

Germán Zoltán

Félvezető eszközök és áramkörök I

Analóg elektronika jegyzetek

Automatizálás és Számítástechnika II év-1. félév

**Elektronikus formátum
(első változat, nem teljes!!!)**

2005

Tartalomjegyzék (vázlat)

Bevezetés

1. Félvezető eszközök

- 1.1 A p-n átmenet
- 1.2 Félvezető diódák
- 1.3 Bipoláris tranzisztorok
 - Felépítés. Főbb jellemzők
 - Nagyjelű (Ebers-Moll) modell.
 - Jelleggörbék (bemeneti, átviteli, kimeneti)
 - Működési pont. Polarizálás
 - Dinamikus jellemzők Kisjelű modell
- 1.4 Záróréteges térvezérlésű tranzisztorok (jFET)
 - Felépítés. Főbb jellemzők
 - Jelleggörbék (bemeneti, átviteli, kimeneti)
 - Működési pont. Polarizálás. Kisjelű modell
- 1.5 Térvezérlésű tranzisztorok (MOSFET)
 - Felépítés. Főbb jellemzők
 - Jelleggörbék (bemeneti, átviteli, kimeneti)
 - Működési pont. Polarizálás. Kisjelű modell
- 1.6 Többátmenetű félvezető eszközök
 - Pnpn (Schockley) dióda. Működés. Jelleggörbék
 - Diac. Működés. Jelleggörbék
 - Tirisztor. Működés (gyújtás, lezárás) . Jelleggörbék
 - Triac
 - Egyátmenetű tranzisztor
- 1.7 Optoelektronikai eszközök
 - Fényellenállás, fénydióda, fényelem, fototranzisztor, fototirisztor
 - Fénykibocsátó dióda, optocsatoló

2. Elektronikus áramkörök

- 2.1 Erősítők
 - 2.1.1 Erősítő paraméterek (erősítés, frekvenciatartomány)
 - 2.1.2 Kisjelű erősítők (közös emitterű, közös bázisú, közös kollektorú, Darlington kapcsolások)
 - 2.1.3 Differenciálerősítők
 - 2.1.4 Visszacsatolt erősítők
 - 2.1.5 Teljesítményerősítők
 - 2.1.6 Műveleti erősítők
- 2.2 Egyenirányítók
- 2.3 Feszültségstabilizátorok
- 2.4 Oszcillátorok

Bevezetés

Bármely állandó paraméterű, lineáris hálózat (és helyettesíthető kapcsolása, áramköre) felépíthető három passzív (ellenállás, kondenzátor, tekercs) és két aktív elemtípus (feszültség- és áramgenerátor) összekapcsolásaként.

Az *ideális ellenállás* egy olyan koncentrált paraméterű, passzív, lineáris kétpólus, amelynek az elektromos áramkörbeli viselkedését a

$$R = \frac{1}{G} = \frac{U}{I} = \frac{\rho A}{l} = \text{állandó}$$

egyenlettel meghatározott vezetőképesség jellemzi. Értéke állandó és frekvenciafüggetlen. A gyakorlatban használt ellenállások első közelítésben ideálisaknak tekinthetők. Az ellenállásokon az elektromos energia hővé alakul át. A nemlineáris ellenállásokat nemlineáris $u(i)$ függvény írja le.

Az *ideális kondenzátor* egy olyan koncentrált paraméterű, passzív, lineáris kétpólus, amelynek a viselkedését elektromos áramkörben a

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{\epsilon A}{l} = \text{állandó}$$

egyenlettel meghatározott kapacitása jellemzi. Időben változó viszonyok között a kondenzátor viselkedését a

$$u(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

összefüggés, változó frekvenciájú, harmonikus viszonyok között az

$$U(\omega) = \frac{1}{j\omega C} I(\omega)$$

kifejezés írja le. A kondenzátor elektromos energia (öltés) tárolására képes. A kapacitás a kondenzátor térlétesítő képességét jellemzi. A nemlineáris kondenzátor kapacitása feszültségfüggő.

Az *ideális tekercs* egy olyan koncentrált paraméterű, passzív, lineáris kétpólus, amelynek a viselkedését az

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{n^2 \mu A}{l} = \text{állandó}$$

egyenlettel meghatározott inductivitása jellemzi. Időben változó viszonyok között az

$$U(\omega) = j\omega L I(\omega)$$

kifejezés írja le. A tekercs mágneses energia tárolására képes. Az inductivitás a tekercs térlétesítő képességét jellemzi. A nemlineáris tekercsek inductivitása áramfüggő.

Az *ideális feszültséggenerátor* egy olyan koncentrált paraméterű, passzív, lineáris kétpólus, amelynek a viselkedését az $E = \text{állandó}$ egyenlettel meghatározott elektromotoros – és egyben kapocsfeszültsége jellemzi. Ez tetszőleges terhelés esetén csak akkor lehetséges ha a generátor belső ellenállása zéró. A valóságos feszültséggenerátornak belső ellenállása zérónál nagyobb, de a terhelőellenállásnál jóval kisebb.

Az *ideális áramgenerátor* egy olyan koncentrált paraméterű, passzív, lineáris kétpólus, amelynek a viselkedését az $I = \text{állandó}$ egyenlettel meghatározott áramerrőssége jellemzi. Ez tetszőleges terhelés esetén csak akkor lehetséges ha a generátor belső ellenállása végtelen (azaz belső vezetőképessége zéró). A valóságos áramgenerátorok belső vezetőképessége zérónál nagyobb, de a terhelés vezetőképességénél jóval kisebb. Az elektronikus áramkörökben gyakoriak a feszültséggel vagy árammal vezérelt generátorok, ezek négy-pólusnak tekinthetők.

Az eddig leírt alapvető (elektromos) áramköri elemeken kívül az elektronikus áramkörök egy sor jellegzetesen elektronikus elemet is tartalmaznak. Az aktív szerepre is alkalmas elemeket *eszköznek* nevezzük. Ebben a jegyzetben félvezető eszközökkel és ezekkel alkotott áramkörökről lesz szó

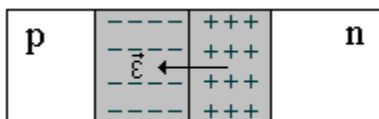
FÉLVEZETŐ ESZKÖZÖK

1.1 A p-n átmenet

A legtöbb bipoláris (az elektromos áramot kétféle töltéshordozó hozza létre) félvezető eszköz az úgynevezett p-n átmenetre épül. A félvezető egykristályokban (monokristályokban) p-n átmenet alatt azt a határrejteget értjük, amely egy kristály két ellentétes előjelű ionokkal szennyezett tartománya között alakul ki. Az átmenet a kristályszerkezetet nem bontja meg. A szennyezésen a tiszta (intrinszek) félvezető (Si, Ge, As, stb) kristályrácsában bizonyos számú (például minden százazredik) a félvezető atomnak a periódusos rendszer harmadik, illetve ötödik oszlopában levő valamelyik elem atomjával való helyettesítését értjük. A harmadik oszlopbeli (három vegyértékű) atom a négyvegyértékű atomokból álló kristályrácsban elektront *akceptálva* (elfogadva) negatív ionná válik és ezzel egyidőben a kristályrácsban elektronhiányt, azaz pozitív töltésű térrészt, *lyukat* hoz létre. Az ötödik oszlopbeli ötvegyértékű atom a négyvegyértékű atomokból álló rácsba bekerülve, könnyen ionizálódik, azaz könnyen lead egy elektront (*donor* atom), amelynek következményeképpen a rácsban egy negatív töltésű szabad elektron és egy pozitív töltésű kötött ion jelenik meg. Az akceptorok által szennyezett p rétegben a lyukak, az n rétegben az elektronok a *többségi töltéshordozók*.

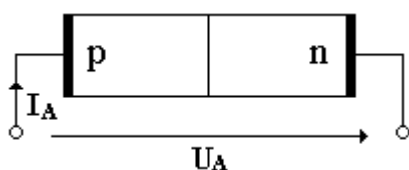
1.1.1 A p-n átmenet termikus egyensúlyban

Mindkét zónában a hőmozgás okozta termikus ionizáció következtében kisebbségi töltéshordozók is keletkeznek. A határfelület egyik oldalán elhelyezkedő mozgékony lyukak és a másik oldalán elhelyezkedő szintén mozgékony elektronok a félvezető egész térfogatában egyenletes töltéssűrűsége törekedve a *diffúziós áramsűrűséget* hozzák létre (Fick törvénye). A p rétegből a lyukak az n rétegbe, az n rétegből az elektronok a p rétegbe diffundálva hozzák létre ezt az áramsűrűséget. Az egymással szemben áramló ellenkező előjelű töltések a határfelület környezetében rekombinálnak egymással. A határfelület környezetében a p oldalon kompenzálatlanul maradt akceptor ionok negatív, az n oldalon kompenzálatlanul maradt donor ionok pedig pozitív tértöltést, együttesen pedig elektromos kettősrejteget alkotnak. Ezt a határfelület környezetében kialakuló, mozgó töltéshordozóktól mentes (kiürített) elektromos töltéssréteget nevezzük röviden zárórétegnek (p-n átmenet)



1.1.2. A p-n átmenet jelleggörbéi

A p-n átmenet áram-feszültség jelleggörbéje a következőképpen alakul



-nyitóirányú előfeszítés amikor $U_A > 0 \rightarrow I_A > 0$ (forward)

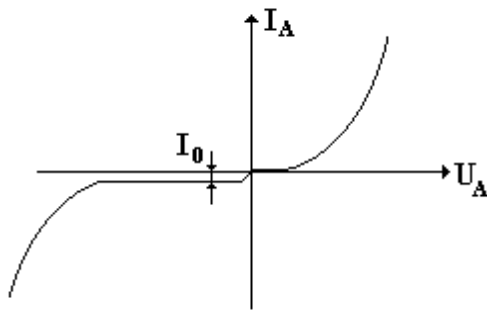
-záróirányú előfeszítés amikor $U_A < 0 \rightarrow I_A < 0$ (reverse)

Nyitóirányú előfeszítés esetén a jelölés $I_A = I_F$ și $U_A = U_F$, míg záróirányú előfeszítés esetén $I_A = -I_R$ și $U_A = -U_R$

$$I_A = I_O \left[\exp\left(\frac{qU_A}{mkT}\right) - 1 \right]$$

ahol q -elektromos töltés, U_A -az átmenet feszültsége, m -anyagállandó (1,2) közötti értékkel
 k - Boltzmann állandó, T - abszolút hőmérséklet

Grafikusan :



$$I_A = I_O \left[\exp\left(\frac{qU_A}{mkT}\right) - 1 \right] = I_O \left[\exp\left(\frac{U_A}{U_T}\right) - 1 \right]$$

Nyitóirányú előfeszítés esetén a diffúziós jelenségek dominálnak, az átmenet feszültsége $U_A \gg U_T = \frac{mkT}{q}$ így

a jelleggörbe megközelíthető egy exponenciális egyenlettel:

$$I_F = I_O \cdot \exp\left(\frac{qU_A}{mkT}\right) \text{ (a jelleggörbe az első negyedben)}$$

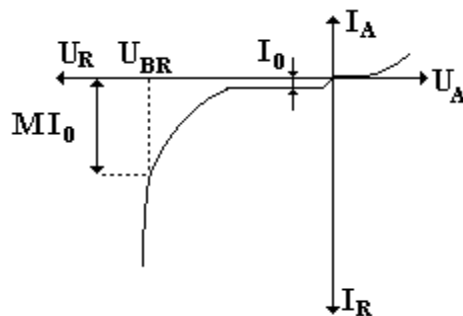
Záróirányú előfeszítés esetén, amikor is az átmenetre adott negatív feszültség abszolút értéke

$$U_R \gg U_T = \frac{mkT}{q} \text{ az átfolyó áram gyakorlatilag nem függ a feszültségtől } I_R = -I_O$$

A p-n átmenet nyitófeszültsége félvezető anyagtól függően körülbelül 0,7V (Si) , valamint 0,3V (Ge, As).

1.1.3. A p-n átmenet átütése

Az U_{BR} feszültségnél, a visszáram I_R nagyon nagy értéket vesz fel, a töltéshordozók lavinaszerű többszöröződése következtében.



$$I_R = M \cdot I_O, \text{ ahol } M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_R}{U_{BR}}\right)^n} \text{ ahol } n \in (4,7)$$

Ha külső áramkör nem határolja az áramot, a p-n átmenet tönkremegy

1.1.4 Zener effektus.

Nagy töltéshordozósűrűség esetén ($>10^{18} \text{ cm}^{-3}$) a p-n átmenet átütése nem a a töltéshordozók lavinaszerű többszöröződése következtében jön létre hanem Zener effektus során. A Zener effektus aránylag kis feszültségnél jön létre , a külső tér hatására felbomlanak kovalens kötések, aminek következtében megnő töltéshordozók száma. Ezen effektus során nem megy tönkre at átmenet, feltéve ha külső áramkör nem határolja az áramot. A jelleggörbén látható, hogy a harmadik negyedben a feszültség gyakorlatilag nem változik, míg az áram nagy értékeket vesz fel. Ezt a tulajdonságot feszültségstabilizálásra használjuk fel.

1.2 Félvezető diódák

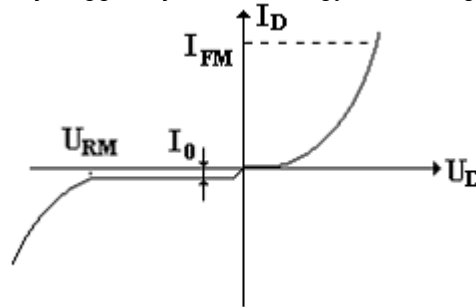
A dióda egy a p-n átmenetre épülő félvezető eszköz, kivezetései anód (A), katód (K)



1.2.1 Egyenirányító diódák

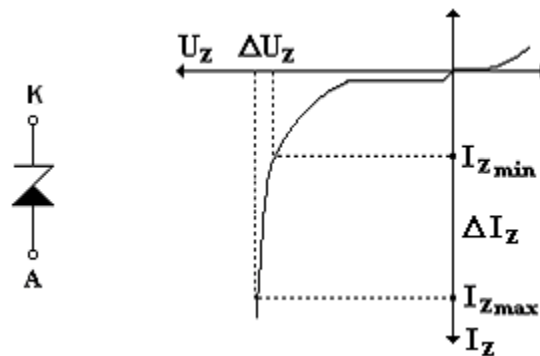
Általában a kisfrekvenciás (50/60 Hz) hálózati feszültség egyenirányítására szolgálnak. Legfontosabb paraméterei a maximális nyitóirányú áram (I_{FM}) és a maximális záróirányú feszültség

(U_{RM}) aminél még működik a dióda. Azek a technológiák mai állásánál több száz amper, illetve több ezer voltot jelent. Az egyenirányító dióda jelleggörbéje, valamint egyenlete megegyezik a p-n átmenetjével



1.2.2 Zener (feszültségstabilizáló) diódák

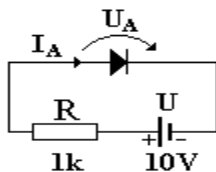
A Zener diódákat az átmenet szakítási záróirányú feszültségénél használjuk, amikor $U_Z \cong U_{BR}$ gyakorlatilag állandó, tehát a munkapont a jelleggörbéjük letörési tartományában van. A stabilizált feszültség értéke típusonként, általában 2...200 V között változik.



Alkalmazás

Az alábbi áramkörben $I_o = 1\mu A$ és $m = 1$. Számítsuk ki a dióda működési pontját (munkapontot)

A munkapont (I_A, U_A) az alábbi egyenlet megoldása:



$$\begin{cases} U_A + RI_A = U \\ I_A = I_o \left[\exp\left(\frac{qU_A}{mkT}\right) - 1 \right] \end{cases}$$

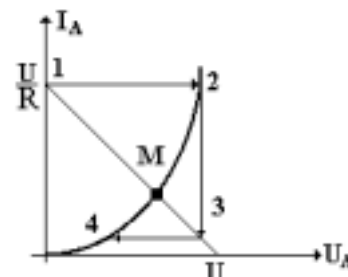
A megoldás transzcendens egyenlethez vezet, ezért sorozatos megközelítésekkel próbálkozunk.

Feltételezzük, hogy $U_A = 0$; ebből $I_A = \frac{U}{R} = 10mA$. Ezekkel az értékekkel újraszámoljuk a feszültséget

$$U_A = m \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_A}{I_o} + 1\right) = 0.026 \ln(10^4 + 1) = 0.239V \text{ Az áram új értéke } I_A = \frac{U_A - U}{R} = 9.76mA \text{ és}$$

$$U_A = 0.238V.$$

Ezeket a lépéseket addig végezzük, amíg két egymásután következő érték közötti különbség bizonyos előre megadott érték alá csökken. Az ábrán látható a megközelítések grafikus ábrázolása

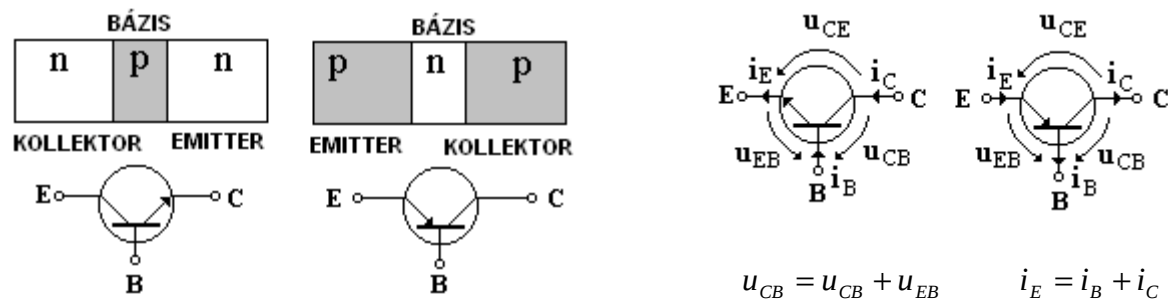


1.3 Bipoláris tranzisztor

1.3.1 Felépítés. Főbb jellemzők

A tranzisztor szó a TRANSfer és a reSISTOR angol szavak összevonásából keletkezett. Napjainkban e szó alatt a félvezető eszközök népes családját értjük, melybe a térvezérlésű (FET, Field Effect Transistor), bipoláris réteg és az egyátmenetű (UJT, Uni-Junction Transistor) tranzisztorok tartoznak.

A bipoláris tranzisztor első, úgynevezett tűs változatát K. Bardeen és W. H. Brattain találta fel, viselkedését pedig először W. Shockley magyarázta meg. A tűs tranzisztrorról néhány év múlva áttértek a stabilabb rétegt tranzisztorra, amely egy kétátmenetes háromelektrodás félvezető eszköz. A bipoláris jelző azt mutatja, hogy ebben a tranzisztorban mind a kétféle (többségi és kisebbségi) töltéshordozók fontos szerepet játszanak. A bipoláris tranzisztor lényegében egy kétátmenetes (két dióda), három elektrodás egykristály, vagy n-p-n, vagy p-n-p rétegegymásutánisággal.



Az egyes rétegekhez tartozó elektrodákon keresztül az egyik átmenet nyitóirányban (emitter-bázis átmenet), a másik záróirányban (kollektor-bázis átmenet) előfeszített. Az egyes elektrodák rendre emitter (E), bázis (B) és kollektor (C) nevet kapnak. Ahhoz, hogy a bipoláris tranzisztor ne két dióda-ként, hanem tranzisztorként viselkedjék, még az is szükséges, hogy a bázisréteg nagyon vékony ($\approx 5 \cdot 10^{-6} \text{ m}$) kell legyen.

