenetén a bemeneti logikai állapot inverzét állítja elő, azaz megvalósítja az

$$u_{ki} \simeq 0 \quad \text{ha} \quad u_{be} \simeq U_t$$

$$u_{ki} \simeq U_t \quad \text{ha} \quad u_{be} \simeq 0$$

funkciót, ahol  $\simeq 0$  a logikai alacsony szint (pozitív logikában logikai "0"), és  $\simeq U_t$  a logikai magas szint (pozitív logikában logikai "1"). Az alapinverter úgynevezett transzfer karakterisztikája megadja az inverter kimeneti feszültségét a bemeneti feszültség függvényében (lásd 17.1 ábra).

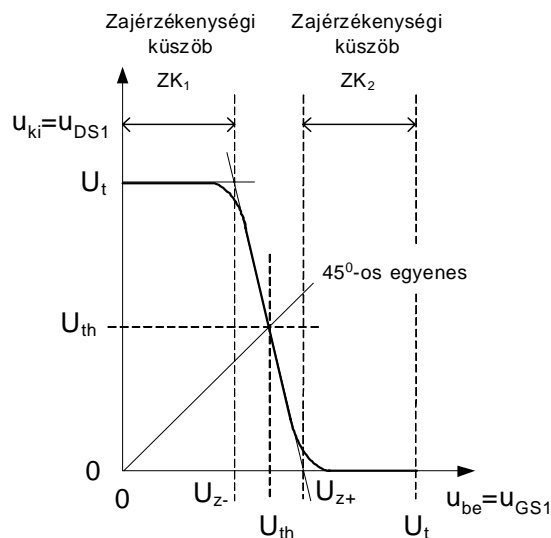


17.1 ábra. A logikai inverter transzfer karakterisztikája.

A logikai inverter jellemzője, hogy a bemeneti feszültség növelésével a kimeneti feszültség monoton csökken (a fokozat fázist fordít). Az ábrán jól látható, hogy a fokozat negatív értékű kisjelű erősítése kis bemeneti feszültségnél nulla, majd a bemeneti feszültség növelésével először növekszik, majd ismét nullára csökken.

A logikai inverter fő jellemzője a **küszöbfeszültség (komparálási feszültség,  $U_{th}$ )**, ami azt a bemeneti feszültséget jelenti, melyhez azonos kimeneti feszültség tartozik. Ez az ábrán a transzfer karakterisztika és a  $45^\circ$ -os egyenes metszéspontjánál található. A logikai inverter **aktív tartományát** a két  $-1$ -es meredekségű pont határolja.

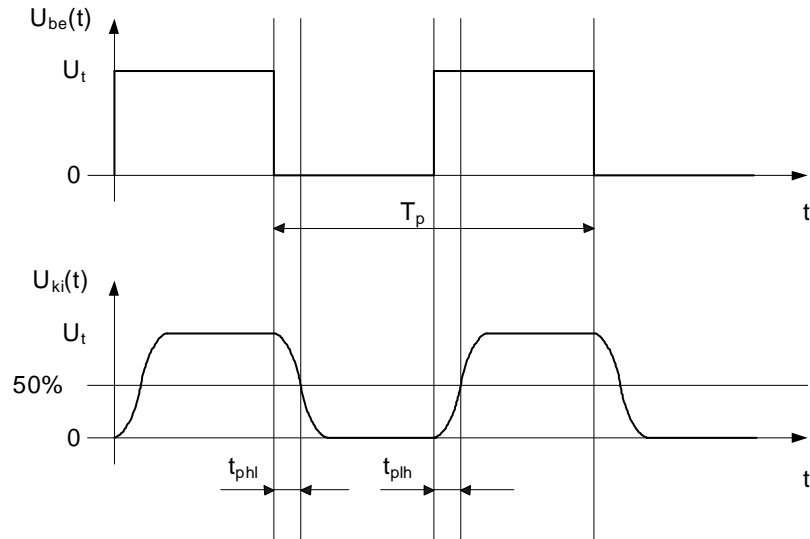
A logikai inverter úgynevezett **zajérzékenységi küszöbeit** az 17.2 ábra szemlélteti.



17.2 ábra. A logikai inverter zajérzékenységi tartománya.

Ez a fogalom azt a zavaró feszültség szintet jelenti, amely elegendő arra, hogy az inverter kimeneti feszültsége hasznos bemeneti jel nélkül logikai állapotot váltson. Ha logikai "1" kimeneti állapotban a logikai inverter bemenetére éppen  $ZK_1 = U_{z-}$  jel érkezik, akkor az inverter eléri az állapotváltás határát. Hasonlóan, ha logikai "0" kimeneti állapotban a logikai inverter bemenetére éppen  $ZK_2 = -(U_t - U_{z+})$  jel érkezik, akkor az inverter szintén eléri az állapotváltás határát.

Az inverter működésének másik fontos jellemzője a **terjedési idő**. A terjedési idő fogalmát a 17.3 ábrán illusztráltuk.



17.3 ábra. A terjedési idő fogalmának illusztrálása.

Az ábra alapján a terjedési idő az a késleltetési idő, amely a bemeneti jel változása és a kimeneti jel 50%-os értékének elérése között telik el. Az ábrán  $T_p$  a bemeneti jel periódusideje,  $t_{phl}$  a terjedési idő az "1"->"0" átmenet,  $t_{plh}$  a terjedési idő a "0"->"1" átmenet esetén.

## A legfontosabb logikai áramkörcsalád, a CMOS rendszer ismertetése

A kezdeti integrált áramkörök az n-p-n típusú bipoláris tranzisztorokra épültek, mivel egyetlen technológiával ezeket lehetett a legegyszerűbben elhelyezni a szilícium lapkán. Ez jellemezte a digitális és analóg áramkörök korai időszakát is.

A digitális áramkörök területén már a korai fejlesztések során arra törekedtek, hogy lehetőleg sokféle összetett logikai funkciót valósítsanak meg azonos „családhoz” tartozó és egymáshoz illeszkedő áramköri elemekkel. Ennek a koncepciónak az első sikeres változata az úgynevezett TTL (Tranzisztor Tranzisztor Logika) logikai család volt, melyet az RTL (Ellenállás Tranzisztor Logika) és a DTL (Dióda Tranzisztor Logika) nevű családok kevésbé ígéretes kísérletei után fejlesztettek ki. A viszonylag összetett, négy bipoláris n-p-n tranzisztorból, négy-öt ellenállásból és egy diódából felépített alapinverter (logikai tagadást megvalósító elem) és hozzá hasonló szerkezetű egyéb TTL kapuk és elemek a digitális logikai rendszerek alapvető építőelemeivé váltak. A TTL eszközök és ezek különböző változatai (kis teljesítményű TTL, nagy sebességű TTL, Schottky TTL, kis teljesítményű Schottky TTL, továbbfejlesztett kis teljesítményű Schottky TTL, gyors Schottky TTL) közel húsz éven át uralták a digitális logikai áramkörök piacát. Hátrányuk volt a bonyolult szerkezet és a viszonylag nagy teljesítményigény, ami korlátozta az egy félvezető lapkán megvalósítható logikai rendszer komplexitását. Mindezek ellenére a digitális számítógépek kezdeti korszakában a TTL logikai elemek bonyolultságának növekedése határozta meg a fejlődés ütemét. Emellett fontos szerepet játszott a szintén bipoláris tranzisztorokat használó ECL (Emitter Csatolt Logika) család is, amely ugyan nagy teljesítményigényű, de igen nagy sebességű, ezért viszonylag kis bonyolultságú gyors logikai rendszerekben ma is alkalmazható.