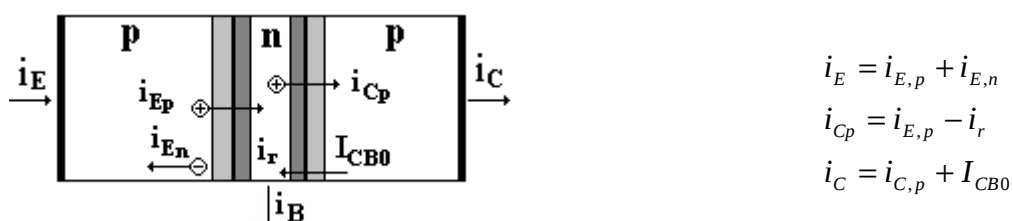
Alapkapcsolásban, a tranzisztor négyfókuszként kezeljük, ennek következtében három típusú kapcsolás létezik: a közös emitterű, közös bázisú, közös kollektorú kapcsolások. A tranzisztor jelleggörbéit is ezek alapján definiáljuk, és léteznek (az ábra szerinti közös bázisú kapcsolásban, példaként:



- bemeneti: $i_E = i_E(u_{EB})$, ahol u_{CB}, i_C paraméterek
- átviteli: $i_C = i_C(u_{EB})$, ahol u_{CB}, i_B paraméterek
- kimeneti: $i_C = i_C(u_{CB}), u_{EB}, i_B$ paraméterek

1.3.2 A tranzisztor működése (tranzisztor-effektus)

A tranzisztorban folyó áramok összetevői (feltételezve, hogy az emitter átmenet nyitóirányú, míg a kollektor átmenet záróirányban előfeszített) a következők



$$i_E = i_{E,p} + i_{E,n}$$

$$i_{Cp} = i_{E,p} - i_r$$

$$i_C = i_{C,p} + I_{CB0}$$

$$i_B = i_E - i_C = i_{E,p} + i_{E,n} - i_{E,p} + i_r - I_{CB0} = i_{E,n} + i_r - I_{CB0}$$

Az emitter hatékonysága: $\gamma_E = \frac{i_{E,p}}{i_E} = \frac{i_{E,p}}{i_{E,p} + i_{E,n}} \quad (\gamma_E \rightarrow 1)$

Átviteli tényező: $\beta_E = \frac{i_{C,p}}{i_{E,p}} = \frac{i_{C,p}}{i_{C,p} + i_r} \quad (\beta_T \rightarrow 1)$

$i_E = i_{E,p} + i_{E,n} \Rightarrow i_C = \gamma_E \beta_T i_E + I_{CB0} \Rightarrow i_C = \alpha_F i_E + I_{CB0}$ ahol $\alpha_F = \gamma_E \beta_T$ az áramerősítési tényező Szokásos tranzisztorok esetében $\alpha = 0.95 \div 0.998$. A tranzisztor hatékony működése még megköveteli a következő feltételt: $I_{CB0} \rightarrow 0$.

Az átmenetek előfeszítése alapján a tranzisztorok négy lehetséges üzemmódját különböztetjük meg:

Állapot	Előfeszítés	
	EB átmenet	BC átmenet
Normál (aktív)	nyitóirányú	záróirányú
Telített	nyitóirányú	nyitóirányú
Lezárt	záróirányú	záróirányú
Fordított (reverse)	záróirányú	nyitóirányú

Mi egyelőre csak a normál aktív állapottal fogunk foglalkozni. A telített és lezárt állapotok tárgyalására az impulzus-üzemű áramköröknél kerítünk alkalmat. A fordított állapot elvben lehetséges de a tranzisztorok felépítési sajátosságai miatt gyakorlatilag lehetetlen.

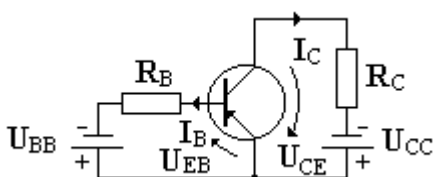
Az aktív állapotban a bemeneti impedancia az emitter és bázis között kicsi, míg a kimeneti impedancia igen nagy. A bázis-emitter bemeneti feszültség változásainak hatására a bemeneti körben létesülő áram a tranzisztor-effektus folytán a kimeneti körbe kerül, ahol annak nagy ellenállásán olyan feszültségváltozást hoz létre, amely a bemenetnél jóval nagyobb. Így a bipoláris tranzisztor feszültség, áram és teljesítmény erősítésére képes.

1.3.3 Működés normál aktív tartományban

• Közös bázisú kapcsolás (KB)

$$u_{EB} \gg \frac{KT}{q}, \quad u_{CB} < 0, |u_{CB}| \gg \frac{KT}{q} \rightarrow i_C = \alpha_F i_E + I_{CB0}, \text{ ahol } \alpha_F, I_{CB0} \text{ állandó}$$

• Közös emitterű kapcsolás



$$u_{BB} = u_{EB} + R_B I_B$$

$$u_{CC} = -u_{CE} + R_C I_C$$

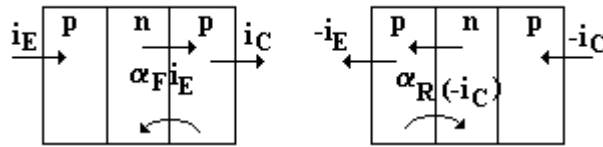
$U_{EB} \cong \text{állandó}$, elvégezzük a behelyettesítést $I_C = \beta_T I_B + I_{CE0}$ ahol $\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$ áramerősítési

tényező (közös emitterű kapcsolásban), míg $I_{CE0} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_F} = (\beta_F + 1) I_{CB0} = I_C|_{I_B=0}$ reziduális

záróirányú áram

1.3.4 A bipoláris tranzisztor nagyjelű (EBERS - MOLL) modellje

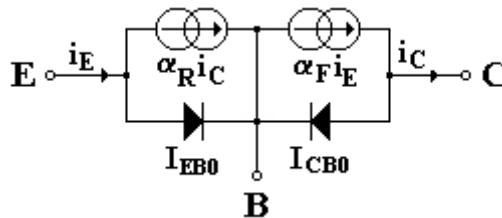
a). kivezetések áramai által vezérelt áramgenerátoros modell



$$i_C = \alpha_F i_E - I_{CB0} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right], \text{ hasonlóképpen felírhatjuk visszafelé az áramokat}$$

$$-i_E = \alpha_R (-i_C) - I_{EB0} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] \text{ sau } i_E = \alpha_R i_C + I_{EB0} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

ahol α_R fordított irányú áramerősítési tényező, míg I_{EB0} a BE átmenet záróirányú árama. Az egyenleteknek megfelelő áramköri modell



b). diódaáramok által vezérelt áramgenerátoros modell

$$i_C = \alpha_F i_E - I_{CB0} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

ha megoldjuk az egyenletet

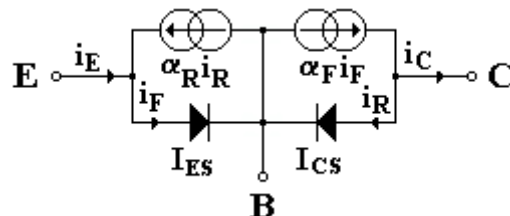
$$i_E = \alpha_R i_C + I_{EB0} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] \text{ egy másik egyenletrendszer kapunk}$$

$$i_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - \alpha_R I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

$$i_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

ahol $I_{ES} = \frac{I_{EB0}}{1 - \alpha_F \alpha_R}$; $I_{CS} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_F \alpha_R}$, míg I_{ES} az emitter-bázis dióda visszárama rövidzárt

kollektor-bázis esetén, valamint I_{CS} a kollektor-bázis dióda visszárama rövidzárt emitter-bázis esetén. Az egyenleteknek megfelelő áramköri modell



ahol $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$ tehát a négy paraméter nemegymástól független.

1.3.5. A bipoláris tranzisztor jelleggörbéi

1.3.5.1. Közös bázisú kapcsolás (KB)

• bemeneti jelleggörbék

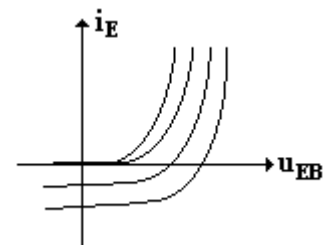
$$i_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - \alpha_R I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

$$i_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

az első egyenletet $i_E = i_E(u_{EB})$ tekinthetjük bemeneti jelleggörbének

ha $u_{CB} < 0$ $i_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right]$ diódajelleggörbe, ha $u_{CB} < 0$ $|u_{CB}| \gg \frac{KT}{q}$ kapjuk

$$i_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] + \alpha_R I_{CS} = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) \right] - I_{ES}(1 - \alpha_F)$$



• Átviteli jelleggörbék $i_C = i_C(u_{EB})$

$$i_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right] \text{ ha } u_{CB} = ct.$$

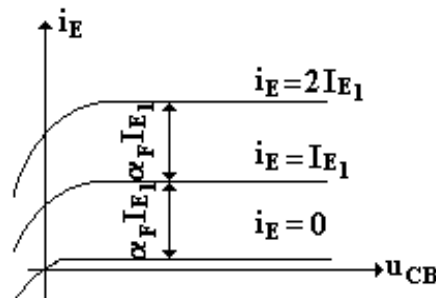
$$i_C \approx \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] + I_{CS} = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) \right] + I_{CS}(1 - \alpha_R) \approx \alpha_F I_{ES} \exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right)$$

• Kimeneti jelleggörbék

ha $i_E = \text{állandó}$, ha $u_{EB} = \text{állandó}$

$$i_E = \text{állandó} \text{ esetében: } i_C = \alpha_F i_E - I_{CB0} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

$$\text{ha } i_E = 0 \text{ akkor: } i_C = -I_{CB0} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$



1.3.5.2. Közös emitterű jelleggörbék (KE)

Az alábbi egyenletek kivonásával

$$i_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - \alpha_R I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

$$i_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qu_{CB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

kapjuk

$$i_B = i_E - i_C = (1 - \alpha_F) I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] + (1 - \alpha_F) I_{CS} \left[\exp\frac{q}{KT}(u_{CE} + u_{EB}) - 1 \right]$$

• bemeneti jelleggörbék $i_B = i_B(u_{EB})$ ha $u_{CE} = \text{állandó}$

Az $u_{CE} = 0$ jelleggörbe szintén dióda típusú:

$$i_B = \left[(1 - \alpha_F) I_{ES} + (1 - \alpha_R) I_{CS} \right] \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right]$$

• Átviteli jelleggörbék $i_C = i_C(u_{EB})$ ha $u_{CE} = \text{állandó}$.

$$i_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\frac{q}{KT}(u_{CE} + u_{EB}) - 1 \right]$$

ha u_{CE} eléggé nagy és negatív értékű (pnp) és $u_{EB} \gg \frac{kT}{q}$, akkor az átviteli jelleggörbe

$$i_C \approx \alpha_F I_{ES} \exp\left(\frac{qu_{EB}}{KT}\right).$$

Alapvető tulajdonsága a bipoláris tranzisztornak az exponenciális (nemlineáris) jelleggörbe.

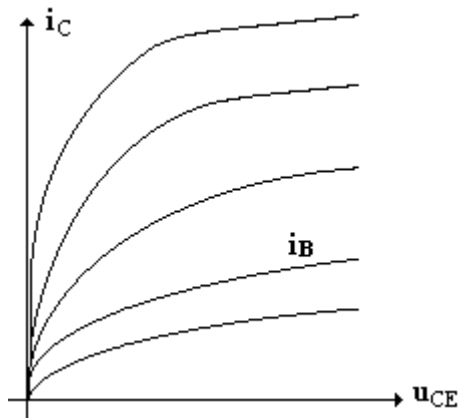
• Kimeneti jelleggörbék

Leginkább az $i_C = i_C(-u_{CE})$ ha $i_B = \text{állandó}$ típust használjuk

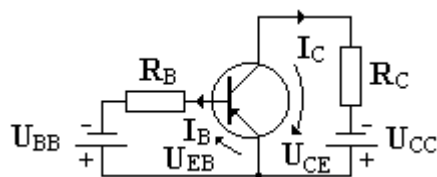
$$i_E = i_C + i_B \rightarrow i_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} i_B - \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_F} \left[\exp\frac{q}{KT}(u_{CE} + u_{EB}) - 1 \right] \quad \text{vagy}$$

$$i_C = \beta_F i_B - (\beta_F + 1) I_{CB0} \left[\exp\frac{q}{KT}(u_{CE} + u_{EB}) - 1 \right]; \quad \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$$

Az aktív tartományban $u_{EB} > 0$, $u_{EB} = \text{állandó}$.



1.3.6. A bipoláris tranzisztor előfeszítése (munkaponti polarizálás)

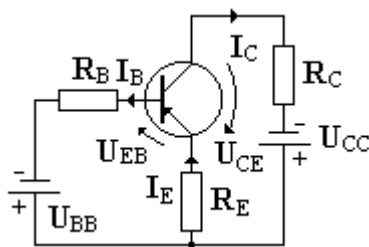
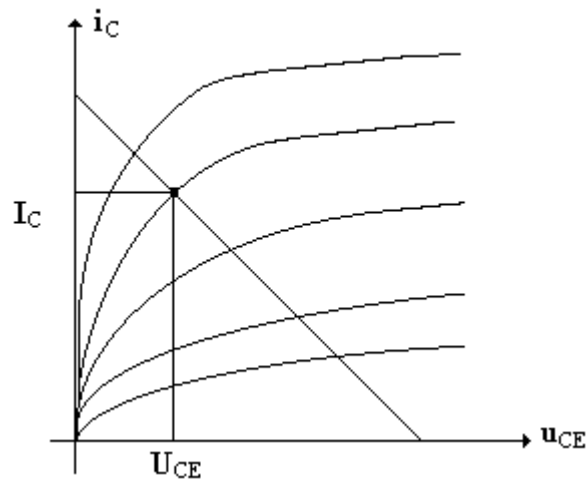


$$u_{BB} = u_{EB} + R_B I_B$$

$$u_{CC} = -u_{CE} + R_C I_C (*)$$

$$I_C = \beta_F I_B + I_{CE0}$$

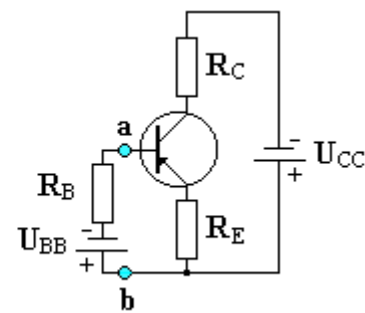
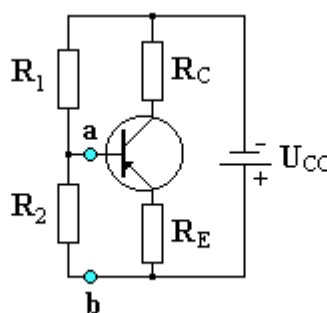
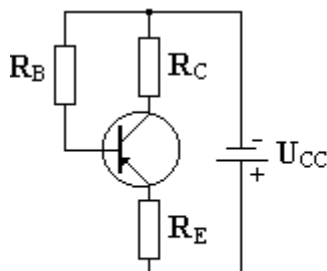
A működési pont az $i_B = I_B = \text{állandó}$ jellegű görbe, ahol $I_B = \frac{u_{BB} - u_{EB}}{R_B}$ és a munkaegyenes (*) metszéspontja lesz



$$u_{BB} = u_{EB} + I_B R_B + I_E R_E = u_{EB} + [R_B + (\beta_F + 1)R_E] I_B$$

$$I_C = \frac{\beta_F (u_{BB} - u_{EB})}{R_B + (\beta_F + 1)R_E}$$

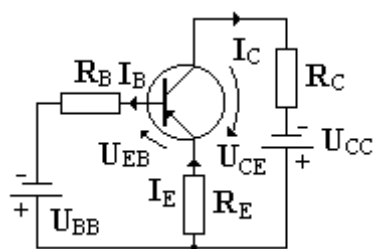
A legelterjedtebb előfeszítési áramkör



ahol

$$u_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{CC}, R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

1.3.7 A munkapont stabilizálása



$$U_{BB} = R_B I_B + U_{BE}; \quad I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0} + R_E I_E$$

$$I_E = I_B + I_C = (\beta_F + 1) I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0}$$

$$U_{BB} - U_{BE} = R_B I_B + R_E (\beta_F + 1) I_B + R_E (\beta_F + 1) I_{CB0}$$

$$I_B = \frac{u_{BB} - u_{BE}}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} - \frac{R_E (\beta_F + 1) I_{CB0}}{R_B + (\beta_F + 1) R_E}$$

$$I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0} = \frac{\beta_F (u_{BB} - u_{BE})}{R_B (\beta_F + 1) R_E} - \frac{\beta_F R_E (\beta_F + 1) I_{CB0}}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} + (\beta_F + 1) I_{CB0} =$$

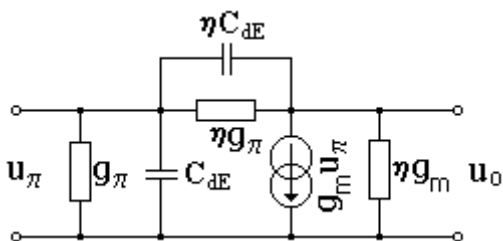
$$= \frac{\beta_F (u_{BB} - u_{BE})}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} + (\beta_F + 1) \frac{(R_B + R_E)}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} I_{CB0}$$

$$\text{és } u_{CE} = u_{CC} - R_C I_C - R_E I_E = u_{CC} - (R_C + R_E) I_C$$

$$\text{ha } R_B \ll (1 + \beta_F) R_E \text{ akkor: } I_C \cong \frac{U_{BB} - u_{BE}}{R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) I_{CB0},$$

1.3.8. Dinamikus üzemmód

1.3.8.1 Kisjelű modell (természetes, Giacoletto)



$$\frac{1}{r_{b'e}} = g_{b'e} = g_\pi \quad C_{b'e} = C_{dE} + C_{bE} \cong C_{dE}$$

$$g_{b'e} = \eta \cdot g_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} \quad C_{b'e} = \eta C_{dE} + C_{bc} \approx C_{bc}$$

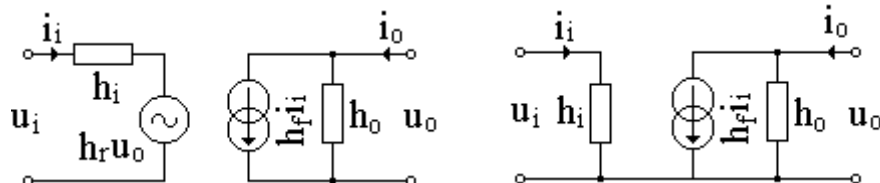
$$g_{b'e} = \eta \cdot g_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} \quad g_{ce} = \eta \cdot g_m = \frac{1}{r_o}$$

$$\frac{1}{r_{b'e}} = g_{b'e} = g_\pi \quad C_{b'e} = C_{dE} + C_{bE} \cong C_{dE}$$

$$C_{b'e} = \eta C_{dE} + C_{bc} \approx C_{bc}$$

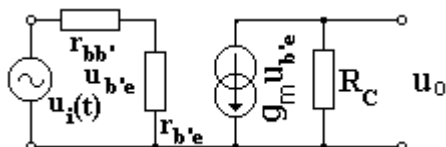
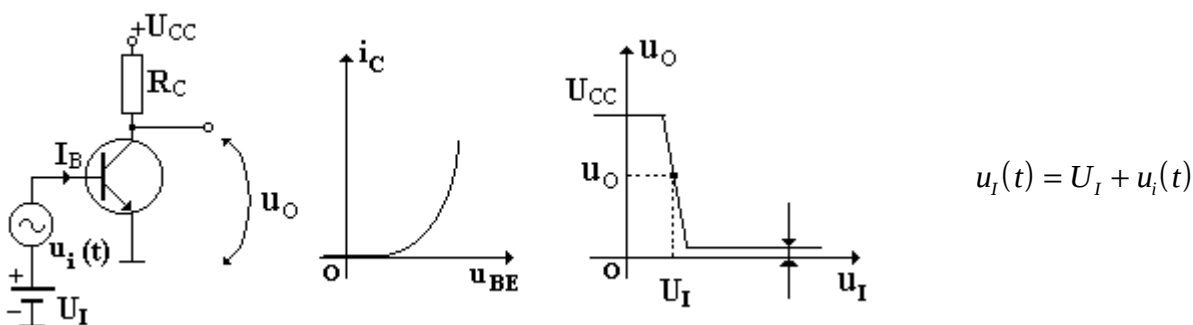
$$g_{b'e} = \eta \cdot g_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} \quad g_{ce} = \eta \cdot g_m = \frac{1}{r_o}$$