A logikai rendszerek fejlődése terén a CMOS (Komplementer Fém Oxid Félvezető) eszközök megjelenése jelentette az igazi áttörést. A technológia fő előnye az, hogy az elemi logikai kapuáramköröknek nincsen statikus áramfelvétele, azaz teljesítményt csak akkor vesznek fel a telepből, ha a logikai állapotok változnak. Ez azt jelenti, hogy az ilyen áramkörök teljesítményfelvétele a működési sebességgel arányosan nő. A CMOS áramkörök megjelenésével indult meg az igazi digitális forradalom. A CMOS technológia robbanásszerűen növelte az integrált áramkörök elemsűrűségét. Megjelentek a mikroprocesszorok és a személyi számítógépek, megindult az a folyamat, amely mára elvezetett ahhoz, hogy egyetlen félvezető lapkán egész

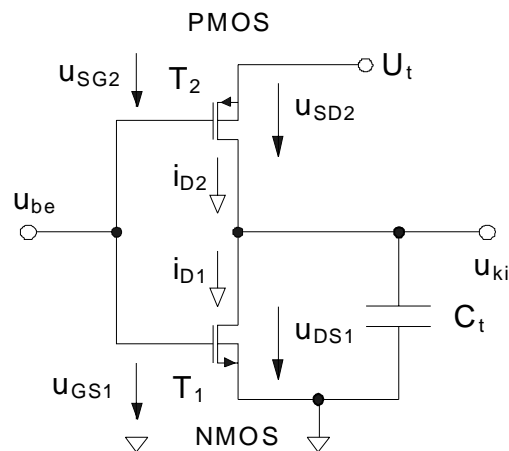
berendezéseket lehet megvalósítani. A változás ütemét a mikroprocesszorok fejlődésével szokták illusztrálni. 1970 környékén az első Intel gyártmányú 4004 jelű mikroprocesszor kevesebb, mint 1000 elemből állt, 1980-ban a híres 8086-os processzorban már közel 10 ezer elemet használtak, 1986-ban a személyi számítógépek akkori alapeleme a 80386-os processzor több, mint 100 ezer elemet tartalmazott, a 90-es évek közepére a Pentium processzorok elérték az egy milliós határt, 2000-ben a Pentium V processzor elemeinek a száma meghaladta a 10 milliót, és ma már az 100 milliós, sőt az egy milliárdos integrálási szint eléréséről beszélnek.

Ebben a logikai családban az elemi invertert egy n-csatornás és egy p-csatornás térvezérlésű tranzisztorral lehet megvalósítani, és az inverter mellett minden logikai funkció egyetlen félvezető lapkán elhelyezhető.

## A CMOS inverter tulajdonságai

### A CMOS inverter felépítése

A CMOS logikai inverter kapcsolási rajza a 17.4 ábrán látható.

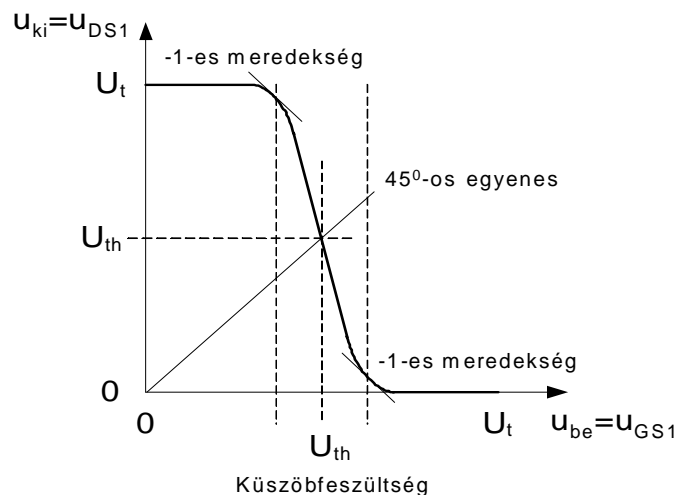


17.4 ábra. A CMOS inverter felépítése.

A kapcsolás a  $T_1$  p-csatornás, és a  $T_2$  n-csatornás MOS FET elemekből épül fel. Az inverter a legegyszerűbb logikai műveletet valósítja meg, a kimeneten a bemenet logikai értékének inverzét állítja elő. Az invertert a kimeneten a  $C_t$  kapacitás terheli, ami a következő fokozatok bemenetén lévő eredő kapacitást helyettesíti.

A kapcsolás működését az alábbiakkal lehet jellemezni:

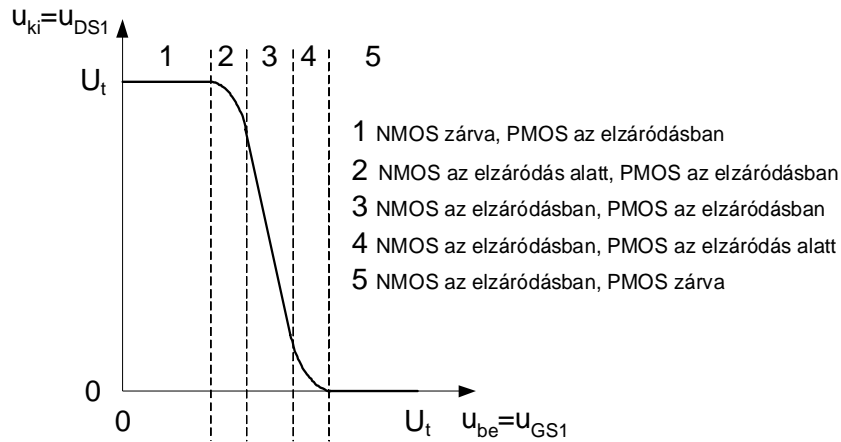
- A  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztor növekményes MOS FET, így  $u_{be} = 0$  feszültségnél a  $T_1$  tranzisztor árama, míg  $u_{be} = U_t$  esetén a  $T_2$  tranzisztor árama nulla értékű,
- Statikus állapotban  $u_{be} = 0$  esetén  $u_{ki} = U_t$ ,  $u_{be} = U_t$  esetén  $u_{ki} = 0$  (lásd a 17.5 ábrát),





17.5 ábra A CMOS inverter transzfer karakterisztikája.

- A 17.6 ábrán az inverter transzfer karakterisztikáján feltüntetjük a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztor aktuális állapotait a bemeneti feszültség függvényében,



17.6 ábra. A  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztor aktuális állapotai a bemeneti feszültség függvényében.