1.3.8.2. Hibrid paraméteres modell



$$h_i = r_\pi = \frac{1}{g_\pi}; h_r = 0; h_f = g_m r_\pi; h_o = \frac{1}{r_o}$$

1.3.8.3 Számítási példa. Közös emitterű kapcsolás.



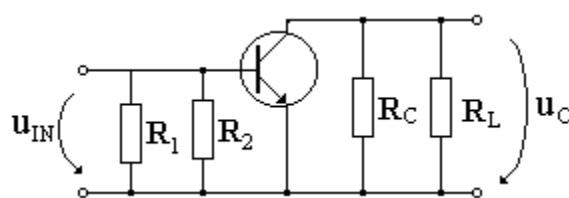
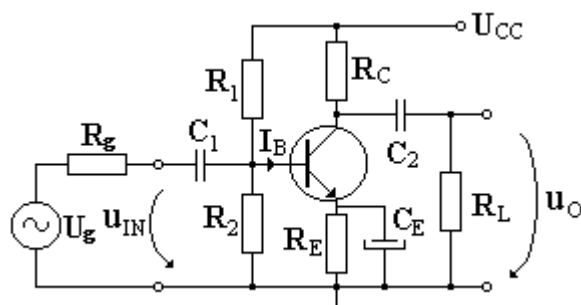
$$A_U = \frac{u_o(t)}{u_i(t)} = \frac{-g_m R_C u_{b'e}(t)}{\frac{r_{b's} + r_{b'e}}{r_{b'e}} u_i(t)} = \frac{-g_m r_{b'e} R_C}{r_{b's} + r_{b'e}}$$

$$u_o(t) = -R_C i_c(t) = -R_C g_m u_{b'e}(t)$$

$$u_{b'e}(t) = u_i(t) \frac{r_{b'e}}{r_{b's} + r_{b'e}}$$

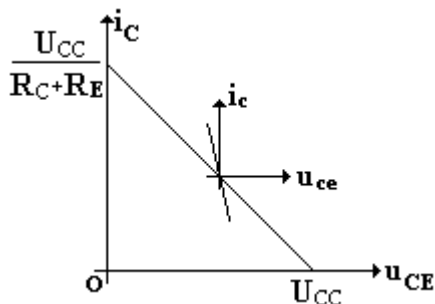
$$A_I = \frac{i_c(t)}{i_b(t)} = \frac{g_m u_{b'e}(t)}{g_{b'e}(t)} = g_m r_{b'e} = \beta_F$$

1.3.9 Dinamikus jelleggörbe. Kivezérítés



váltóáramú helyettesítő kapcsolás

$R'_L = (R_L \times R_C)$ azaz a két ellenállás párhuzamos kapcsolása



$$U_{CC} = u_{CE} + i_C R_C + i_E R_E \cong u_{CE} + (R_C + R_E) i_C$$

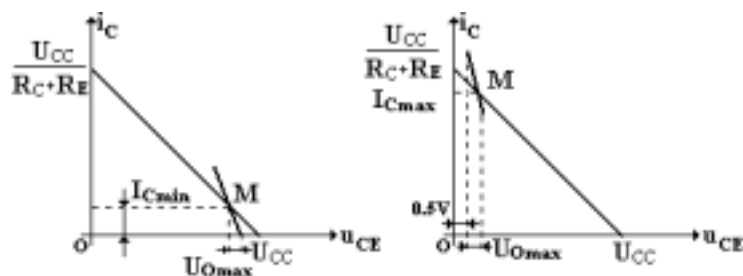
$$i_C(t) = I_C + i_c(t)$$

$$u_{CE}(t) = U_{CE} + u_{ce}(t)$$

$$U_{CC} = U_{CE} + I_C (R_C + R_E) + u_{ce}(t) + (R_C + R_E) i_c(t)$$

$$u_{ce}(t) = -R'_L i_c(t)$$

13.10 A munkapont megválasztása



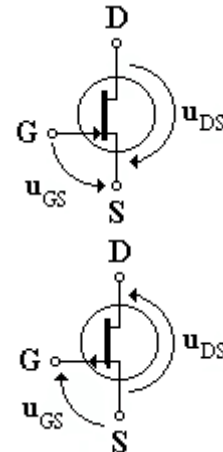
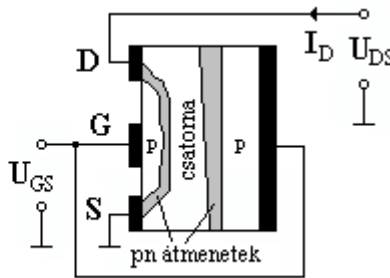
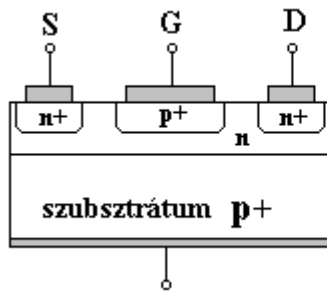
Mivel $U_{CEsat} = 0.5V$ ezért:

$$I_C < I_{Cmax} = \frac{U_{CC} - (U_{0max} + 0.5V)}{R_C + R_E}$$

1.4 Tervezéses tranzisztorok Záróréteges tervezéslésű tranzisztor (j-FET)

1.4.1 Szerkezet. Grafikus szimbólum. Működés

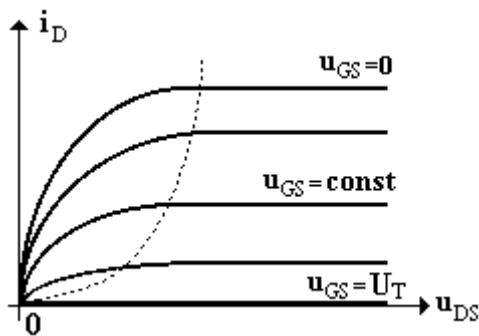
- Unipoláris eszközök, amelyekél az elektromos áram egy belső csatornán jön létre
- Külső feszültséggel (elektromos tér) szabályozott csatorna vezetőképesség
- Source (forrás), Drain (nyelő), Gate (kapu)
- A kapu-csatorna átmenet egy (mindig) záróirányban előfeszített p-n átmenet
- A főáram a source-drain áram



Főbb előnyök: Nagy bemeneti impedancia, kis zaj (termikus)
Gyenge hőmérsékletfüggőség (nincs kisebbségi töltéshordozó)

Jelleggörbék

a. Kimeneti jelleggörbék $i_D = i_D(u_{DS})$ $u_{GS} = \text{paraméter}$



Lineáris tartomány

$$i_D = G_o \left[1 - \left(\frac{u_{GS}}{U_T} \right)^2 \right] u_{DS} \quad r_d = \frac{r_0}{1 - K U_{GS}}$$

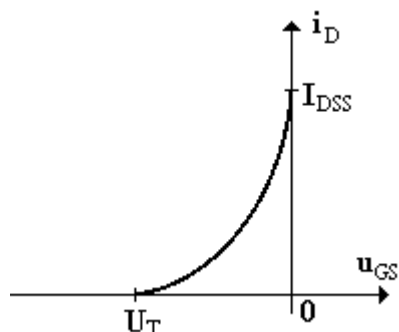
Nemlineáris tartomány $u_{DS} < u_{DS,sat}$

Telítettségi tartomány $u_{DS} \geq u_{DS,sat}$

$$u_{GS} - u_{DS,sat} = U_T \rightarrow u_{DS,sat} = u_{GS} - U_T$$

$$i_D = i_{D,sat} = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_T} \right)^2$$

b. Átviteli jelleggörbék $i_D = i_D(u_{GS})$, $u_{DS} > u_{DSsat}$ $paraméter$



n csatornás jFET

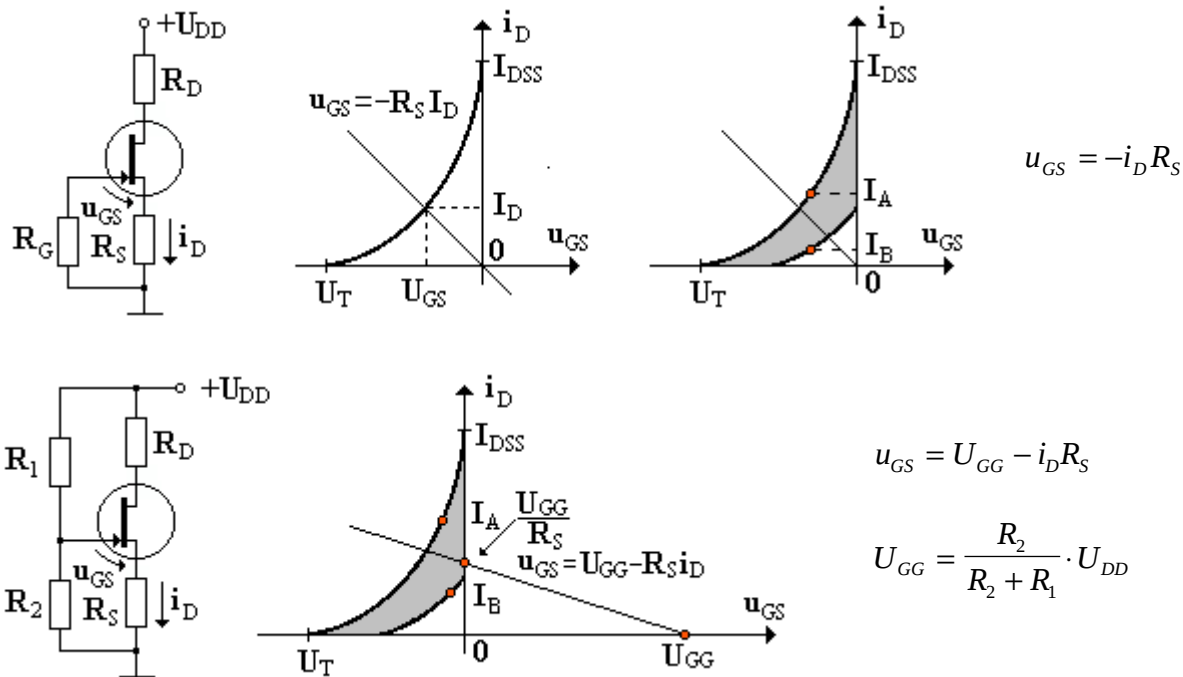
$$u_{DS} \geq u_{DS,sat} \quad u_{DS,sat} = u_{GS} - U_T$$

$$i_D = i_{D,sat} = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_T} \right)^2$$

$$U_{GS} \in [U_T, 0]$$

j-FET polarizálása (Munkapont beállítás)

A Munkapont (működési pont) a $u_{GS} = -R_S i_D$ munkaegyenes és a kimenő jelleggörbe $i_D = i_D(u_{GS})$ találkozásánál van



Kisjelű paraméterek

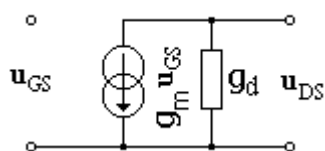
$$i_D = i_D(u_{GS}, u_{DS}) \quad \text{differenciálva} \quad di_D = \frac{\delta i_D}{\delta u_{GS}} \cdot du_{GS} + \frac{\delta i_D}{\delta u_{DS}} \cdot du_{DS} \quad \Delta i_D = g_m \Delta u_{GS} + g_d \Delta u_{DS}$$

- j-FET meredeksége (transzkonduktancia): $g_m = \left. \frac{\delta i_D}{\delta u_{GS}} \right|_{u_{DS}} \cong \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \right|_{u_{DS}}$
- drain-vezetőképesség: $g_d = \left. \frac{\delta i_D}{\delta u_{DS}} \right|_{u_{GS}} \cong \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{DS}} \right|_{u_{GS}} = \frac{1}{r_d}$ azaz drain-ellenállás
- normál (telített) üzemmódban a meredekség:

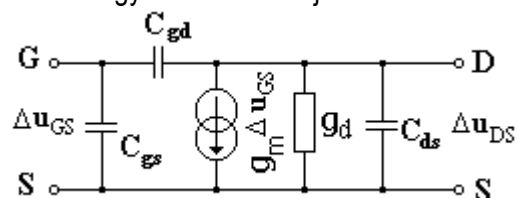
$$g_m = \left. \frac{\delta i_D}{\delta u_{DS}} \right|_{u_{DS}} = \frac{-2I_{DSS}}{U_T} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_T} \right) = g_{m0} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_T} \right)$$

- ahol a maximális érték $g_{m0} = \left. \frac{\delta i_D}{\delta u_{GS}} \right|_{u_{GS}=0} = \frac{-2I_{DSS}}{U_T} > 0, U_T < 0$

kisfrekvenciás kisjelű modell



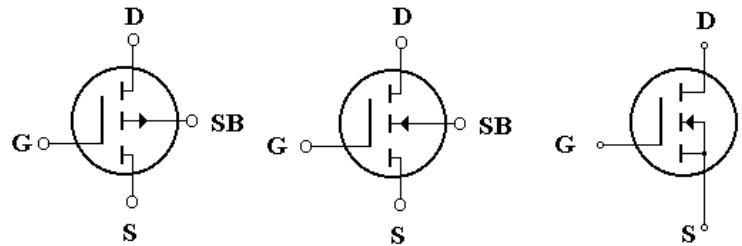
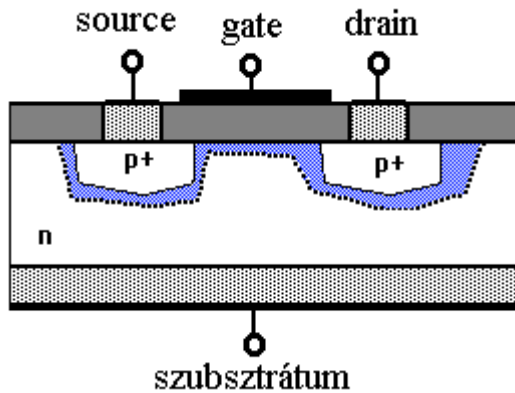
nagyfrekvenciás kisjelű modell



1.5 Tervezésű tranzisztorok MOS tranzisztorok (MOS-FET)

1.5.1 Szerkezet. Grafikus szimbólum. Működés

- Unipoláris eszközök **Metal-Oxid-Semiconductor**
- Elektromos áram egy belső csatornán jön létre
- Külső feszültséggel (elektromos tér) szabályozott csatorna vezetőképesség
- **Source** (forrás), **Drain** (nyelő), **Gate** (kapu). Szigetelt kapu (fém-Al). SiO_2

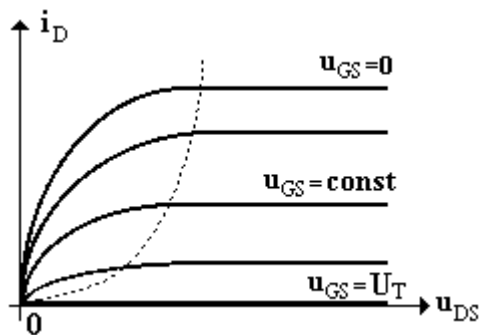


Főbb előnyök

- Nagy bemeneti impedancia
- Gyenge hőmérsékletfüggőség (nincs kisebbségi töltéshordozó)
- Kis zaj (termikus)

Jelleggörbék

a. Kimeneti jelleggörbék $i_D = i_D(u_{DS})$ $u_{GS} = \text{paraméter}$



Kvázilineáris tartomány

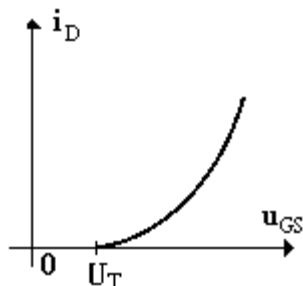
$$I_D = 2\beta \left[(U_{GS} - U_T)U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right], 0 < U_{DS} < U_{DS,sat}$$

Telítési tartomány $U_{DS} > U_{DS,sat}$

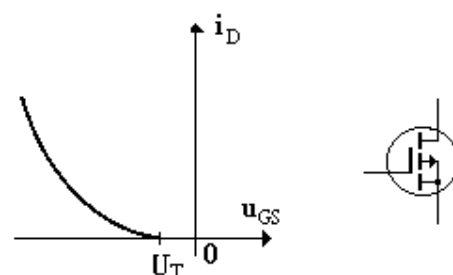
$$I_D = \beta (U_{GS} - U_T)^m;$$

$$I_D = \beta (U_{GS} - U_T)^2; U_{DS} > U_{DS,sat}$$

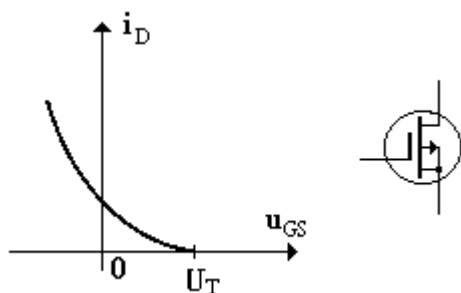
b. Átviteli jelleggörbék $i_D = i_D(u_{GS})$, $u_{DS} > u_{DSsat}$ paraméter



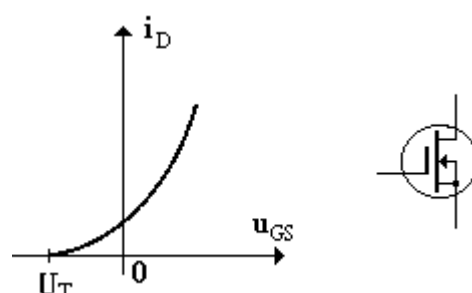
növekményes módú n csatornás MOSFET



növekményes módú p csatornás MOSFET



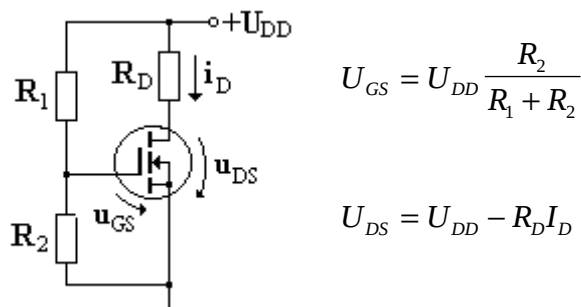
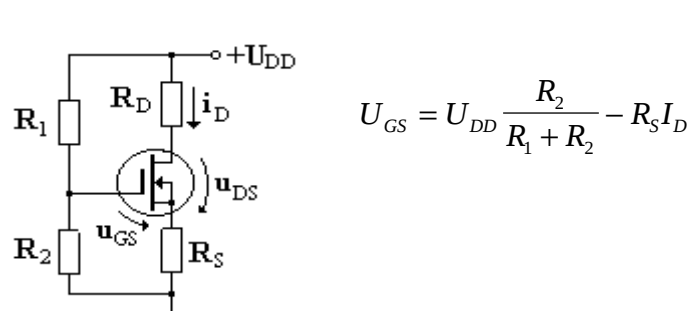
kiürítési módú n csatornás MOSFET



kiürítési módú p csatornás MOSFET

MOSFET polarizálása (Munkapont beállítás)

A Munkapont a munkaegyenes és a kimenő jelleggörbe $i_D = i_D(u_{GS})$ metszéspontjában található

növekményes módú n csatornás MOSFET**kiürítési módú n csatornás MOSFET****Kisjelű paraméterek**

$$i_D = i_D(u_{GS}, u_{DS}) \quad \text{differentiálva} \quad di_D = \frac{\delta i_D}{\delta u_{GS}} \cdot du_{GS} + \frac{\delta i_D}{\delta u_{DS}} \cdot du_{DS}$$

$$\Delta i_D = g_m \Delta u_{GS} + g_d \Delta u_{DS}$$

j-FET **meredeksége** (transzkonduktancia): $g_m = \left. \frac{\delta i_D}{\delta u_{GS}} \right|_{u_{DS}} \cong \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \right|_{u_{DS}} \quad i_D = \beta (u_{GS} - U_T)^m$

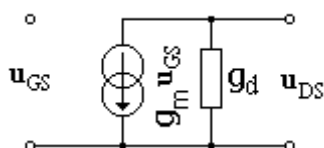
drain-vezetőképesség: $g_d = \left. \frac{\delta i_D}{\delta u_{DS}} \right|_{u_{GS}} \cong \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{DS}} \right|_{u_{GS}} = \frac{1}{r_d}$ azaz *drain-ellenállás*

a meredekség: $i_d = \beta m (U_{GS} - U_T)^{m-1} u_g + (U_{GS} - U_T)^m \frac{\delta \beta}{\delta u_{DS}} u_d = g_m u_g + \frac{1}{r_d} u_d$

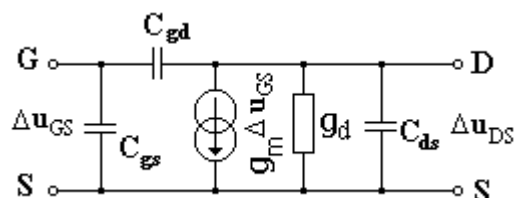
$$g_m = \beta m (U_{GS} - U_T)^{m-1} = \frac{m I_D}{U_{GS} - U_T} \quad \frac{1}{r_d} = (U_{GS} - U_T)^m \frac{\delta \beta}{\delta u_{DS}} = \frac{I_D}{\beta} \frac{\delta \beta}{\delta u_{DS}}$$

kisjelű modell

kisfrekvenciás modell



nagyfrekvenciás modell

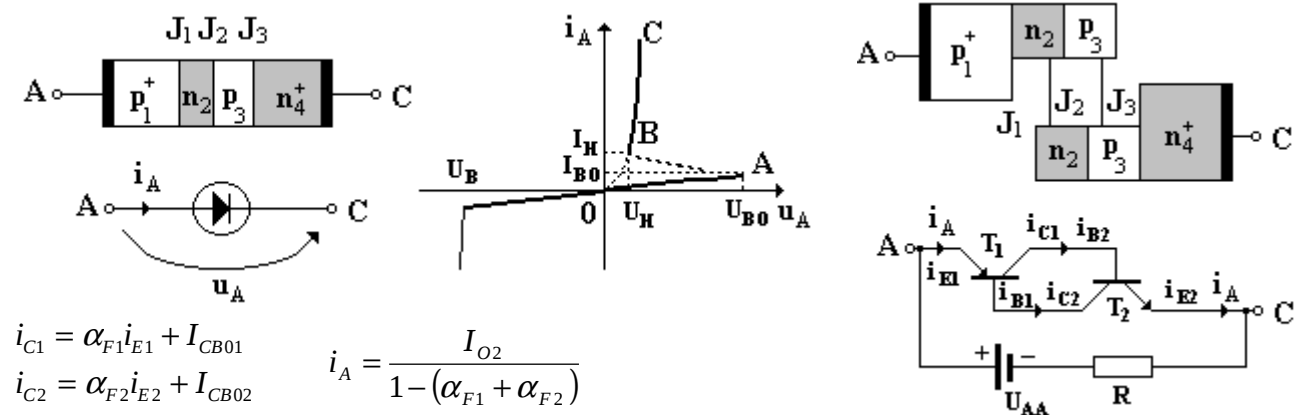


Félvezető tranzisztorok - szintézis

Név/Grafikus szimbólum	Bemeneti jelleggörbék	Átviteli jelleggörbék	Kimeneti jelleggörbék
Bipoláris tranzisztor pnp 			
Bipoláris tranzisztor npn 			
J-FET (n csatorna) 			
J-FET (p csatorna) 			
MOS-FET n kiürítéses 			
MOS-FET p kiürítéses 			
MOS-FET n növekményes 			
MOS-FET p növekményes 			

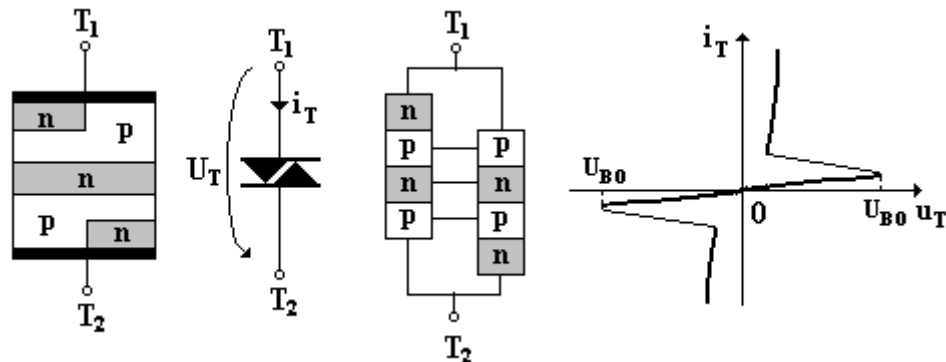
1.5 Többátmenetű félvezető eszközök

1.5.1 Pnpn dióda (Tirisztordióda, Triggerdióda) (Schockley)



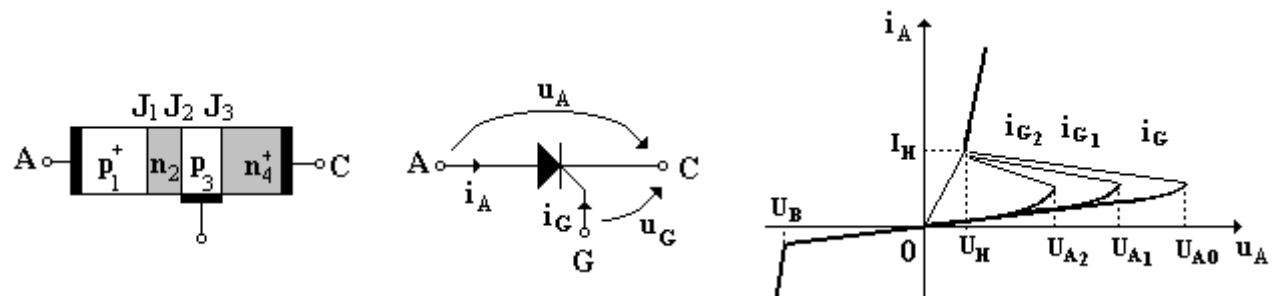
1.5.2 DIAC (Diode Alternative Current)

- Váltakozóáramú kapcsoló-dióda, a feszültség polaritás-váltásra szimmetrikusan viselkedik
- Megvalósítására kétirányú tirisztordióda illetve háromrétegű kétirányú dióda áll rendelkezésre



1.5.3 Tirisztor (tirisztortrióda)

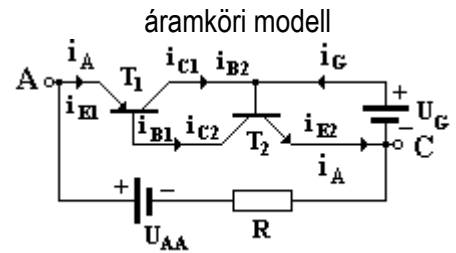
- Kapura (Gate) adott jellel (kapuáram, pozitív impulzus) a természetes "gyújtófeszültségnél" kisebb értékű feszültségnél is begyújtható
- Begyújtás után a kapu (Gate) elveszti vezérlőelektroda jellegét
- Lezárás ha az áram (feszültség) egy adott I_H (U_H) (megtartó – Hold) érték alá csökken.



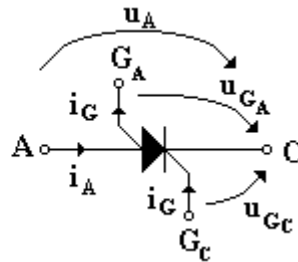
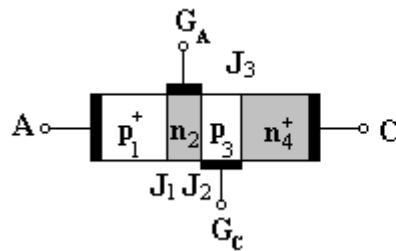
Begyűjtési feltétel

$$i_{C2} = \alpha_{F2}(i_A + i_G) + I_{CB02} \quad i_{C1} = \alpha_{F1}i_{E1} + I_{CB01}$$

$$i_A = \alpha_{F1}i_A + \alpha_{F2}(i_A + i_G) + I_{CB02} \rightarrow i_A = \frac{\alpha_{F2}i_G + I_{O2}}{1 - (\alpha_{F1} + \alpha_{F2})}$$

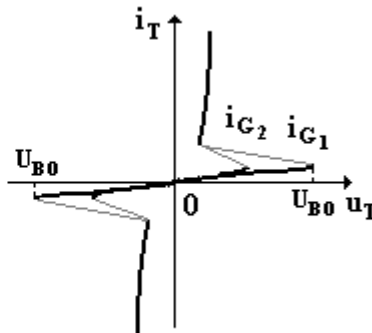
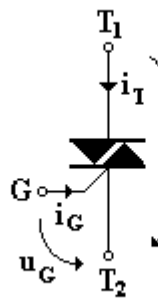
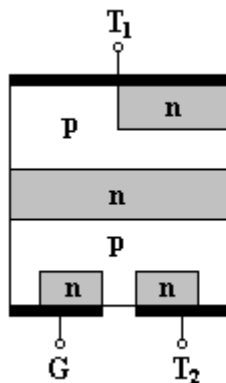


Tirisztor-tetróda

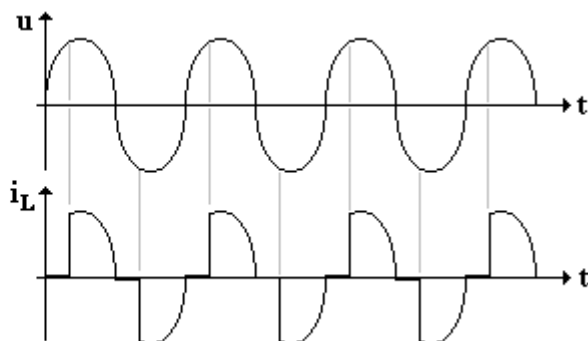
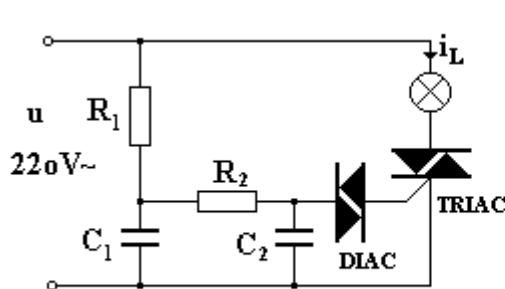


- Újabb kivezetés (katód-kapu) amelyen a begyűjtés ellentétes irányú árammal történik
- Gyorsabb működés

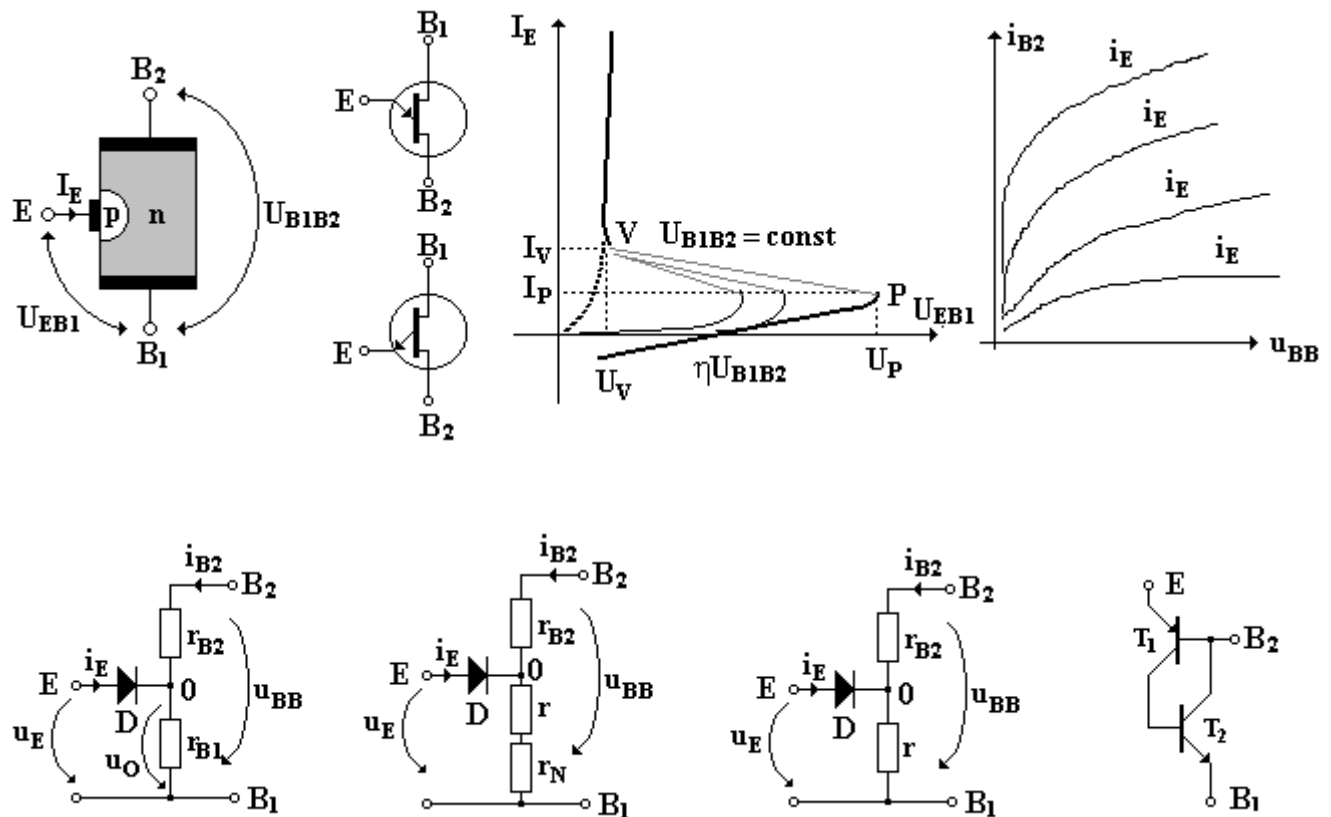
1.5.4 TRIAC



Alkalmazás: Váltakozóáramú teljesítményszabályozó



1.5.5 Egyátmenetű tranzisztor (UniJunction Transistor) UJT

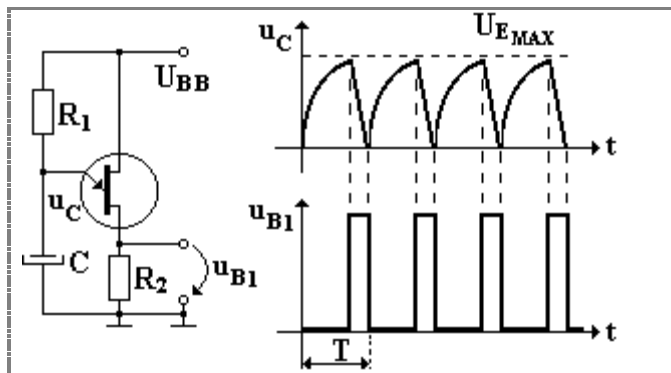


$$r_{B1} + r_{B2} = r_{BB}$$

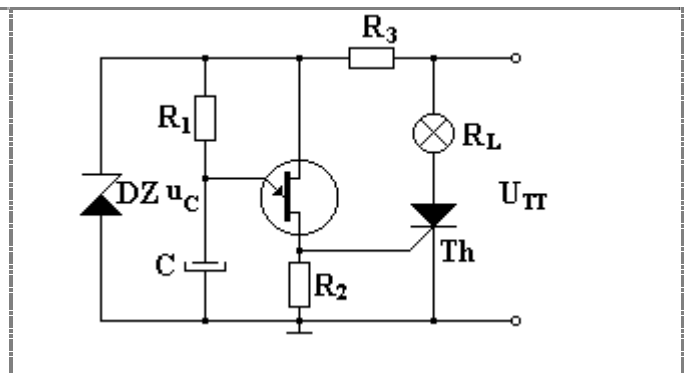
$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}}$$

UJT alkalmazások

Oscillátor



Időzítő áramkör



$$U_P = \eta U_{BB} \quad T = RC \ln \frac{U_{BB}}{U_{BB} - U_P} = RC \ln \frac{1}{1 - \eta}$$

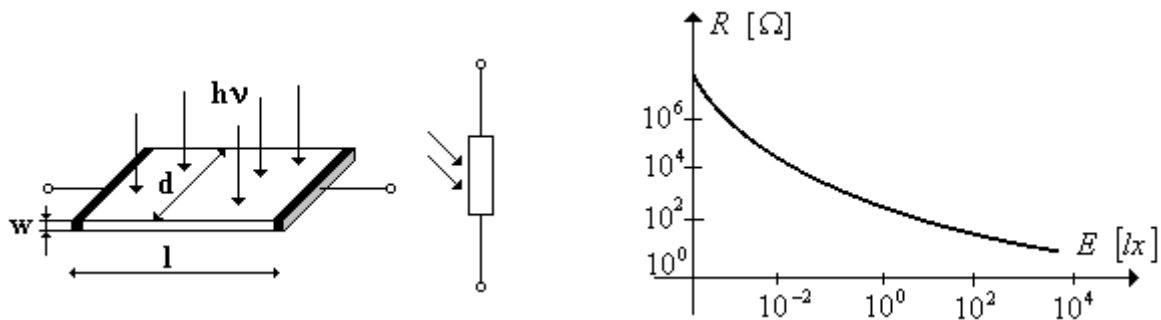
1.6 Optoelektronikai alkatrészek

Az emberi szem érzékelni tudja a 400 - 700 nm hullámhosszú elektromágneses hullámokat. A színérzetet a hullámhossz, a fényerősségérzetet a megvilágítás erőssége határozza meg

Fizikai mennyiségek	Összefüggés	Mértékegység
Fényáram	Φ	$1 \text{ lm} = 1 \text{ cd} \cdot \text{sr} = 1.47 \text{ mW} (\lambda = 555\text{nm})$
Fényerősség	$I = \frac{d\Phi}{d\Omega}$	$1 \text{ cd} = 1 \frac{\text{lm}}{\text{sr}} = 1.47 \frac{\text{mW}}{\text{sr}}$
Fénysűrűség	$B = \frac{dI}{dF_n}$	$1 \text{ sb} = 1 \frac{\text{cd}}{\text{cm}^2} = \pi \text{ lambert} = \pi \cdot 10^4 \text{ apostilb} =$ $= 2919 \text{ footlambert}$
Megvilágítás erőssége	$E = \frac{d\Phi}{dF_n}$	$1 \text{ lx} = 1 \frac{\text{lm}}{\text{m}^2} = 0.0929 = 0.147 \frac{\mu\text{W}}{\text{cm}^2}$

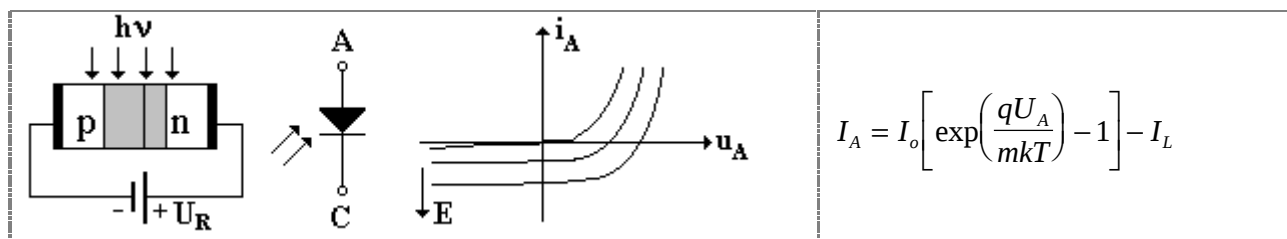
1.6.1 Fényellenállások (fotoellenállások)

- Zárórég (p-n átmenet) nélküli félvezető (kadmiumsulfid, kadmiumselenid, ólomsulfid, indium-antimonid), amelynek ellenállása a megvilágítás erősségétől függ (Clairex cég).
- Kadmiumalapú fotóellenállások 400-800 nm hullámhossztartományban érzékenyek
- ólomsulfid, indium-antimonid alapúak infravörös sugárzásra érzékenyek (3-7 μm)
- $R_o = \rho_o \frac{l}{wd}$



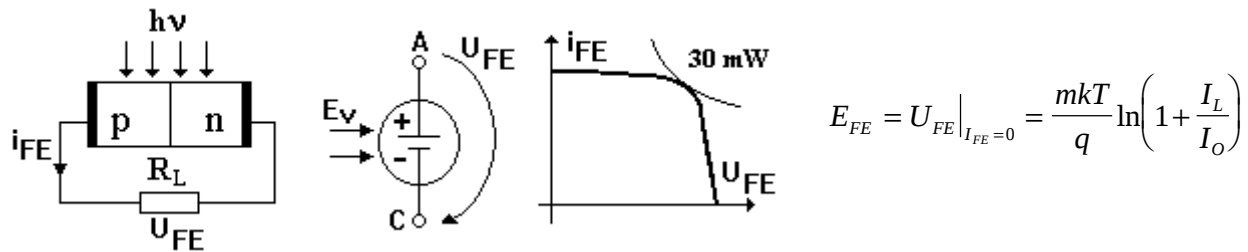
1.6.2 Fotodiódák

- Záróirányban előfeszített pn átmenet (dióda) amelynek visszárama megvilágítás hatására megnő.
- Si fotodiódák 0.6 – 1 μm , míg a Ge fotodiódák 0.5 – 1.7 μm hullámhossztartományban használhatók



Fényelem (napelem)

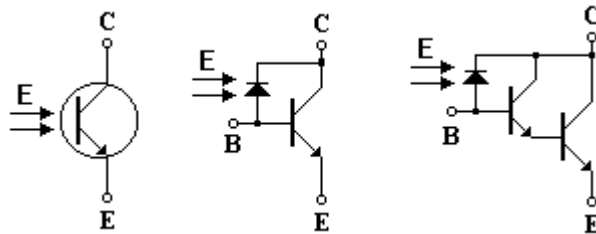
- A fénydiódák nem csak fénymérésre (záróirányú előfeszítés), hanem elektromos energia előállítására is alkalmasak (nagy felületű fotodiódák nyitóirányú előfeszítéssel)



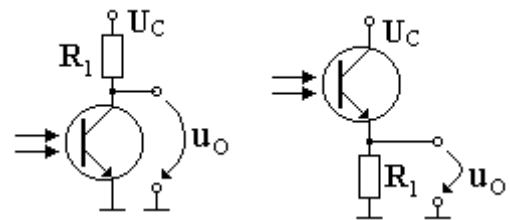
Fototranzisztorok

- A fototranzisztor bázis-kollektor átmenete fotodiódaként működik. A fotodiódán átfolyó áram bázisáramot hoz létre és ennek következtében felerősített kollektoráram keletkezik.