- Az ábra alapján megállapíthatjuk, hogy az 1-es szakaszon a  $T_1$  tranzisztor zárva van ( $u_{be} = u_{GS1} < U_{Pn}$ ), a  $T_2$  tranzisztor pedig az elzáródási tartományban működik ( $u_{DG2} < |U_{Pp}|$ ). A 2-es szakaszon a  $T_1$  tranzisztor az elzáródási tartomány alatt működik ( $u_{be} = u_{GS1} > U_{Pn}$ ,  $u_{GD1} > U_{Pn}$ ), a  $T_2$  tranzisztor pedig az elzáródási tartományban működik ( $u_{DG2} < |U_{Pp}|$ ). A 3-as szakaszon a  $T_1$  tranzisztor az elzáródási tartományban működik ( $u_{GD1} < U_{Pn}$ ), a  $T_2$  tranzisztor szintén az elzáródási tartományban működik ( $u_{DG2} < |U_{Pp}|$ ). A 4-es szakaszon a  $T_1$  tranzisztor az elzáródási tartományban működik ( $u_{GD1} < U_{Pn}$ ), a  $T_2$  tranzisztor pedig az elzáródási tartomány alatt működik ( $U_t - u_{be} = u_{SG2} > |U_{Pp}|$ ,  $u_{DG2} > |U_{Pp}|$ ). Az 5-ös szakaszon a  $T_1$  tranzisztor az elzáródási tartományban működik ( $u_{GD1} < U_{Pn}$ ), a  $T_2$  tranzisztor pedig zárva van ( $U_t - u_{be} = u_{SG2} < |U_{Pp}|$ ).
- Mindez azt jelenti, hogy az inverterben az  $U_t$  telepfeszültség nagyobb kell legyen, mint az  $U_{Pn} + |U_{Pp}|$ , ami miatt statikus állapotban az egyik tranzisztor vezet, a másik pedig le van zárva, azaz a kapu statikusan nem vesz fel áramot. Ugyanakkor a tranziens alatt van egy olyan szakasz, ahol mindkét tranzisztor nyitott állapotban van, ami folyamatosan biztosítja a terhelő kapacitás áttöltéséhez szükséges áramot.

### A CMOS inverter statikus transzfer karakterisztikája

Vizsgáljuk meg ezután a CMOS inverter statikus transzfer karakterisztikáját. A korábbiak alapján az n-csatornás MOS tranzisztor karakterisztikáját az

$$i_{D1} = \begin{cases} K_n [2u_{DS1}(u_{GS1} - U_{Pn}) - u_{DS1}^2] (1 + \kappa_n u_{DS1}) & \text{ha } u_{GS1}, u_{DG1} > U_{Pn} > 0 \\ K_n (u_{GS1} - U_{Pn})^2 (1 + \kappa_n u_{DS1}) & \text{ha } u_{GS1} > U_{Pn}, u_{DG1} < U_{Pn} \end{cases},$$

$$K_n = \frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W_n}{L_n},$$

a p-csatornás MOS tranzisztorét pedig az

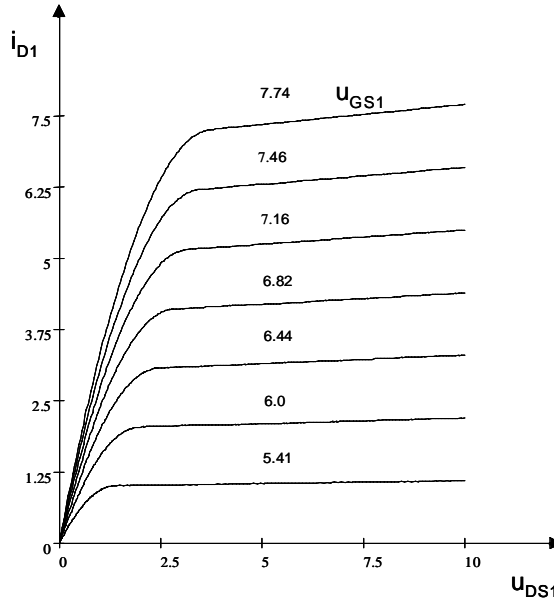
$$i_{D2} = \begin{cases} K_p [2u_{SD2}(u_{SG2} - |U_{Pp}|) - u_{SD2}^2] (1 + \kappa_p u_{SD2}) & \text{ha } u_{SG2}, u_{GD1} > |U_{Pp}| > 0 \\ K_p (u_{SG2} - |U_{Pp}|)^2 (1 + \kappa_p u_{SD2}) & \text{ha } u_{SG2} > |U_{Pp}|, u_{GD2} < |U_{Pn}| \end{cases},$$

$$K_p = \frac{1}{2} \mu_p C_0^* \frac{W_p}{L_p}$$

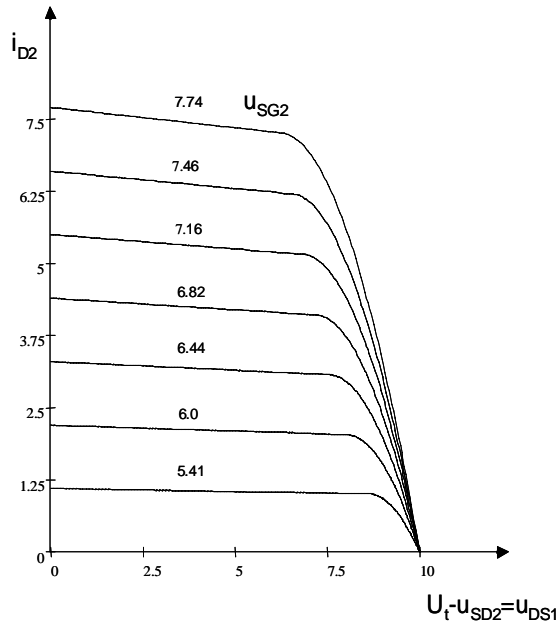
kifejezésekkel írhatjuk le, ahol  $U_{Pn} > 0$  az n-csatornás,  $U_{Pp} < 0$  a p-csatornás betöltéses MOS tranzisztor elzáródási feszültsége,  $K_n$  és  $K_p$  az n- és p-csatornás MOS tranzisztorok jellemző konstansa,  $\mu_n$  és  $\mu_p$  az elektronok és lyukak mozgékonyasága ( $\mu_n \approx 1,6\mu_p$ ),  $C_0^*$  a gate négyzetes

kapacitása (feltételezzük, hogy ez az n- és p-csatornás tranzisztorok esetén azonos),  $W_n$  és  $W_p$  a kétféle tranzisztor csatornájának a szélessége, és  $L_n$  és  $L_p$  a kétféle tranzisztor csatornájának a hossza, és  $\kappa_n$  és  $\kappa_p$  a tranzisztorok kimeneti karakterisztikájára jellemző tényező. A kifejezéseket a 17.4 ábra mérőirányai szerinti előjelekkel adtuk meg.

A kétféle tranzisztor kimeneti karakterisztikája a 17.7 és 17.8 ábrán látható.



17.7 ábra. Az n-csatornás MOS tranzisztor karakterisztikája.



17.8 ábra. A p-csatornás MOS tranzisztor karakterisztikája.

Az ábrákon az eszközök karakterisztikáit az  $U_{Pn} = |U_{Pn}| = 4$  [V],  $\kappa_n = \kappa_p = 0,01$  [ $V^{-1}$ ],  $I_{D001} = I_{D002} = 8$  [mA],  $U_t = 10$  [V] paraméterekkel adtuk meg.

Az inverter statikus karakterisztikáját az

$$i_{D1} = i_{D2},$$

az

$$U_t = u_{GS1} + u_{GS2}$$

és az

$$U_t = u_{DS1} + u_{SD2}$$

egyenlőségek alapján határozhatjuk meg.