Áramköri jelölések, helyettesítő áramkör, Darlington fototranzisztor

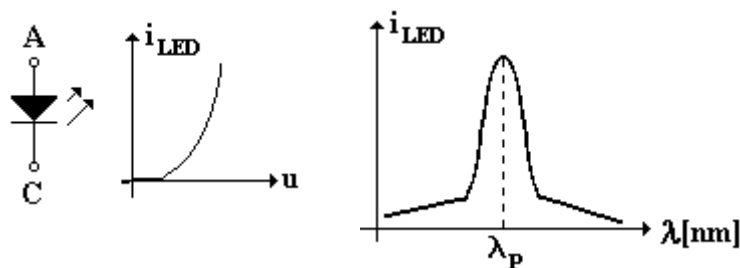


optokapcsolók (kapcsolóüzem mód)



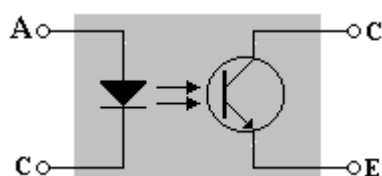
Fénykibocsátó dióda

- Elektromos energia alakul át fényenergiává. Főbb alkalmazások : kijelzők (pld 7 szegmens kijelző)
- Látható (piros, sárga, zöld, kék, fehér) tartományban, illetve infravörös tartományban (infraLED)



- A fénykibocsátó dióda egy nyitóirányban előfeszített pn átmenet, dióda (**L**ight **E**mitting **D**iode),
- I - U jelleggörbe, spektrális jelleggörbe (diódaáram hullámhossz függvényében)

Optocsatolók

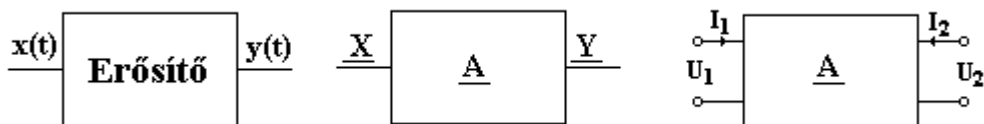


- Fénykibocsátó (vagy infravörös) dióda (LED) és fototranzisztor (esetleg fototirisztor, optotriak) együttes kapcsolása
- Jó átviteli hatásfokot általában infravörös tartományban lehet elérni
- Legfőbb alkalmazások: szigetelt jelátvitel, vezérlés, érzékelők

2. ELEKTRONIKUS ÁRAMKÖRÖK

2.1 Erősítők

Paraméterek



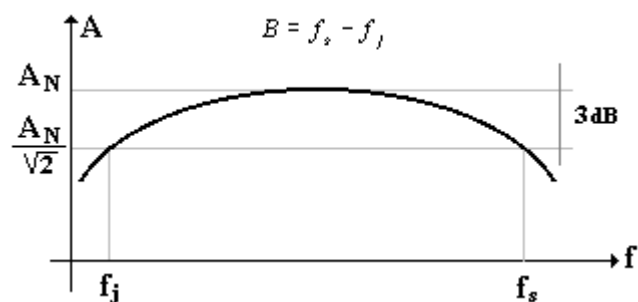
$$y(t) = A \cdot x(t - \tau)$$

$$\underline{Y} = \underline{A} \cdot \underline{X}$$

$$\underline{A} = A \cdot \exp(j\varphi)$$

$$\underline{A}(j\omega) = A(\omega) \exp j\varphi(\omega)$$

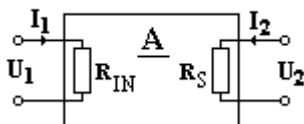
$$\underline{A}_U = \frac{U_2}{U_1}, \underline{A}_I = \frac{I_2}{I_1}, \underline{A}_P = \frac{U_2 I_2 \cos \theta_2}{U_1 I_1 \cos \theta_1}$$



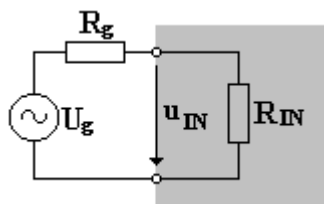
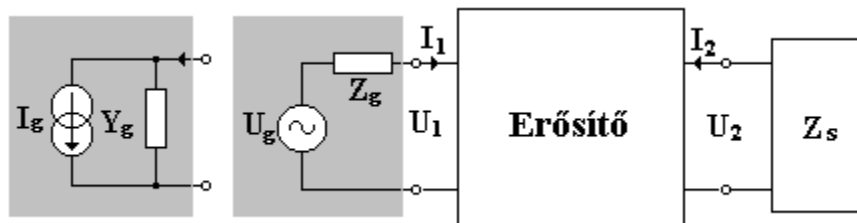
$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_{IN}} = I_1^2 R_{IN}, P_2 = \frac{U_2^2}{R_S} = I_2^2 R_S$$

$$G_P = A_p[dB] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg A_p[dB]$$

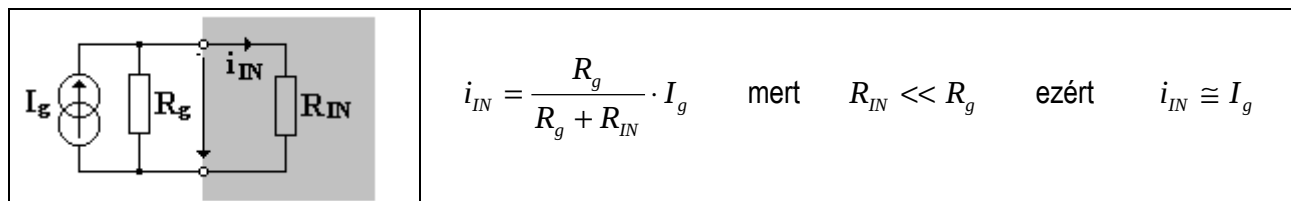
$$G_U = A_U[dB] = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}, \quad G_I = A_I[dB] = 20 \lg \frac{I_2}{I_1}$$



- Ideális erősítők



$$u_{IN} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_g} \cdot U_g \quad \text{ha} \quad R_{IN} \gg R_g \quad \text{ezért} \quad u_{IN} \cong U_g$$



Feszültséerősítés:

$$A_U = \frac{u_O}{u_{IN}}$$

 Vezetőképességerősítés: $A_I = \frac{i_O}{i_{IN}}$

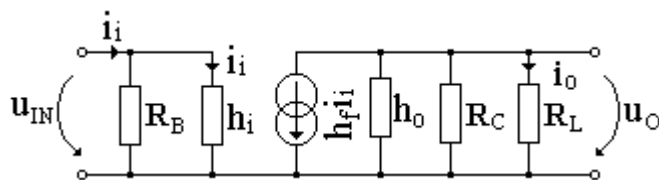
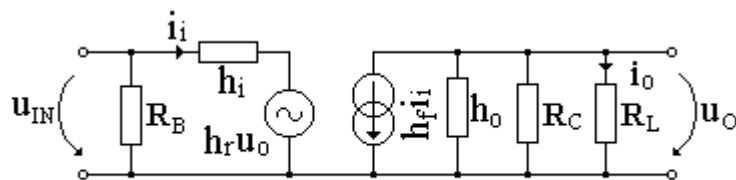
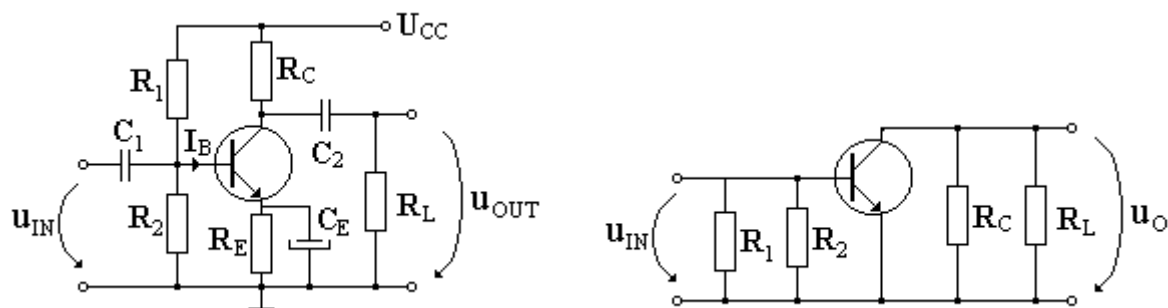
Áramerősítés:

$$A_I = \frac{i_O}{i_{IN}}$$

Impedanciaerősítés:

$$A_Z = \frac{u_O}{i_{IN}}$$

Közös emitterű kisjelű erősítő



$$: \quad A_U = \frac{u_O}{u_{IN}} = - \frac{h_f i_i \left(\frac{1}{h_o} \times R_C \times R_L \right)}{h_i i_i} = - \frac{h_f}{h_i} \cdot R_O \quad \text{ahol} \quad R_O = \frac{1}{h_o} \times R_C \times R_L$$

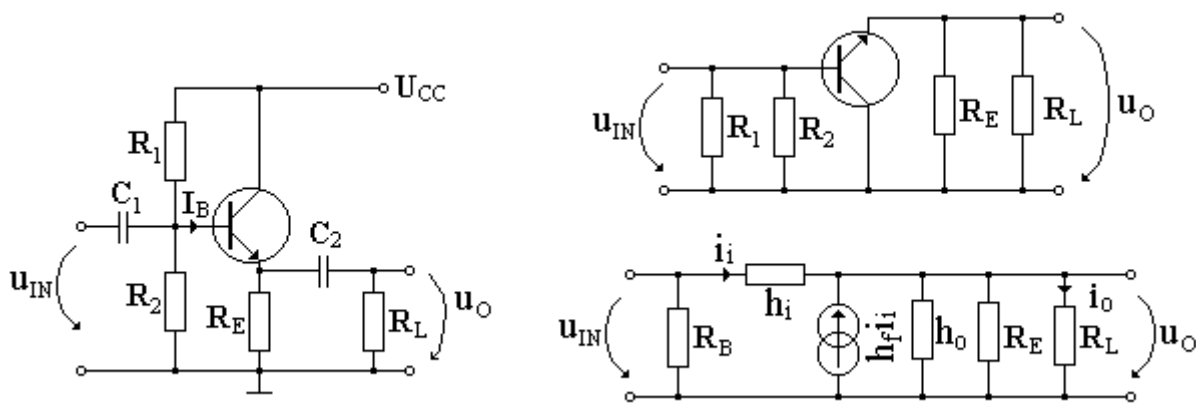
$$R_O \approx R_C \times R_L = R'_L \quad \text{ebből következik} \quad A_U = - \frac{h_f}{h_i} \cdot R'_L$$

$$A_I = \frac{i_O}{i_i} = \frac{\frac{u_O}{R_L}}{\frac{u_{IN}}{R_B \times h_i}} = \frac{u_O}{u_{IN}} \cdot \frac{R_B \times h_i}{R_L} = - \frac{h_f}{h_i} R'_L \cdot \frac{R_B \times h_i}{R_L} = - \frac{h_f}{h_i} \cdot \frac{R_C}{R_L + R_C} \cdot \frac{R_B \cdot h_i}{R_B + h_i} \approx - \frac{h_f}{h_i} \cdot h_i \approx h_f$$

$$R_{IN} = \frac{u_{IN}}{i_i} = R_B \times h_i \approx h_i \quad \text{ha} \quad R_B \gg h_i$$

$$R_O = \frac{u_O}{i_O} = R_C \times \frac{1}{h_o} \approx R_C \quad \text{ha} \quad \frac{1}{h_o} \gg R_C$$

Közös kollektorú (emitterkövető) kisjelű erősítő

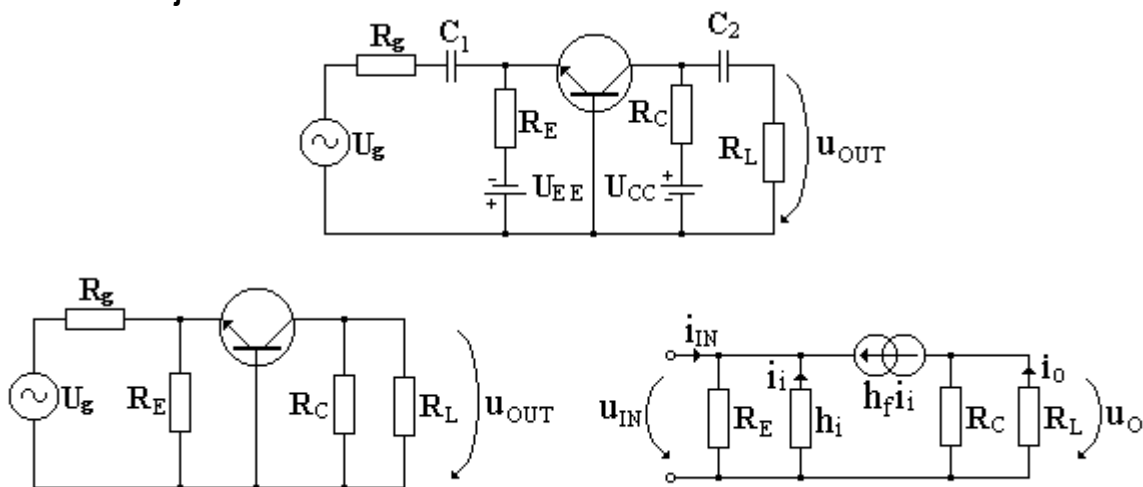


$$A_U = \frac{u_O}{u_{IN}} = \frac{u_O}{h_i i_i + u_O} = \frac{(h_f + 1) \left(\frac{1}{h_o} \times R_E \times R_L \right) i_i}{\left[h_i + (h_f + 1) \left(\frac{1}{h_o} \times R_E \times R_L \right) \right] i_i} \approx 1$$

$$A_I = \frac{i_O}{i_{IN}} = \frac{\frac{u_O}{R_L}}{\frac{u_{IN}}{R_B} + i_i} = \frac{\frac{u_O}{R_L}}{\frac{u_{IN}}{R_B} + \frac{u_O}{h_i}} = - (h_f + 1) \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_i + (1 + h_f) \frac{R_E R_L}{R_E + R_L}}$$

dacă $(1 + h_f) \frac{R_E R_L}{R_E + R_L} \gg R_B$ atunci $A_I \approx - \frac{R_B}{R_L}$

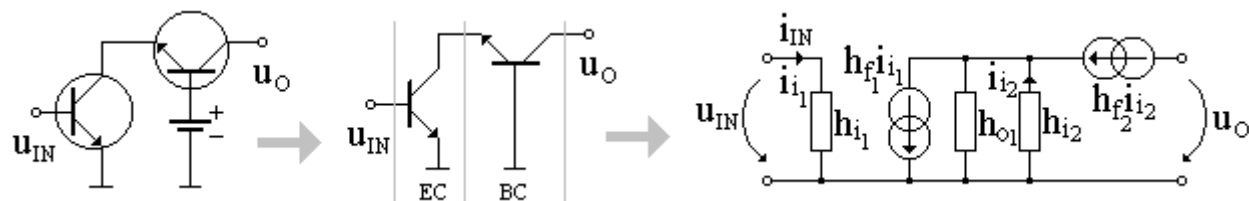
Közös bázisú kisjelű erősítő



$$A_U = \frac{u_{OUT}}{u_{IN}} = \frac{-h_f i_i (R_C \times R_L)}{-h_i i_i} = \frac{h_f}{h_i} R_O \gg 1, \quad \text{ahol} \quad R_O = (R_C \times R_L) = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

$$A_I = \frac{i_O}{i_i} = \frac{h_f i_i \frac{R_C}{R_C + R_L}}{i_i (1 + h_f) + \frac{i_i h_i}{R_E}} \approx \frac{h_f}{1 + h_f}$$

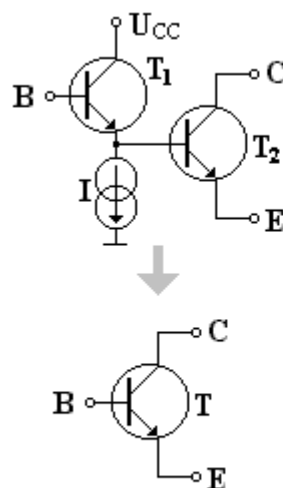
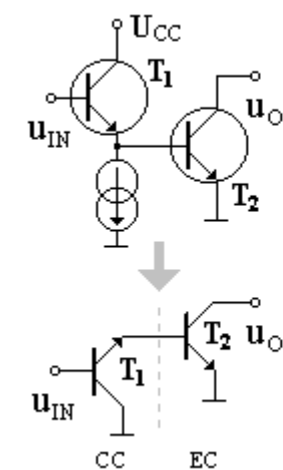
Kaskóderősítő (közös emitterű – közös bázisú kapcsolás)



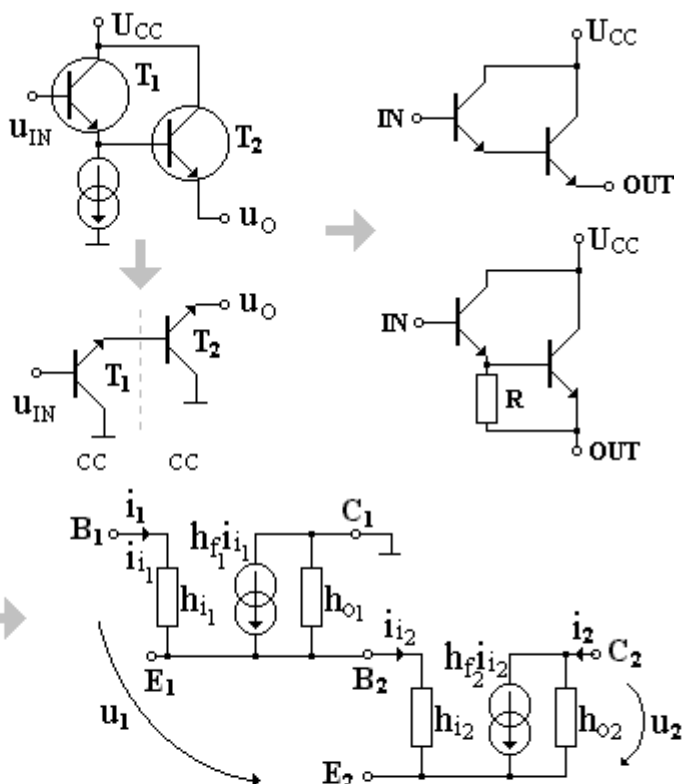
$$A_i = \frac{i_o}{i_{IN}} = \frac{h_{f2}i_{i2}}{i_{i1}} \approx \frac{h_{f1}i_{i1}}{i_{i1}} = h_{f1} \quad A_u = \frac{u_o}{u_{IN}} = \frac{h_{f2}i_{i2}}{h_{i1}i_{i1}} = \frac{-\frac{h_{f2}h_{f1}}{1+h_{f2}}i_{i1}R_C}{h_{i1}i_{i1}} \approx -\frac{h_f}{h_i}R_C$$

Darlington kapcsolás

Közös kollektor - Közös kollektor



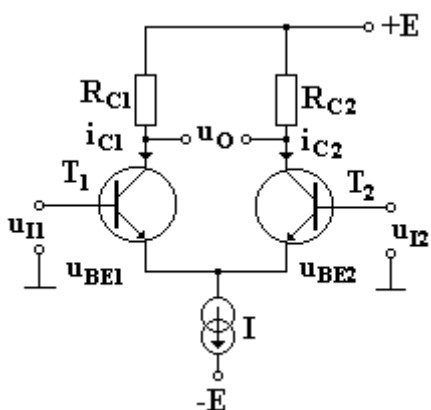
Egyenértékű (ekvivalens) tranzisztor



$$h_{ie} = \frac{u_1}{i_1} \bigg|_{u_2=0} = \frac{h_{i1}i_1 + h_{i2}(1+h_{f1})i_1}{i_{i1}} = h_{i1} + (1+h_{f1})h_{i2}$$

$$h_{fe} = \frac{i_2}{i_1} \bigg|_{u_2=0} = h_{f2}(1+h_{f1}) \quad h_{oe} = \frac{i_2}{u_2} \bigg|_{u_1=0} = h_{o2}$$

2.1.4 Differenciálerősítő (Offner 1937)



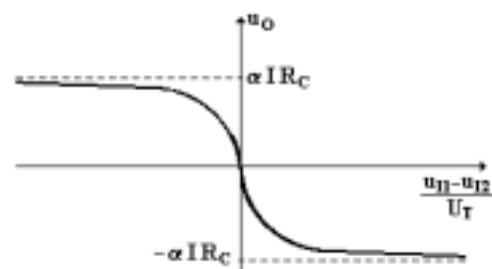
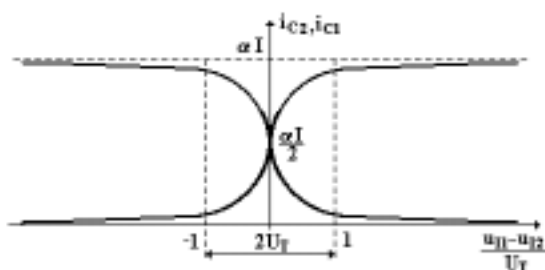
$$i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\alpha_1}, i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\alpha_2} \quad I = i_{E1} + i_{E2} \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$$

$$I = \frac{1}{\alpha} (i_{C1} + i_{C2}) = \frac{1}{\alpha} \left(I_S \cdot e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} + I_S \cdot e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} \right) =$$

$$\frac{I_S}{\alpha} \left(e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} + e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} \right) = \frac{I_S}{\alpha} e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} \left(1 + e^{\frac{u_{BE1} - u_{BE2}}{U_T}} \right)$$

$$u_{I1} = u_{BE1} - u_{BE2} + u_{I2} \rightarrow u_{I1} - u_{I2} = u_{BE1} - u_{BE2}$$

de $I_S \cdot e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} = i_{C1}$ $I = \frac{i_{C1}}{\alpha} \left(1 + e^{\frac{u_{I1} - u_{I2}}{U_T}} \right) \rightarrow i_{C1} = \frac{\alpha I}{1 + e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}}} \rightarrow i_{C2} = \frac{\alpha I}{1 + e^{\frac{u_{I1} - u_{I2}}{U_T}}}$



$$g_m = \frac{\Delta i_{C1}}{\Delta(u_{I1} - u_{I2})} = \frac{\alpha I}{\left(1 + e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}} \right)^2} \cdot e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}} \cdot \frac{1}{U_T}$$

$$= \frac{i_{C1}}{U_T} \cdot \frac{e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}}}{1 + e^{\frac{u_{I2} - u_{I1}}{U_T}}}$$

$$u_O = u_{O1} - u_{O2} = E - i_{C1} \cdot R_C - E + i_{C2} = \alpha I \cdot R_C \cdot \text{th} \left[\frac{u_{I2} - u_{I1}}{2U_T} \right]$$

Legfontosabb paraméterek:

bemenő differenciálfeszültség $u_{Id} = \frac{u_{I1} - u_{I2}}{2}$

“közösmódosú”
benenőfeszültség $u_{Ic} = \frac{u_{I1} + u_{I2}}{2}$

differenciálerősítés $A_{dd} = \frac{u_{Od}}{u_{Id}} \Big|_{u_{Ic}=0}$

“közösmódosú” erősítése a diff.
jelnek $A_{cd} = \frac{u_{Oc}}{u_{Id}} \Big|_{u_{Ic}=0}$

diszkriminációs tényező: $F = \frac{A_{dd}}{A_{cc}}$

kimenő differenciálfeszültség $u_{Od} = \frac{u_{O1} - u_{O2}}{2}$

“közösmódosú”
kimenőfeszültség $u_{Oc} = \frac{u_{O1} + u_{O2}}{2}$

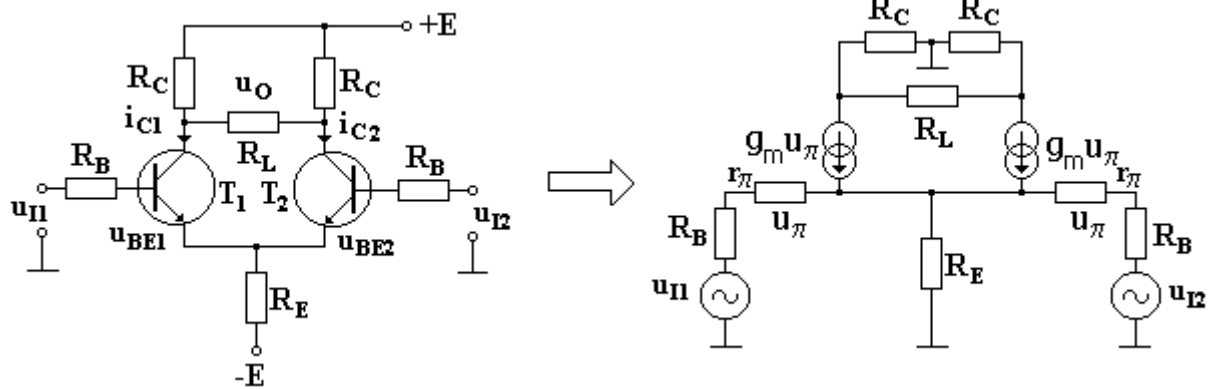
“közösmódosú” erősítés $A_{cc} = \frac{u_{Oc}}{u_{Ic}} \Big|_{u_{Id}=0}$

differenciálerősítése a közös
módosú jelnek $A_{cd} = \frac{u_{Oc}}{u_{Id}} \Big|_{u_{Ic}=0}$

“közösmódosú” elnyomás $CMMR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}}$

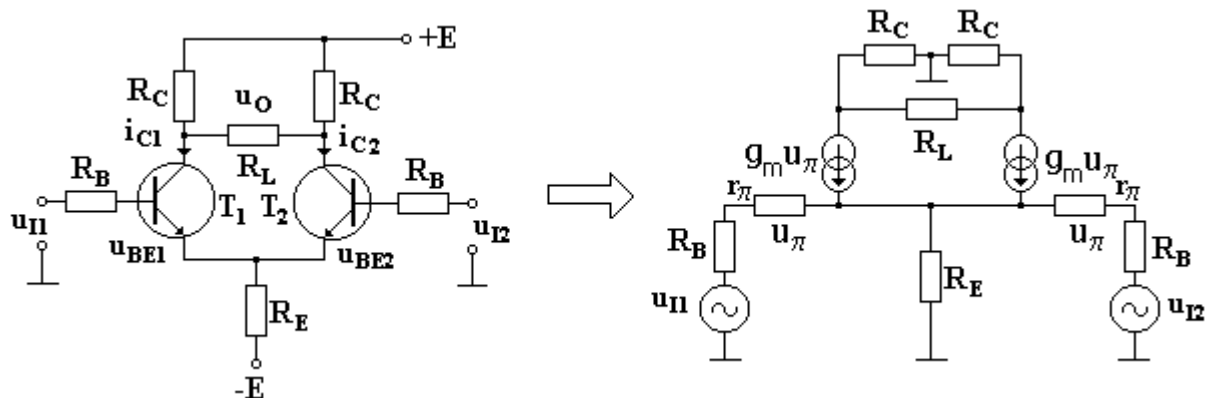
$$u_{Oc} = A_{cc} \left(u_{Ic} + \frac{1}{DMRR} \cdot u_{Id} \right) = A_{cc} u_{Ic} + A_{cd} u_{Id} \quad u_{Od} = A_{dd} \left(u_{Id} + \frac{1}{CMRR} \cdot u_{Ic} \right) = A_{dd} u_{Id} + A_{dc} u_{Ic}$$

Helyettesítő áramkör

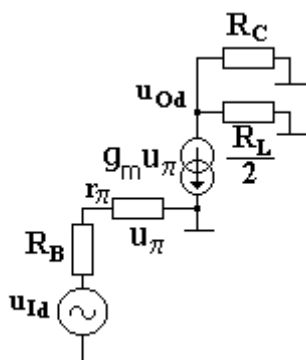


Differenciálüzemmód

Létrehozuk a differenciálerősítő egyszerűsített (az emitter körben levő áramgenerátort egy emitterellenállással helyettesítjük) változatának a helyettesítő áramkörét (természetes kisjelű modell)



Differenciálüzemmódban az alábbi féláramkör érvényes (mivel tiszta differenciál üzemmódban $u_{I1} = -u_{I2} \rightarrow u_{IN} = u_{I1} = -u_{I2}$, a függőleges szimmetriatengely mentén nulla potenciál lesz), a feszültségerősítés a következő lesz

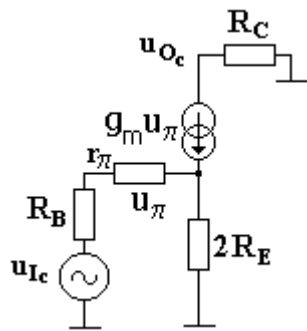


$$u_{I1} = -u_{I2} = u_{Id} \rightarrow A_{dd} = \frac{u_{Od}}{u_{Id}} = \frac{-g_m u_\pi \left(R_C \times \frac{R_L}{2} \right)}{(R_B + r_\pi) \cdot \frac{u_\pi}{r_\pi}} =$$

$$-g_m r_\pi \frac{\left(R_C \times \frac{R_L}{2} \right)}{R_B + r_\pi} = \beta \frac{\left(R_C \times \frac{R_L}{2} \right)}{R_B + r_\pi}$$

Közösmódosú üzemmód

Közösmódosú üzemmódban $u_{I1} = u_{I2} = u_{Ic}$, eltávolítjuk azon áramköri elemeket amelyek két végén azonos potenciál van, a közösmódosú feszültségerősítés

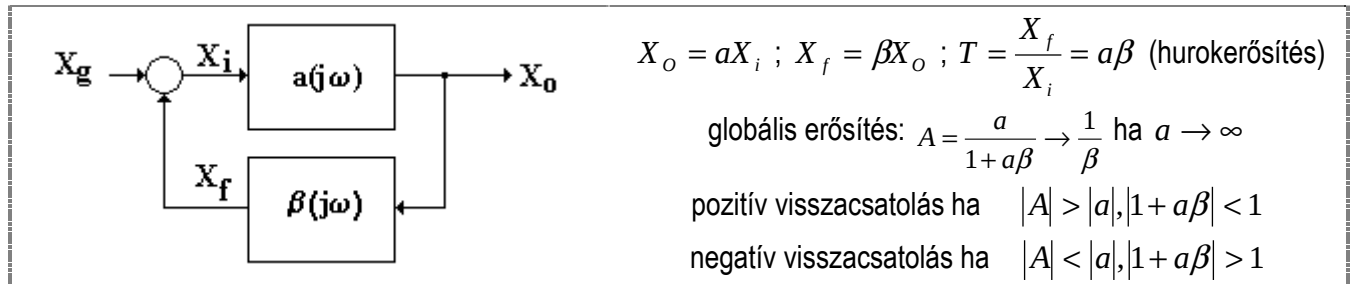


$$u_{I1} = u_{I2} = u_{Ic} \rightarrow A_{cc} = \frac{u_{Oc}}{u_{Ic}} = \frac{-g_m R_C u_\pi}{(R_B + r_\pi) \frac{u_\pi}{r_\pi} + 2R_E \left(\frac{u_\pi}{r_\pi} + g_m u_\pi \right)} =$$

$$= \frac{-g_m R_C r_\pi}{R_B + r_\pi + 2R_E (1 + g_m r_\pi)} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_\pi + (1 + \beta) 2R_E} \approx$$

$$\approx -\frac{R_C}{2R_E} \leftarrow (\beta + 1) 2R_E \gg R_B + r_\pi$$

2.1.5 Visszacsatolt erősítők

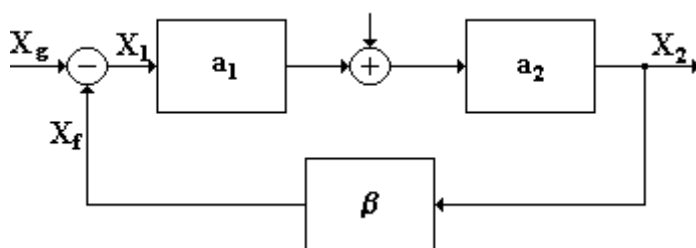


A negatív visszacsatolás előnyei

◆ **Érzékenység:** $\frac{dA}{da} = \frac{d}{da} \left(\frac{a}{1 + a\beta} \right) = \frac{1}{(1 + a\beta)^2} \rightarrow \left| \frac{dA}{A} \right| = \frac{1}{|1 + a\beta|} \left| \frac{da}{a} \right| = \frac{1}{|F|} \left| \frac{da}{a} \right|$

ahol a hurok átviteli tényezője $F = 1 + a\beta = 1 + T$. A negatív visszacsatolás a visszacsatolt rendszer átviteli tényezőjének relatív változását csökkenti a visszacsatolatlanhoz képest (csökkenti az erősítő érzékenységét)

◆ A visszacsatolás hatása a zavaró jelekre

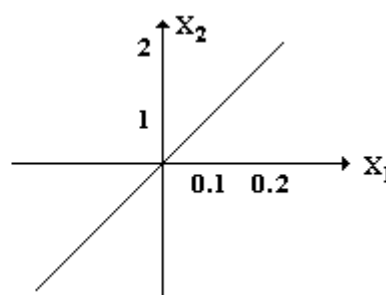
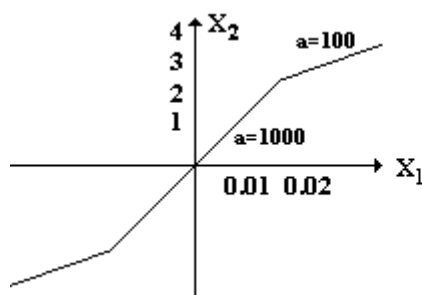


Hasznos jel: $\frac{a_1 a_2 X_g}{1 + a_1 a_2 \beta}$; Zaj: $\frac{a_2 X_n}{1 + a_1 a_2 \beta}$

Jel/zaj viszony: $\left(\frac{S}{N} \right) = a_1 \frac{X_g}{X_n}$

$a_2 = \frac{a_1 a_2}{1 + a_1 a_2 \beta}$ $a_1 = 1 + \beta a_1 a_2$

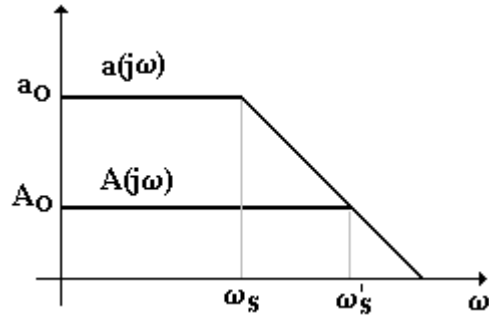
◆ A visszacsatolás hatása a torzításokra



$A_{1000} = \frac{1000}{1 + 1000 \cdot 0.1} = \frac{1000}{101} = 9.9$

$A_{100} = \frac{100}{1 + 100 \cdot 0.1} = \frac{100}{11} = 9.09$

♦ A visszacsatolás hatása a frekvenciaválaszra



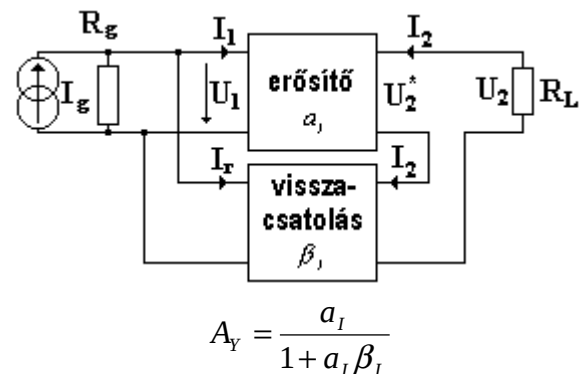
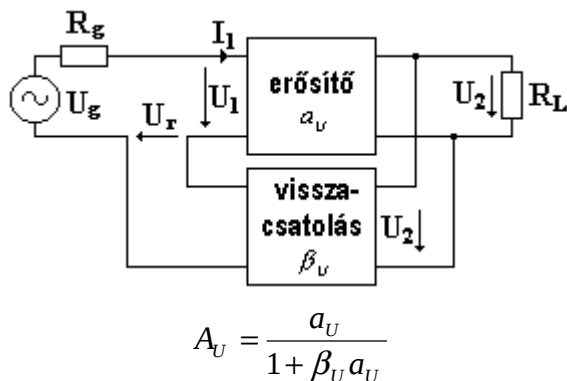
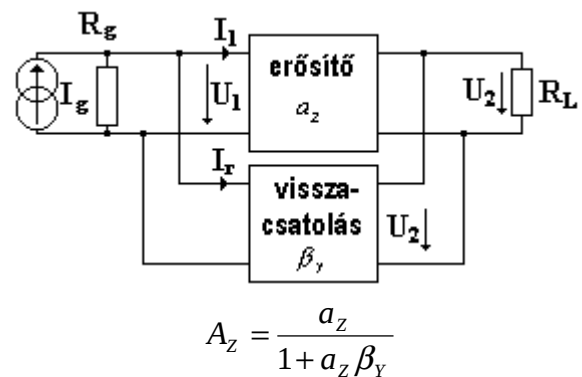
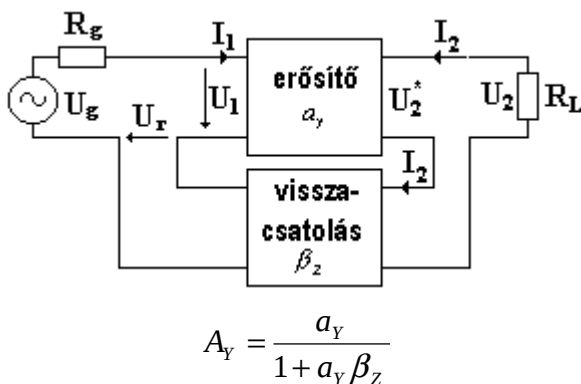
$$a(j\omega) = \frac{a_o}{1 + j\frac{\omega}{\omega_s}}; \quad a_o = a|_{\omega=0} \quad \omega_s - \text{határfrekvencia}$$

$$A(j\omega) = \frac{\frac{a_o}{1 + j\frac{\omega}{\omega_s}}}{1 + \beta \frac{a_o}{1 + j\frac{\omega}{\omega_s}}} = \frac{a_o}{1 + \beta a_o} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_s(1 + \beta a_o)}} = \frac{A_o}{1 + j\frac{\omega}{\omega'_s}}$$