Ezeket az összefüggéseket felhasználva az inverter küszöbfeszültsége az

$$K_n(u_{GS1} - U_{Pn})^2(1 + \kappa_n u_{DS1}) = K_p(u_{SG2} - |U_{Pp}|)^2(1 + \kappa_p u_{SD2}), \quad u_{GS1} = u_{DS1}$$

$$K_n(u_{GS1} - U_{Pn})^2(1 + \kappa_n u_{DS1}) = K_p(U_t - u_{GS1} - |U_{Pp}|)^2(1 + \kappa_p(U_t - u_{DS1}))$$

mivel a küszöbfeszültség környezetében mindkét tranzisztor az elzáródás feletti tartományban működik. Feltételezve, hogy  $\kappa_n = \kappa_p \approx 0$ , az egyenlet a

$$K_n(u_{GS1} - U_{Pn})^2 = K_p(U_t - u_{GS1} - |U_{Pp}|)^2$$

formában írható fel, amiből az  $U_{th}$  küszöbfeszültségre az

$$U_{th} = u_{GS1} = \frac{U_{Pn} + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}}(U_t - |U_{Pp}|)}{1 + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}}}$$

érték adódik. A küszöbfeszültség szimmetrikus esetben, ha  $U_{Pn} = -U_{Pp}$  és  $K_p = K_n$ , akkor

$$U_{th} = \frac{U_t}{2}.$$

Ha  $U_{Pn} = -U_{Pp} = U_p$ , de a két tranzisztor konstansai nem azonosak ( $K_p \neq K_n$ ), akkor

$$U_{th} = \frac{\sqrt{\frac{K_p}{K_n}} U_t + U_p \left(1 - \sqrt{\frac{K_p}{K_n}}\right)}{1 + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}}}.$$

Érdemes megjegyezni, hogy

$$\frac{K_p}{K_n} = \frac{\frac{1}{2} \mu_p C_0^* \frac{W_p}{L_p}}{\frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W_n}{L_n}} = \frac{\mu_p}{\mu_n} \frac{W_p}{L_p} \frac{L_n}{W_n},$$

és

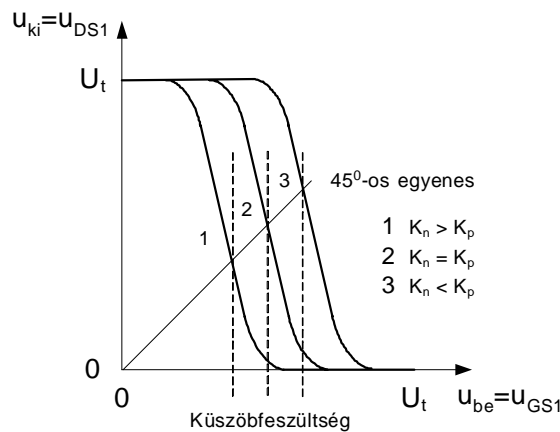
$$\frac{\mu_p}{\mu_n} \approx \frac{1}{1,6},$$

ezért a szimmetrikus esetet, amikor  $U_{th} = U_t/2$  a

$$\frac{W_p}{L_p} \approx 1,6 \frac{W_n}{L_n}$$

arányal lehet beállítani.

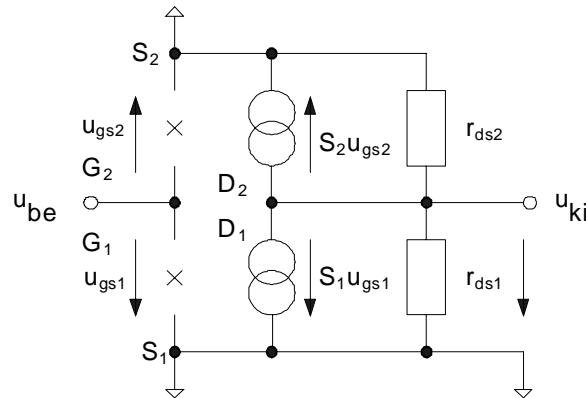
A 17.8 ábrán megadtuk az inverter karakterisztikájának alakját különböző  $K_p/K_n$  arányok esetén.



17.8 ábra. A CMOS inverter küszöbfeszültségének a függése a  $K_p/K_n$  aránytól.

### A CMOS inverter kisjelű helyettesítő modellje az elzáródási tartományban

A CMOS kapu kisjelű modellje a 17.9 ábrán látható.



17.9 ábra. A CMOS kapu kisjelű modellje.

A kisjelű modellben az  $S_1$  és  $S_2$  a két tranzisztor meredeksége a küszöbfeszültség környezetében,  $r_{gs1}$  és  $r_{gs2}$  pedig a tranzisztorok drain-source ellenállása a munkapontban. A kapcsolásban a két tranzisztor váltakozó áramú értelemben párhuzamosan kapcsolódik egymással. A fokozat kisjelű erősítését az

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -(S_1 + S_2)(r_{gs1} \times r_{gs2})$$

egyenlettel határozhatjuk meg. Az inverter esetében az erősítés abszolút értékének mindig nagyobbak kell lenni egynél, különben a "logikai jel" szintje több kapun keresztülhaladva folyamatosan csökkenne. Az erősítés tipikus értéke a

$$2 \leq |A_u| \leq 50$$

tartományba esik.

Az erősítés értékének ismeretében az inverter zajérzékenységi küszöbei egyszerűen becsülhetők. A 17.2 ábra alapján az  $U_{z+}$  feszültségre az

$$U_{z+} = U_{th} + \frac{U_{th}}{|A_u|},$$

az  $U_{z-}$  feszültségre az

$$U_{z-} = U_{th} - \frac{U_t - U_{th}}{|A_u|}$$

kifejezéseket kapjuk. Ennek alapján a zajérzékenységi küszöbökre a

$$ZK1 = U_{th} - \frac{U_t - U_{th}}{|A_u|},$$

és

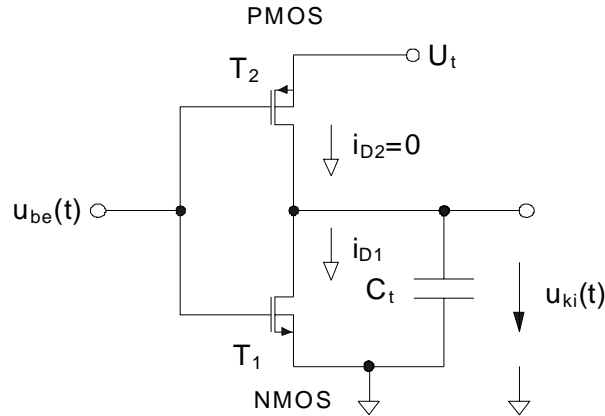
$$ZK2 = U_t - U_{th} + \frac{U_{th}}{|A_u|}$$

értékek adódnak.

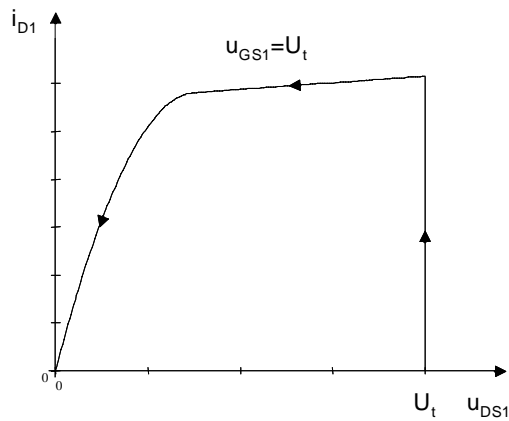
### A CMOS inverter dinamikus tulajdonságai

A 17.4 ábra alapján a CMOS invertert egy  $C_t$  nagyságú kapacitás terheli. Az inverter késleltetési idejét úgy definiáltuk, hogy mekkora időre van szükség ahhoz, hogy az inverter kimeneti feszültsége egy adott kimeneti logikai állapotból elérje a küszöbfeszültséget, ami szimmetrikus esetben azonos a telepfeszültség felével (lásd a 17.3 ábrát).

A CMOS inverter kimeneti "1"- "0" átmenethez tartozó tranziensét a 17.10 ábra alapján számolhatjuk.



17.10 ábra. A CMOS inverter "1"- "0" átmenethez tartozó tranziense. A tranziens folyamata a 17.11 ábrán látható.



17.11 ábra. A CMOS inverter kimeneti "1"- "0" átmenethez tartozó tranziense.

Az ábrán a  $T_1$  tranzisztor  $i_{D1} - u_{DS1}$  kimeneti karakterisztikáján (a CMOS inverter kimenetén) ábrázoltuk a  $T_1$  tranzisztor pillanatnyi munkapontjának trajektóriáját a tranziens során.

Tételezzük fel, hogy az inverter kimenetén a  $t = -0$  időpontban logikai magas szint van, azaz  $u_{ki}(-0) = U_t$ . Ekkor a  $T_1$  tranzisztor zárt és a  $T_2$  tranzisztor nyitott állapotban van ( $u_{SD2} = 0$ ). Ilyenkor a  $C_t$  kondenzátor éppen

$$Q_C = U_t C_t$$

töltést tárol.

A  $t = 0$  időpontban az inverter bemenetére az

$$u_{be}(t) = U_t 1(t)$$

feszültség érkezik, amely a  $T_1$  tranzisztert az eltérődési tartományba vezérli, a  $T_2$  tranzisztert pedig lezárja, azaz a  $T_2$  tranzisztor árama zérus értékű marad, a  $T_1$  tranzisztor árama pedig ugrásszerűen nulláról az

$$i_{D1} = K_n (U_t - U_{Pn})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W_n}{L_n} (U_t - U_{Pn})^2$$

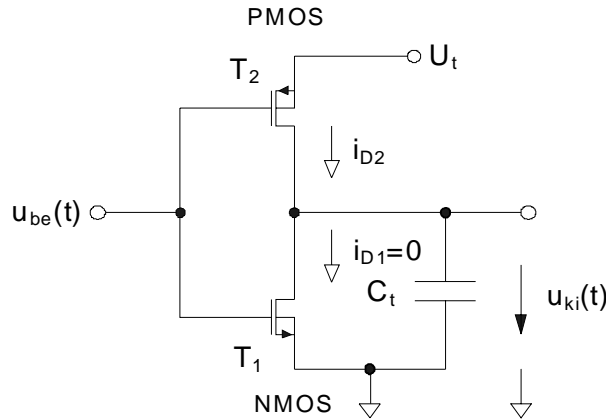
értékre változik (lásd a 17.11 ábrán látható függőleges ugrást). A tranziens során az  $u_{GS1} = U_t$ -hez tartozó áram (lásd a 17.11 ábrán látható karakterisztikát) kisüti a kondenzátort, és az  $u_{ki}(t)$  kimeneti feszültséget aszimptotikusan nullára csökkenti.

A korábbi definíció szerint a  $t_{phl}$  késleltetési idő alatt a kondenzátor feszültsége felére csökken, ami azt jelenti, hogy a kondenzátor elveszíti töltésének felét. Mivel az  $i_{D1}$  áram ez alatt az idő alatt közel állandó értékű, a késleltetési idő közelítőleg a

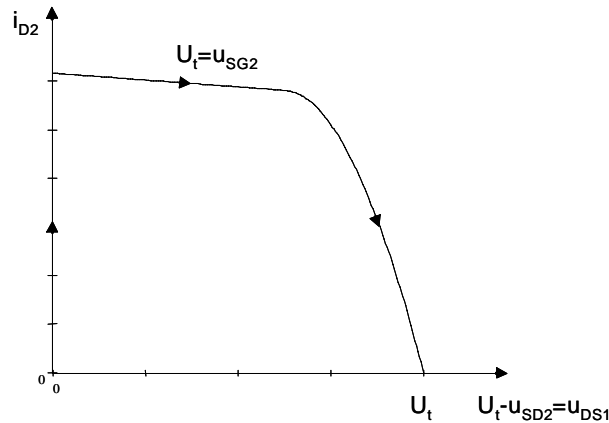
$$t_{phl} \simeq \frac{U_t C_t}{\mu_n C_0^* \frac{W_n}{L_n} (U_t - U_{Pn})^2}$$

kifejezéssel határozható meg.

Természetesen a CMOS inverter kimeneti "0"-"-1" átmenethez tartozó tranziensét is hasonló módon vizsgálhatjuk (lásd a 17.12 ábrát).



17.12 ábra. A CMOS inverter "0"-"-1" átmenethez tartozó tranziense. A tranziens folyamata a 17.13 ábrán látható.



17.13 ábra. A CMOS inverter kimeneti "0"-"-1" átmenethez tartozó tranziense.

Az ábrán a CMOS inverter kimenetén (a  $T_2$  tranzisztor  $i_{D2} - u_{SD2}$  kimeneti karakterisztikáján) ábrázoltuk a  $T_2$  tranzisztor pillanatnyi munkapontjának trajektóriáját a tranziens során.

Tételezzük fel, hogy az inverter kimenetén a  $t = -0$  időpontban logikai alacsony szint van, azaz  $u_{ki}(-0) = 0$ . Ekkor a  $T_1$  tranzisztor nyitott ( $u_{DS1} = 0$ ) és a  $T_2$  tranzisztor zárt állapotban van. Ilyenkor a  $C_t$  kondenzátor éppen

$$Q_C = 0$$

töltést tárol.

A  $t = 0$  időpontban az inverter bemenetére az

$$u_{be}(t) = U_t(1 - 1(t))$$

feszültség érkezik, amely a  $T_1$  tranzisztort lezárja, a  $T_2$  tranzisztort pedig az eltérődási tartományba vezérli, azaz a  $T_1$  tranzisztor árama zérus értékű marad, a  $T_2$  tranzisztor árama pedig ugrásszerűen nulláról az

$$i_{D2} = K_p(U_t - U_{Pp})^2 = \frac{1}{2}\mu_p C_0^* \frac{W_p}{L_p}(U_t - U_{Pp})^2$$

értékre változik (lásd a 17.13 ábrán látható függőleges ugrást). A tranziens során az  $u_{SG2} = U_t$ -hez tartozó áram (lásd a 17.13 ábrán látható karakterisztikát) áram feltölti a kondenzátort, és az  $u_{ki}(t)$  kimeneti feszültséget aszimptotikusan  $U_t$  értékűre növeli.