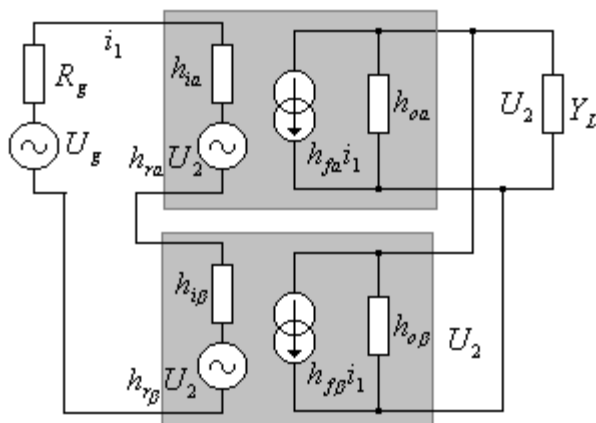
- Csökken az erősítés de a frekvenciatartomány (frekvenciasáv) $(1 + \beta a_o)$ szeresére megnövekszik

Visszacsatolási topológiák (áramköri elrendezések). A visszacsatolt erősítők rendszerezése

a bemeneten	a kimeneten	
	hurok (a közös jel az áram)	csomópont (a közös jel a feszültség)
hurok (sorosan kapcsolódó elemek)	soros-áram visszacsatolás	soros-feszültség visszacsatolás
csomópont (az elemek párhuzamosan kapcsolódnak)	párhuzamos-áram visszacsatolás	párhuzamos-feszültség visszacsatolás



A negatív visszacsatolás hatása a ki és bemeneti impedanciákra



- A negatív visszacsatolás erősen befolyásolja a bemeneti és a kimeneti impedanciát
- Soros kapcsolás esetén a bemeneti impedancia:

$$Z_{IN}^R = Z_{IN}(1+T) \text{ (megnö)}$$
- Párhuzamos kapcsolás esetén a bemeneti impedancia

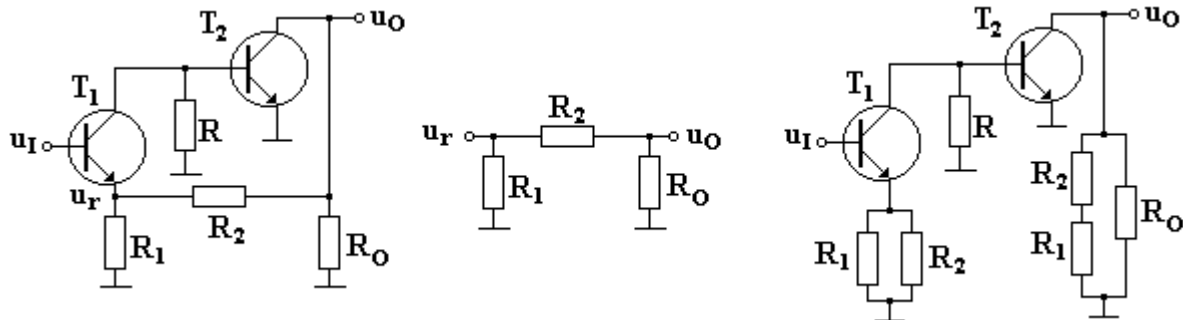
$$Z_{IN}^R = Z_{IN}(1+T)^{-1} \text{ (csökken)}$$
- A kimeneti impedancia áramvisszacsatolás esetén

$$Z_{OUT}^R = Z_{OUT}(1+T) \text{ (megnö)}$$
- A kimeneti impedancia feszültségvisszacsatolás esetén

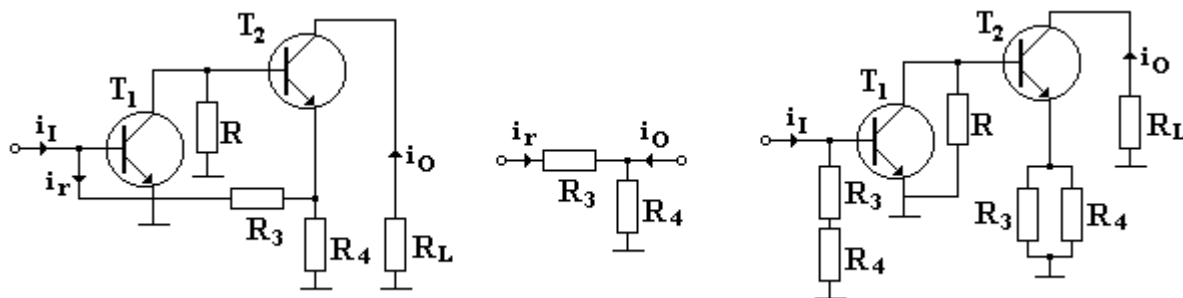
$$Z_{OUT}^R = Z_{OUT}(1+T)^{-1} \text{ csökken}$$

Példák visszacsatolásra

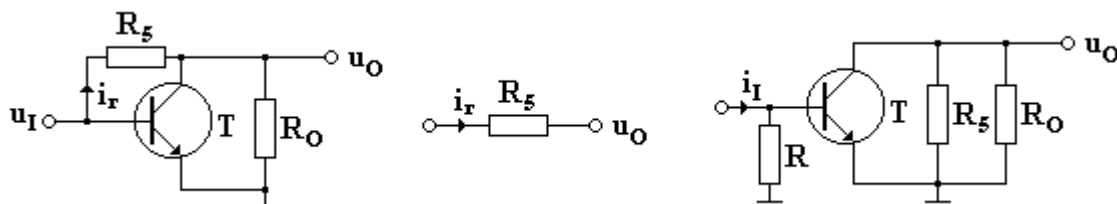
➤ Feszültség-feszültség visszacsatolás



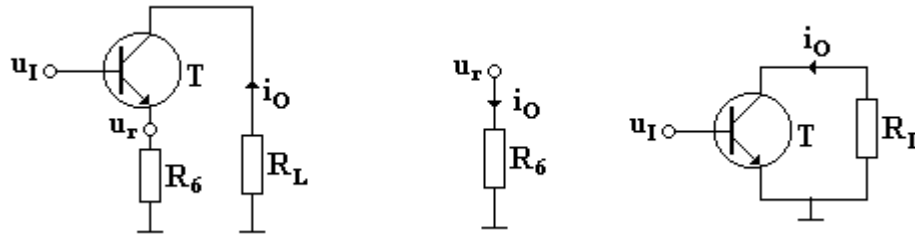
➤ Áram-áram visszacsatolás



➤ Feszültség-áram visszacsatolás



➤ Áram feszültség visszacsatolás



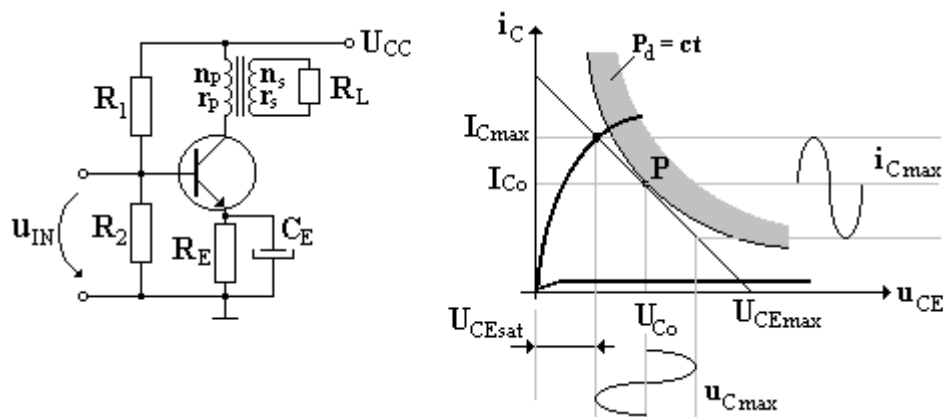
2.1.6 Teljesítményerősítők

Főbb jellemvonások:

- Nagy kimenő teljesítmény
- A feszültségerősítés kevésbé jelentős szempont
- A tranzisztorok működhetnek A,B,AB,C, D osztályban
- Közös emitterű kapcsolásban a legnagyobb a feszültségerősítés, emitterkövetőben a legegyszerűbbek az áramkörök, míg közös bázisú kapcsolásban a legkisebbek a torzítások

A osztályú erősítők

- A munkapont az átviteli (és kimenő) jelleggörbe aktív szakaszán helyezkedik el, biztosítva ezáltal a maximális kivezérlest



Bemenő jel hiányában a $P(U_{C0}, I_{C0})$ munkapont

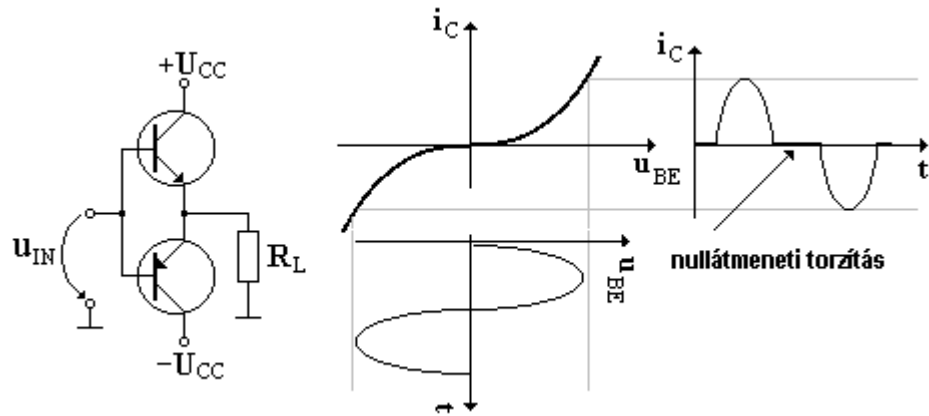
$$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_E + r_p) \quad U_{C0} \leq \frac{U_{CE \max}}{2} \quad u_c = -R_L' i_C = -\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$$

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{ce} I_c}{U_{CC} I_{C0}} \quad I_{C \max} = I_{C0} \text{ si } U_{CE \max} = U_{C0} = U_{CC}$$

$$\eta_{\max} = 0.5$$

- A tranzisztoron átfolyó áram sohasem 0
- A kapcsolás összes teljesítményfelvétele állandó és kivezérlestől független

Ellenütemű ("push-pull") (B osztályú) erősítők

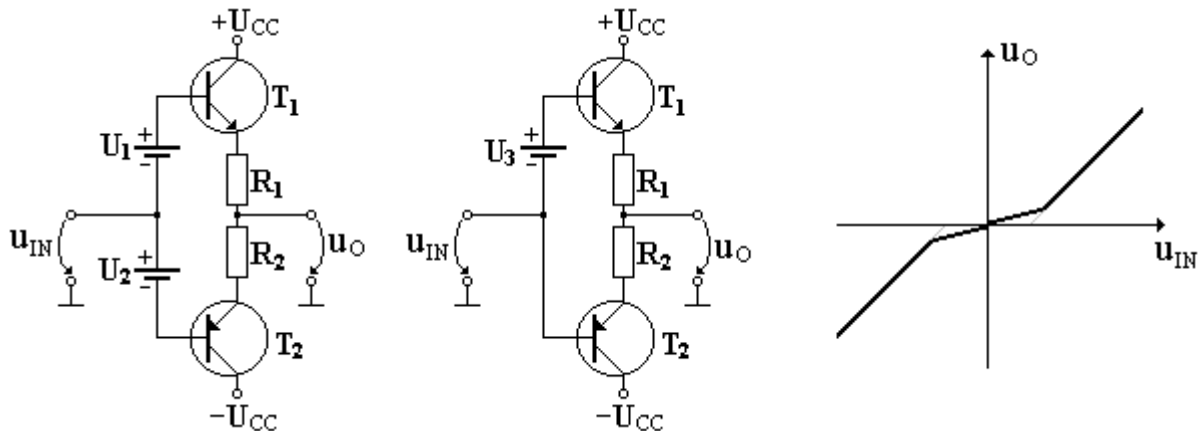


A munkapont az origóban helyezkedik el, csak akkor van teljesítményfelvétel ha létezik bemenő jel

$$P_{d1} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (U_{CC} - u_o) \frac{u_o}{R_L} dt \xrightarrow{u_o = U_{Omax} \sin \omega t} \frac{1}{R_L} \left(\frac{U_{Omax} U_{CC}}{\pi} - \frac{U_{Omax}^2}{4} \right)$$

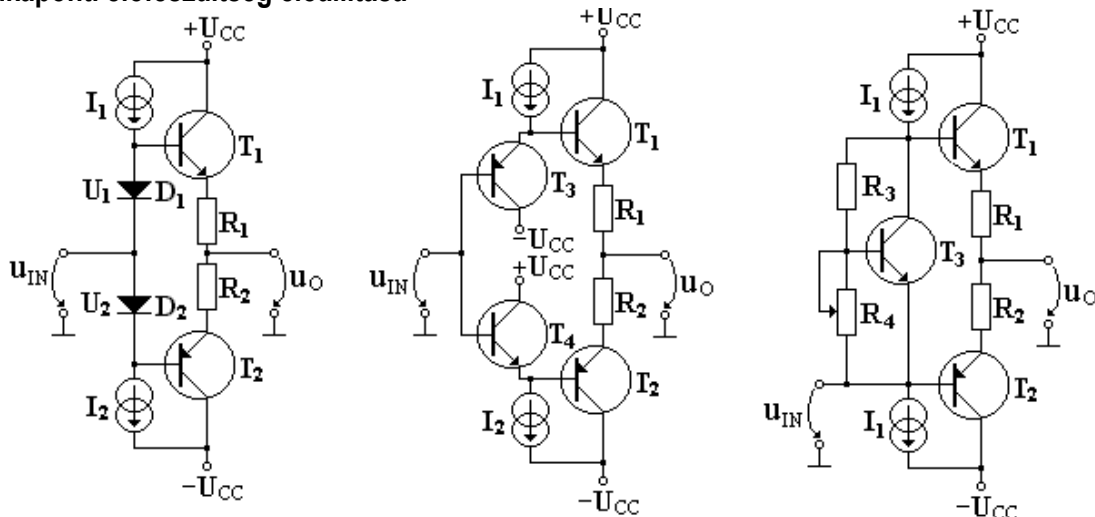
$$\eta = \frac{P_U}{2P_{d1} + P_U} = \frac{\pi U_{Omax}}{4 U_{CC}} \approx 0.785 \frac{U_{Omax}}{U_{CC}} \xrightarrow{U_{Omax} = U_{CC}} 78.5\%$$

AB osztályú erősítők



- munkapont az origóból elmozdul az A osztályú munkapont fele (tranzisztorok előfeszítése)
- Az emitterellenállások csökkentik a hasznos teljesítményt

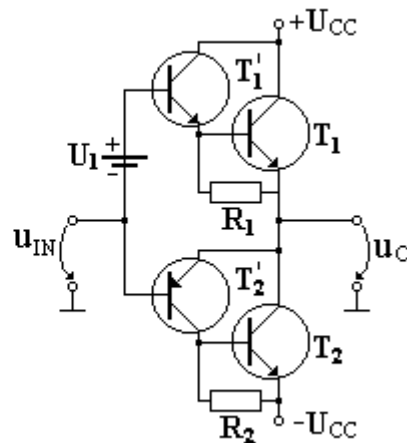
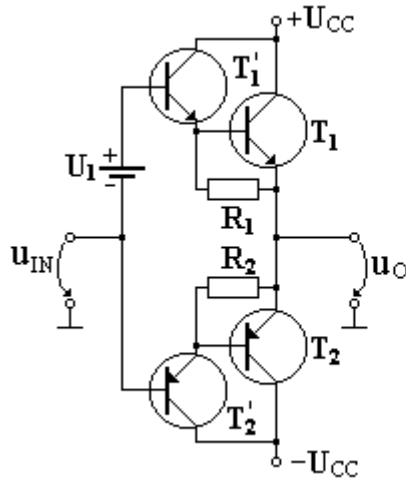
A munkaponti előfeszítés előállítása



- Az első két kapcsolásnál az előfeszítési feszültséget diódákkal, illetve tranzisztorokkal és állandó áramú generátorok segítségével kapjuk
- A harmadik kapcsolásnál ("szorzott dióda") az előfeszültség (és ennek hőmérsékleti együtthatója) széles határok között változik

$$U_{CE} = U_{BE} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

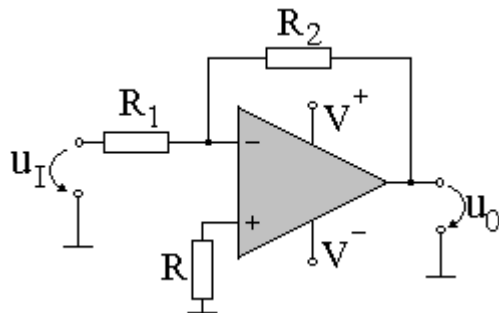
Komplementer Darlington kapcsolások



- Kvázikomplementer ellenütemű kapcsolás, a T_2' és T_2 tranzisztorok pnp tranzisztorként működnek

Lineáris áramkörök műveleti erősítőkkel

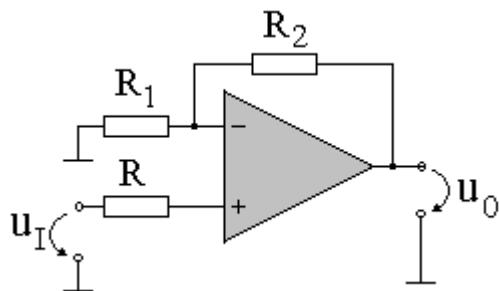
- Fordító erősítő



$$v^- = \frac{u_I}{R_1} + \frac{u_O}{R_2} = v^+ = 0 \rightarrow u_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_I$$

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

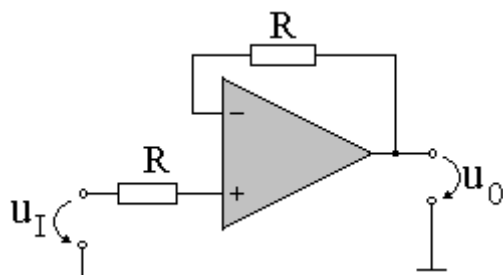
- Nemfordító erősítő



$$v^- = \frac{0}{R_1} + \frac{u_O}{R_2} = v^+ = u_I \rightarrow u_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot u_I$$

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

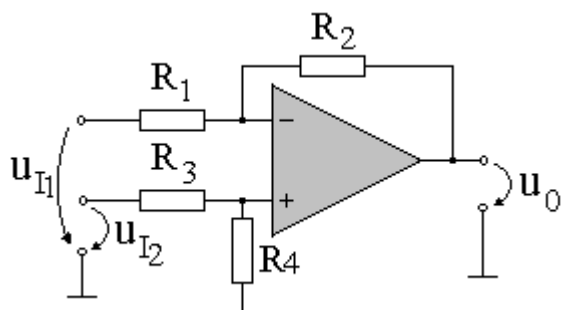
➤ Ismétlőfokozat



A nemfordító erősítő sajátos esete

$$u_O = u_I; R_i \rightarrow \infty; R_o \rightarrow 0$$

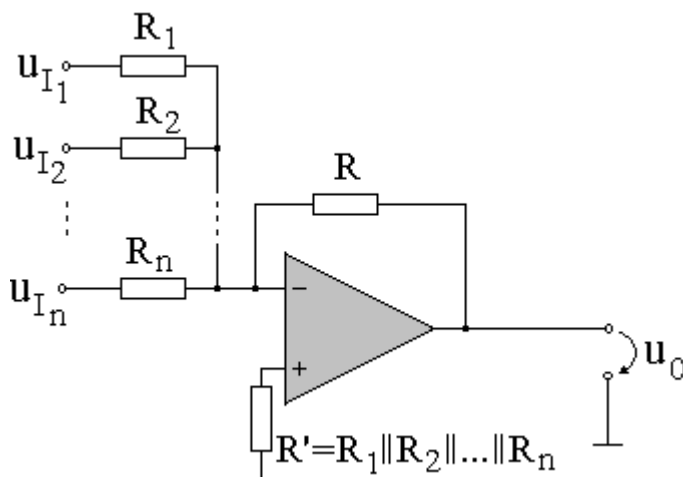
➤ differenciál erősítő



$$\begin{aligned} v^- &= \frac{\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_O}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = v^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_{I2} \rightarrow \\ &\rightarrow u_{I1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_O \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_{I2} \\ &\rightarrow u_O = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_{I2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{I1} \right] \end{aligned}$$