A korábbi definíció szerint a  $t_{plh}$  késleltetési idő alatt a kondenzátor feszültsége  $U_t/2$ -re nő, ami azt jelenti, hogy a kondenzátor töltése nulláról  $U_t C_t/2$ -re nő. Mivel az  $i_{D2}$  áram ez alatt az idő alatt

közel állandó értékű, a késleltetési idő közelítőleg a

$$t_{plh} \approx \frac{U_t C_t}{\mu_p C_0^* \frac{W_p}{L_p} (U_t - U_{pp})^2}$$

kifejezéssel határozható meg.

Ebből az átlagos késleltetési időre a

$$t_p = \frac{t_{phl} + t_{plh}}{2}$$

értéket kapjuk. A CMOS inverter eredő terhelő kapacitása a

$$C_t = C_G + C_{huz} + C_{DBn} + C_{DBp}$$

kifejezéssel közelíthető, ahol  $C_G$  a következő fokozat bemeneti (gate) kapacitása,  $C_{huz}$  a kapuk közötti huzalozás kapacitása,  $C_{DBn}$  és  $C_{DBp}$  az inverter két tranzisztorának drainje és a substrat vagy bulk (földpont) közötti kapacitás. Érdeemes megjegyezni, hogy az inverter fázisfordítása miatt a nem említett visszaható ( $C_{GD1}$  és  $C_{GD2}$ ) kapacitásoknál az aktív tartományban fellép a Miller-hatás is.

Az eredményekből jól látható, hogy a késleltetési idő az  $U_t$  növelésével és az  $L$  csökkentésével csökkenthető.

A korszerű CMOS elemek jellegzetes paramétereit az alábbi táblázatban foglaltuk össze:

$i_D$	Drain áram	1 [ $\mu A$ ] – 100 [mA]
$u_{DS}$	Drain-source feszültség	(–3) – (+3) [V]
$u_{GS}$	Gate-source feszültség	(–3) – (+3) [V]
$U_P$	Elzáródási feszültség	(–0,8) – (+0,8) [V]
$\mu_n$	A felületi elektron mozgékonyága	400 [ $cm^2/Vs$ ]
$\mu_p$	A felületi lyuk mozgékonyága	250 [ $cm^2/Vs$ ]
$C_0^*$	Négyzetes kapacitás	3 – 10 [ $fF/\mu m^2$ ]
$W$	A csatorna szélessége	0,2 – 3 [ $\mu m$ ]
$L$	A csatorna hosszúsága	0,1 – 0,5 [ $\mu m$ ]

### A CMOS inverter teljesítményfelvétele

A CMOS logika egyik legfontosabb előnye az, hogy statikus állapotban (amikor a kimeneten fix logikai "1" vagy logikai "0" van) az inverter nem vesz fel áramot a telepből, vagyis nem vesz fel teljesítményt sem. Ebből nyilvánvaló, hogy a CMOS inverter, sőt a CMOS logikai család minden eleme csak dinamikusan terheli a telepet, vagyis teljesítményt csak a logikai állapotváltás alatt vesz fel.

A dinamikus teljesítményfelvétel számításához tételezzük fel, hogy a CMOS invertert  $T$  idejű ( $f = 1/T$  frekvenciájú) periódikus jellel vezéreljük. Ekkor az inverter egy teljes periódus során kétszer tölti át a  $C_t$  kondenzátort 0 és  $U_t$  feszültség között.

A kimeneti "0"->"1" átmenet esetén a  $T_2$  tranzisztor a  $C_t$  kondenzátort az  $i_{D2}(t)$  árammal tölti az  $U_t$  feszültségű telepről, ezért a tranziens során a telep éppen

$$E_{T2} = \int_0^{\infty} U_t i_{D2}(t) dt$$

energiát ad le, amíg a  $C_t$  kondenzátor  $u_C(t)$  feszültsége 0-ról  $U_t$ -re változik. Mivel a feltöltés fázisában

$$i_{D2}(t) = i_C(t) = C_t \frac{du_C(t)}{dt},$$

ezért a telepből felvett energia

$$E_{T2} = \int_0^{\infty} U_i i_C(t) dt = U_i \int_0^{\infty} i_C(t) dt = C_i U_i \int_0^{\infty} \frac{du_C(t)}{dt} dt = C_i U_i \int_0^{U_i} du_C = C_i U_i^2.$$

Az  $E_{T2}$  energia egy része az  $U_i$  feszültségre feltöltött  $C_i$  kondenzátorban tárolódik, ami

$$E_C = \frac{1}{2} C_i U_i^2,$$

az energia másik része

$$E_{PMOS} = \frac{1}{2} C_i U_i^2$$

pedig a  $T_2$  tranzisztoron disszipálódik (hővé alakul).

A kimeneti "1"-0" átmenet esetén a  $T_1$  tranzisztor a  $C_i$  kondenzátort az  $i_{D1}(t)$  árammal kisüti, a telep árama ezalatt nulla értékű. Ezert a tranziens során a telep éppen

$$E_{T1} = \int_0^{\infty} U_i i_{D2}(t) dt = 0$$

energiát ad le, amíg a  $C_i$  kondenzátor  $u_C(t)$  feszültsége  $U_i$ -ről 0-ra változik. Mivel a kisütés fázisában

$$i_{D1}(t) = -i_C(t) = -C_i \frac{du_C(t)}{dt} \quad \text{és} \quad u_C(t) = u_{DS1}(t),$$

a tranziens során ezért a  $T_1$  tranzisztoron kondenzátor teljes tárolt disszipálódik

$$E_{NMOS} = \int_0^{\infty} u_{DS1}(t) i_{D1}(t) dt = - \int_0^{\infty} u_C(t) C_i \frac{du_C(t)}{dt} dt = - \int_{U_i}^0 u_C du_C = \left[ -\frac{u_C^2}{2} \right]_{U_i}^0 = \frac{1}{2} C_i U_i^2.$$

Ennek alapján megállapíthatjuk, hogy

- Az inverter egy periódus során a telepből összesen

$$E_T = E_{T1} + E_{T2} = C_i U_i^2$$

energiát vesz fel, ami teljes egészében a tranzisztorokon disszipálódik (hővé alakul),

- Az inverter átlagos telepteljesítménye a

$$P_T = \frac{C_i U_i^2}{T} = f C_i U_i^2$$

kifejezés alapján arányos a működési frekvenciával.

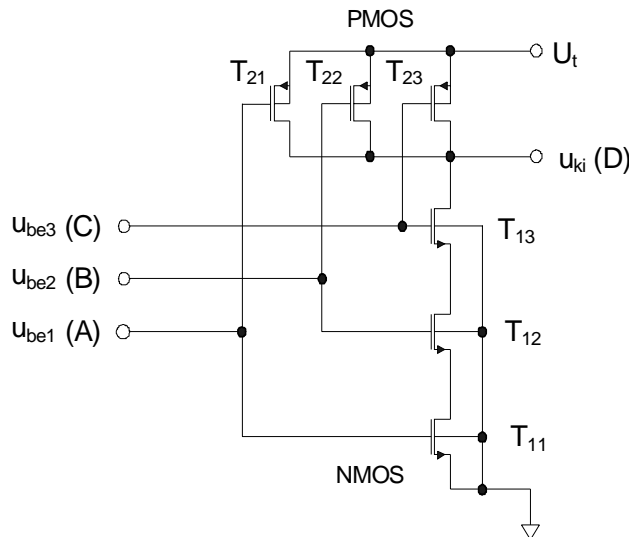
## A CMOS alapkapuk felépítése

A logikai áramkörök alaptagjai az elemi logikai műveletek végrehajtására szolgáló alapkapuk, tipikusan a több bemenetű NAND (nem ÉS) és NOR (nem VAGY) kapuk. Ezeknek azért van kiemelt jelentősége, mert ismert, hogy felhasználásukkal bármilyen logikai függvény megvalósítható. A továbbiakban ezek elemi tulajdonságait ismertetjük.

### A CMOS NAND kapu felépítése és működése

A három bemenetű CMOS NAND kapu kapcsolási rajza a 17.14 ábrán látható.





17.14 ábra. A három bemenetű CMOS NAND kapu kapcsolási rajza.

Az áramkör három n-csatornás ( $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{13}$ ) és három p-csatornás ( $T_{21}$ ,  $T_{22}$ ,  $T_{23}$ ) MOS tranzisztorból épül fel, oly módon, hogy az n-csatornás tranzisztorok sorosan, az p-csatornás tranzisztorok pedig párhuzamosan kapcsolódnak egymáshoz. A kapcsolás három bemenettel és egy kimenettel rendelkezik, és az n- és p-csatornás tranzisztorok gate-jét páronként azonos bemeneti jelek vezérlik. A kapcsolás pozitív logikát feltételezve (ha a logikai "1" értékhez magas feszültségszintet, közel  $U_t$  feszültséget rendelünk) a  $D = \overline{ABC}$  logikai (Bole-algebrai) műveletet hajtja végre a

A	B	C	D
0	0	0	1
1	0	0	1
0	1	0	1
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	0

táblázat szerint.

Az áramkör kimenetén csak akkor jelenik meg logikai "0", ha mindhárom bemenetre magas feszültségszint érkezik. Ekkor ugyanis az n-csatornás tranzisztorok kinyitnak, a p-csatornás tranzisztorok pedig lezárnak, és a kimeneten közel 0 feszültség jelenik meg. Ha bármelyik bemenetre alacsony feszültségszint kerül, akkor valamelyik n-csatornás tranzisztor lezár, és a vele azonos bemenettel rendelkező p-csatornás tranzisztor kinyit, ami miatt a kimeneten közel  $U_t$  feszültség jelenik meg.

A CMOS NAND kapu küszöbfeszültségét az alábbi megfontolásokból határozhatjuk meg. Tételezzük fel, hogy a kapcsolásban az n-csatornás tranzisztorok  $K_n$ , a p-csatornás tranzisztorok  $K_p$  paraméterrel rendelkeznek, ahol a korábbiaknak megfelelően

$$K_n = \frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W_n}{L_n} \quad \text{és} \quad K_p = \frac{1}{2} \mu_p C_0^* \frac{W_p}{L_p}.$$

Először számítsuk ki a küszöbfeszültséget akkor, ha a  $B = "1"$  és  $C = "1"$ , és az  $A$  bemenet "0"-ról "1"-re változik. Ekkor a  $T_{22}$  és  $T_{23}$  tranzisztoron nem folyik áram, a  $T_{12}$  és  $T_{13}$  tranzisztorok pedig  $u_{GS} = U_t$  vezérlő jelet kapnak, azaz az ellenállás tartományban működnek (a

rajtuk lévő drain-source feszültség nulla értékű). A kapu akkor éri el a küszöbfeszültséget, ha a bemeneti  $u_{be1}$  feszültség növelésével a  $T_{11}$  és a  $T_{21}$  tranzisztorok az elzáródás feletti tartományban működnek. Ez akkor következik be, ha

$$i_{D11} = K_n(U_{th1} - U_{Pn})^2 = K_p(U_t - U_{th1} - |U_{Pn}|)^2 = i_{D21},$$

amiből a küszöbfeszültségre a korábbról ismert

$$U_{th1} = \frac{U_{Pn} + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}}}$$

értéket kapjuk. Ha  $K_n = K_p$ , akkor

$$U_{th3} = \frac{U_{Pn} + (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + 1} = \frac{U_t}{2}.$$

Ezután számítsuk ki a küszöbfeszültséget akkor, ha a  $B$ ,  $C$  és  $A$  bemenet egyszerre "0"-ról "1"-re változik. Ekkor a változás előtt a  $T_{21}$ ,  $T_{22}$  és  $T_{23}$  tranzisztorok nyitott ( $u_{SG} = U_t$ ,  $u_{SD} = 0$ ), a  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  és  $T_{13}$  tranzisztorok pedig zárt állapotban vannak ( $u_{GS} = 0$ ). A kapu akkor éri el a küszöbfeszültséget, ha a bemeneti  $u_{be1}$  feszültség növelésével a sorosan kapcsolt  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  és  $T_{13}$  és a párhuzamosan kapcsolt  $T_{21}$ ,  $T_{22}$  és  $T_{23}$  tranzisztorok az elzáródás feletti tartományban működnek. Ez akkor következik be, ha

$$\frac{1}{3}K_n(U_{th3} - U_{Pn})^2 = 3K_p(U_t - U_{th3} - |U_{Pn}|)^2,$$

mivel a sorosan kapcsolt három tranzisztor eredő  $K_n^*$  értéke

$$K_n^* = \frac{1}{2}\mu_n C_0^* \frac{W_n}{3L_n},$$

a párhuzamosan kapcsolt három tranzisztor eredő  $K_p^*$  értéke pedig

$$K_p^* = \frac{1}{2}\mu_p C_0^* \frac{3W_p}{L_p},$$

amiből a küszöbfeszültségre a korábbról ismert

$$U_{th3} = \frac{U_{Pn} + \sqrt{\frac{K_p^*}{K_n^*}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + \sqrt{\frac{K_p^*}{K_n^*}}} = \frac{U_{Pn} + 3\sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + 3\sqrt{\frac{K_p}{K_n}}}$$

értéket kapjuk. Ha  $K_n = K_p$ , akkor

$$U_{th3} = \frac{U_{Pn} + 3(U_t - |U_{Pp}|)}{1 + 3} > \frac{U_t}{2}$$

Megjegyzendő, hogy hasonló elrendezéssel több bemenetű NAND kapu is megvalósítható.  $N$  bemenetű NAND kapu esetén az áramkör, a 17.14 ábra elrendezéséhez hasonlóan,  $N$  számú n-csatornás és p-csatornás MOS tranzisztorból épül fel, és a működés megegyezik a fentiekkel. Megjegyzendő, hogy, ha az összes bemenet egyszerre "0"-ról "1"-re változik, a küszöbfeszültségre az

$$U_{thN} = \frac{U_{Pn} + N\sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + N\sqrt{\frac{K_p}{K_n}}} > \frac{U_t}{2}$$

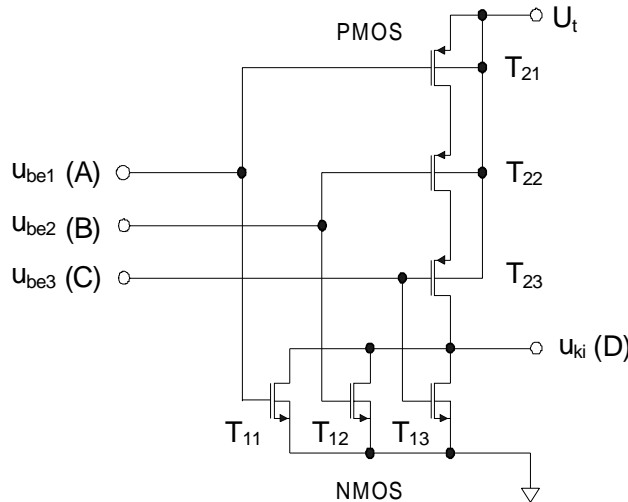
értéket kapjuk, ami  $N \Rightarrow \infty$  esetén az

$$U_{thN} = U_t - |U_{Pp}|$$

értékhez tart.

### A CMOS NOR kapu felépítése és működése

A három bemenetű CMOS NOR kapu kapcsolási rajza a 17.15 ábrán látható.



17.15 ábra. A három bemenetű CMOS NOR kapu kapcsolási rajza.

Az áramkör három n-csatornás ( $T_{11}$ ,  $T_{12}$ ,  $T_{13}$ ) és három p-csatornás ( $T_{21}$ ,  $T_{22}$ ,  $T_{23}$ ) MOS tranzisztorból épül fel, oly módon, hogy az n-csatornás tranzisztorok párhuzamosan, a p-csatornás tranzisztorok pedig sorosan kapcsolódnak egymáshoz. A kapcsolás három bemenettel és egy kimenettel rendelkezik, és az n- és p-csatornás tranzisztorok gate-jét páronként azonos bemeneti jelek vezérik. A kapcsolás pozitív logikát feltételezve (ha a logikai "1" értékhez magas feszültségszintet, közel  $U_t$  feszültséget rendelünk) a  $D = \overline{A + B + C}$  logikai (Bole-algebrai) műveletet hajtja végre a

A	B	C	D
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	0

táblázat szerint.

Az áramkör kimenetén csak akkor jelenik meg logikai "1", ha mindhárom bemenetre alacsony feszültségszint érkezik. Ekkor ugyanis az n-csatornás tranzisztorok lezárnak, a p-csatornás tranzisztorok pedig kinyitnak, és a kimeneten közel  $U_t$  feszültség jelenik meg. Ha bármelyik bemenetre magas feszültségszint kerül, akkor valamelyik n-csatornás tranzisztor kinyit, és a vele azonos bemenettel rendelkező p-csatornás tranzisztor lezár, ami miatt a kimeneten közel 0 feszültség jelenik meg.

A CMOS NOR kapu küszöbfeszültségét az alábbi megfontolásokból határozhatjuk meg. Tételezzük fel, hogy a kapcsolásban az n-csatornás tranzisztorok  $K_n$ , a p-csatornás tranzisztorok  $K_p$  paraméterrel rendelkeznek, ahol a korábbiaknak megfelelően

$$K_n = \frac{1}{2} \mu_n C_0^* \frac{W_n}{L_n} \quad \text{és} \quad K_p = \frac{1}{2} \mu_p C_0^* \frac{W_p}{L_p}.$$

Először számítsuk ki a küszöbfeszültséget akkor, ha a  $B = "0"$  és  $C = "0"$ , és az  $A$  bemenet "1"-ről "0"-ra változik. Ekkor a  $T_{22}$  és  $T_{23}$  tranzisztorok  $u_{SG} = U_t$  vezérlő jelet kapnak, azaz az ellenállás tartományban működnek (a rajtuk lévő source-drain feszültség nulla értékű), a  $T_{12}$  és  $T_{13}$  tranzisztoron pedig nem folyik áram. A kapu akkor éri el a küszöbfeszültséget, ha a bemeneti  $u_{be1}$

feszültség csökkentésével a  $T_{11}$  és a  $T_{21}$  tranzisztorok az elzáródás feletti tartományban működnek. Ez akkor következik be, ha

$$i_{D11} = K_n(U_{th1} - U_{Pn})^2 = K_p(U_t - U_{th1} - |U_{Pp}|)^2 = i_{D21},$$

amiből a küszöbfeszültségre a korábbról ismert

$$U_{th1} = \frac{U_{Pn} + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}}}$$

értéket kapjuk. Ha  $K_n = K_p$ , akkor

$$U_{th3} = \frac{U_{Pn} + (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + 1} = \frac{U_t}{2}.$$

Ezután számítsuk ki a küszöbfeszültséget akkor, ha a  $B$ ,  $C$  és  $A$  bemenet egyszerre "1"-ről "0"-ra változik. Ekkor a változás előtt a  $T_{21}$ ,  $T_{22}$  és  $T_{23}$  tranzisztorok zárt ( $u_{SG} = 0$ ), a  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  és  $T_{13}$  tranzisztorok pedig nyitott állapotban vannak ( $u_{GS} = U_t$ ,  $u_{DS} = 0$ ). A kapu akkor éri el a küszöbfeszültséget, ha a bemeneti  $u_{be1}$  feszültség növelésével a párhuzamosan kapcsolt  $T_{11}$ ,  $T_{12}$  és  $T_{13}$  és a sorosan kapcsolt  $T_{21}$ ,  $T_{22}$  és  $T_{23}$  tranzisztorok az elzáródás feletti tartományban működnek egymással. Ez akkor következik be, ha

$$3K_n(U_{th3} - U_{Pn})^2 = \frac{1}{3}K_p(U_t - U_{th3} - |U_{Pp}|)^2,$$

mivel a párhuzamosan kapcsolt három tranzisztor eredő  $K_n^*$  értéke

$$K_n^* = \frac{1}{2}\mu_n C_0^* \frac{3W_n}{L_n},$$

a sorosan kapcsolt három tranzisztor eredő  $K_p^*$  értéke pedig

$$K_p^* = \frac{1}{2}\mu_p C_0^* \frac{W_p}{3L_p},$$

amiből a küszöbfeszültségre a korábbról ismert

$$U_{th3} = \frac{U_{Pn} + \sqrt{\frac{K_p^*}{K_n^*}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + \sqrt{\frac{K_p^*}{K_n^*}}} = \frac{U_{Pn} + \frac{1}{3}\sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + \frac{1}{3}\sqrt{\frac{K_p}{K_n}}}$$

értéket kapjuk. Ha  $K_n = K_p$ , akkor

$$U_{th3} = \frac{U_{Pn} + 3(U_t - |U_{Pp}|)}{1 + 3} < \frac{U_t}{2}$$

Megjegyzendő, hogy hasonló elrendezéssel több bemenetű NOR kapu is megvalósítható.  $N$  bemenetű NOR kapu esetén az áramkör, a 17.15 ábra elrendezéséhez hasonlóan,  $N$  számú n-csatornás és p-csatornás MOS tranzisztorból épül fel, és a működés teljesen hasonló fentiekhez. Megjegyzendő, hogy, ha az összes bemenet egyszerre "1"-ről "0"-re változik, a küszöbfeszültségre az

$$U_{thN} = \frac{U_{Pn} + \frac{1}{N}\sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (U_t - |U_{Pp}|)}{1 + \frac{1}{N}\sqrt{\frac{K_p}{K_n}}} < \frac{U_t}{2}$$

értéket kapjuk, ami  $N \Rightarrow \infty$  esetén az

$$U_{thN} = U_{Pn}$$

értékhez tart.