Sajátos esetben $R_1 = R_3; R_2 = R_4$ a kimenőfeszültség $u_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_{I2} - u_{I1})$,

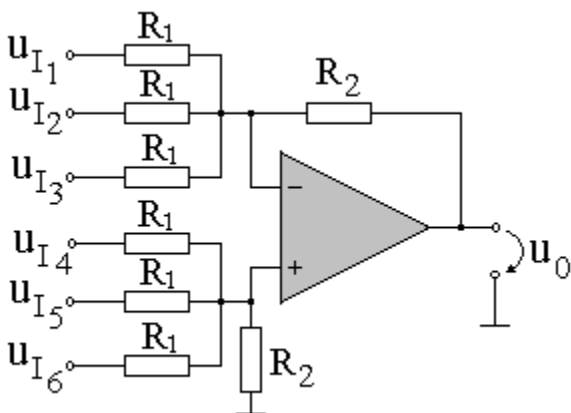
➤ Összeadó erősítő



$$\begin{aligned} v^- &= \frac{\sum_{i=1}^n \frac{u_{Ii}}{R_i} + \frac{u_O}{R}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R}} = v^+ = 0 \rightarrow \\ &\rightarrow u_O = -R \cdot \sum_{i=1}^n \frac{u_{Ii}}{R_i} \end{aligned}$$

Az $R' = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}$ ellenállás kompenzálja a polarizáló áramokból adódó hibákat

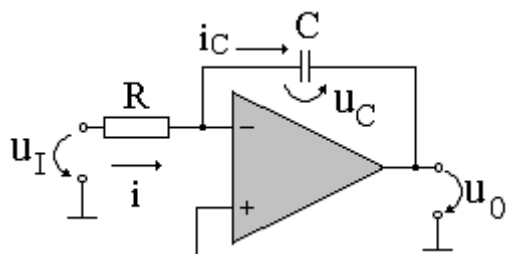
➤ **Összeadó-kivonó erősítő**



$$u_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_{I4} + u_{I5} + u_{I6} - u_{I1} - u_{I2} - u_{I3})$$

$$v^- = \frac{\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_1} + \frac{u_{I3}}{R_1} + \frac{u_O}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = v^+ = \frac{\frac{u_{I4}}{R_1} + \frac{u_{I5}}{R_1} + \frac{u_{I6}}{R_1} + \frac{0}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

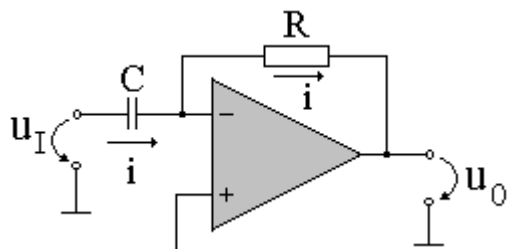
➤ **Integráló erősítő**



$$u_O = -u_C = -\frac{1}{C} \cdot \int_0^t i \cdot dt = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_I \cdot dt$$

$$\text{mivel } i = i_C = \frac{u_I}{R}$$

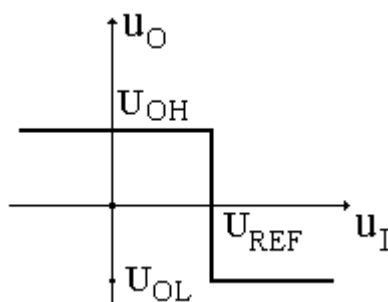
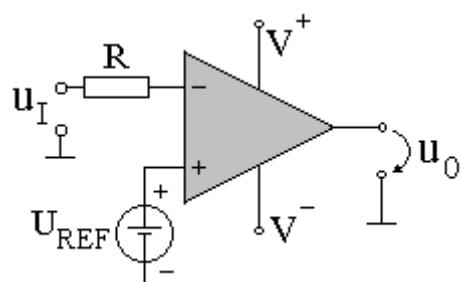
➤ **Deriváló (differenciáló) erősítő**



$$u_O = -i \cdot R = -RC \frac{du_I}{dt} \quad \text{ahol } u_C = u_I$$

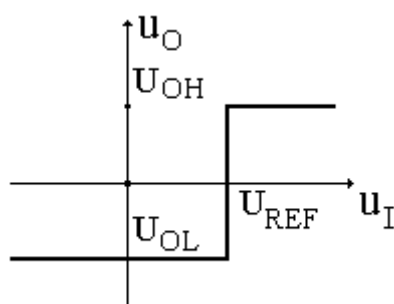
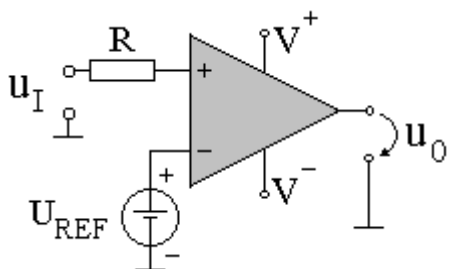
Kapcsolóüzemmódú áramkörök műveleti erősítőkkel

➤ **Fordító komparátor (küszöb-szint érzékelő)**



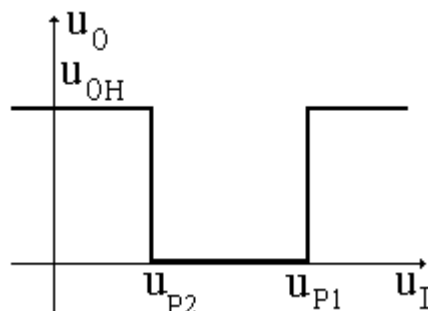
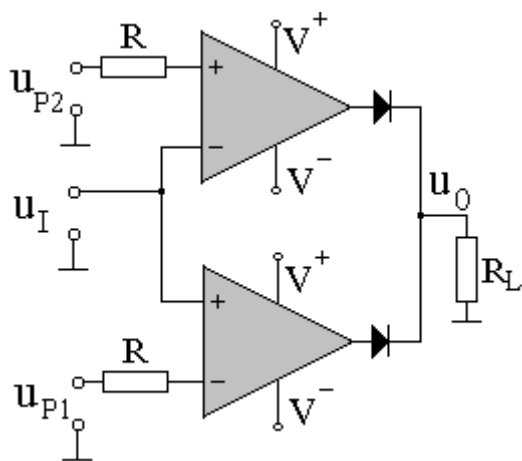
$$u_{OH} \approx V^+; u_{OL} = V^-$$

➤ Nemfordító komparátor

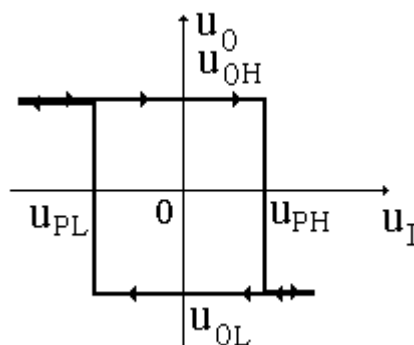
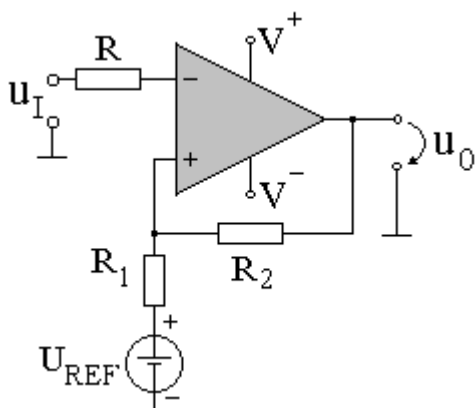


$$u_{OH} \approx V^+; u_{OL} = V^-$$

➤ Ablak-komparátor



➤ Fordító Schmitt trigger (pozitívan visszacsatolt komparátor)



Billenési feltétel: $v^+ = v^-$

$$v^- = u_I \quad v^+ = \frac{G_1 U_{REF} + u_O G_2}{G_1 + G_2}$$

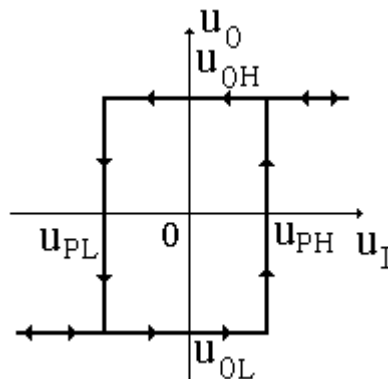
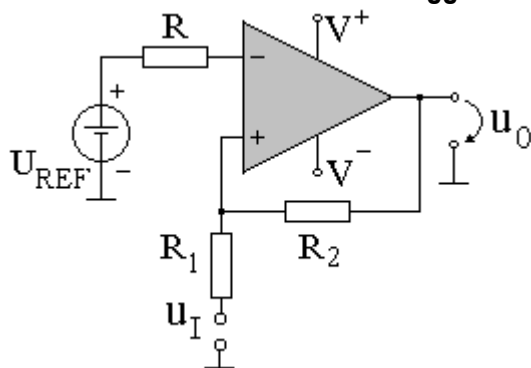
$$u_{IN} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_O \Rightarrow u_{IN_{H,L}} =$$

$$= u_{KÜSZÖB_{H,L}} = u_{K_{H,L}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{O_{H,L}}$$

$$\Delta U_H = u_{K_H} - u_{K_L} = (u_{O_H} - u_{O_L}) \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} ; V^+ = -V^- = V \quad u_{O_H} = -u_{O_L} \approx V \rightarrow \Delta U_H = 2V \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Sajátos esetben $U_{REF} = 0$ a jelleggörbe szimmetrikus $U_{K_{H,L}} = u_{O_{H,L}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

➤ Nemfordító Schmitt trigger



$$v^+ = \frac{u_I}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}; \dots \text{Billenési feltétel: } v^+ = v^- = U_{REF} \quad v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_O = v^- = U_{REF}$$

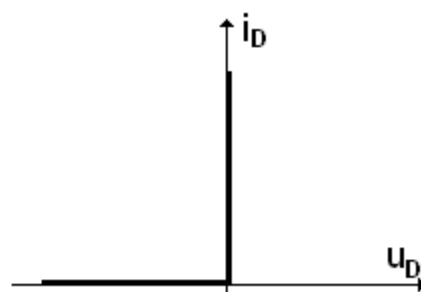
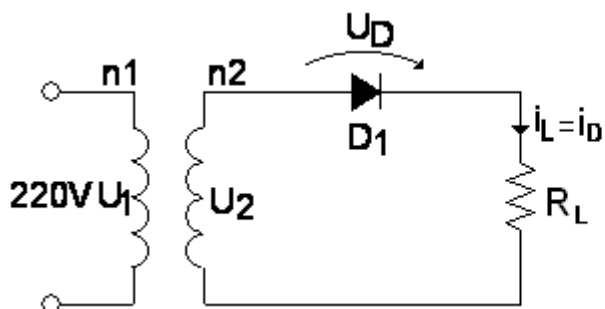
$$u_I = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{REF} - \frac{R_1}{R_2} u_O \Rightarrow u_{I_{L,H}} = u_{KÜSZÖB_{L,H}} = u_{K_{L,H}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{REF} - \frac{R_1}{R_2} u_{O_{H,L}}$$

$$\Delta U_H = u_{K_H} - u_{K_L} = (u_{O_H} - u_{O_L}) \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad V^+ = -V^- = V; u_{O_H} = -u_{O_L} \approx V \rightarrow \Delta U_H = 2V \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

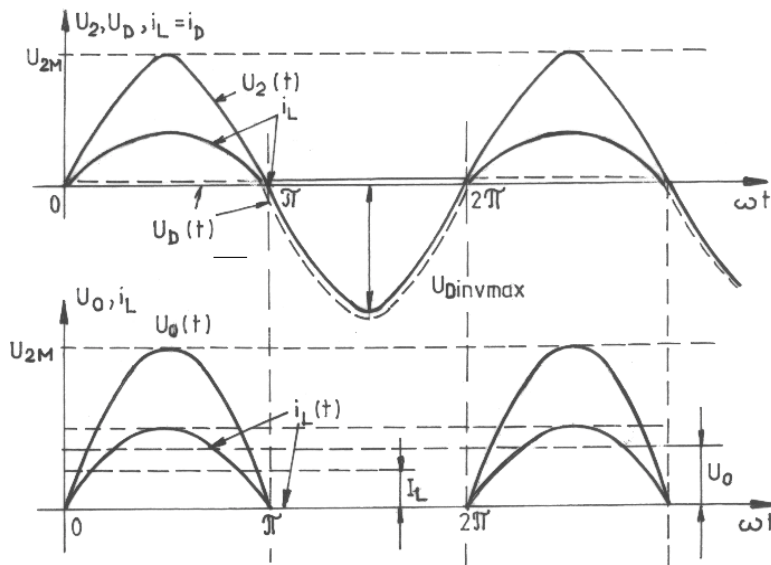
$$\text{Sajátos esetben } U_{REF} = 0 \text{ a jelleggörbe szimmetrikus: } U_{P_{H,L}} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot u_{O_{L,H}}$$

EGYENIRÁNYÍTÓK

Egyutas egyenirányítók



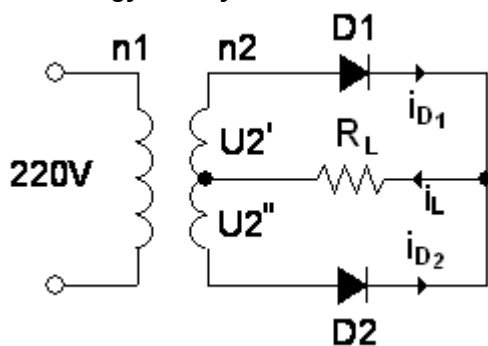
$$i_L = \begin{cases} I_M \sin \omega t & 0 \leq \omega \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega \leq 2\pi \end{cases} \quad i_L = I_M \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{\cos k \omega t}{(k+1)(k-1)} \right]$$



$$I_O = \frac{I_M}{\pi} \quad I_{O1} = \frac{I_M}{2} \quad \gamma = \frac{U_{O1}}{U_O} = \frac{\pi}{2} = 1,57$$

$$I_{OEF} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_O^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_M^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{I_M}{2} \quad \eta = \frac{R_L I_O^2}{(R_L + R) I_{OEF}^2} = \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{R}{R_L}} < 40\%$$

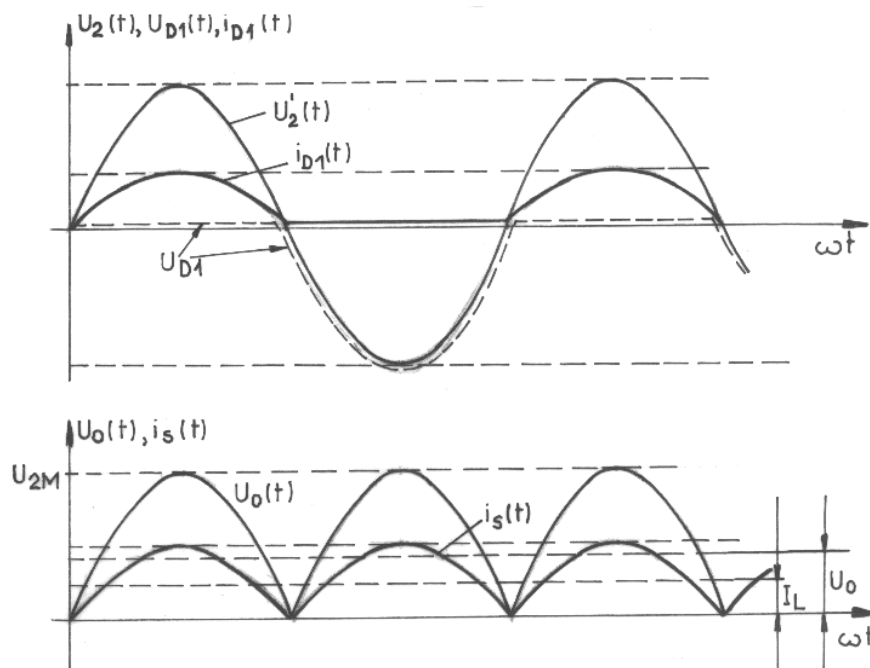
Kétutas egyenirányítók



$$i_L = I_M |\sin \omega t| \xrightarrow{\text{Fourier sor}} I_M \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_{k=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{\cos k\omega t}{(k+1)(k-1)} \right]$$

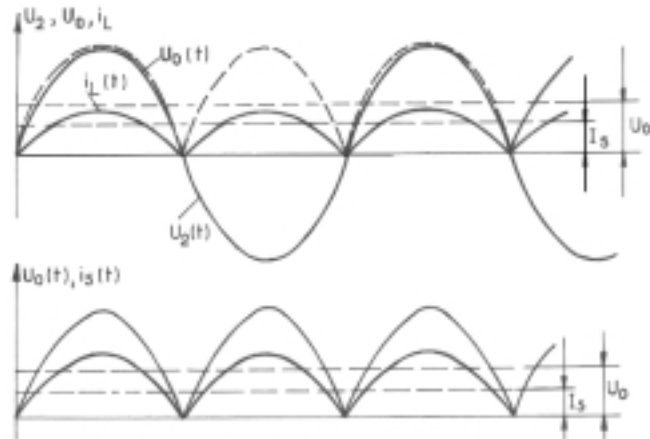
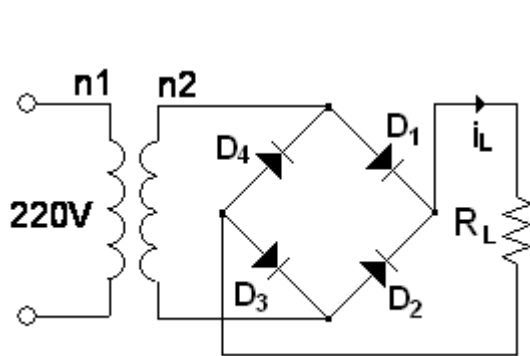
$$I_O = \frac{2I_M}{\pi} \quad I_{O2} = \frac{4I_M}{3\pi} \quad \gamma = \frac{U_{O2}}{U_O} = \frac{2}{3}$$

$$\eta = \frac{R_L I_O^2}{(R + R_L) I_{OEF}^2} = \left(\frac{I_O}{I_{OEF}} \right)^2 \frac{1}{1 + \frac{R}{R_L}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{R}{R_L}} < 80\%$$



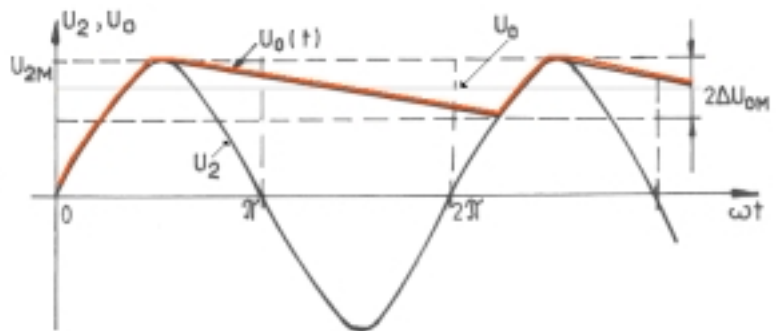
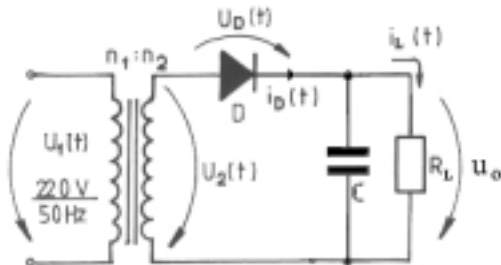
➤ Alapvető hátrány a középpontleágazásostranszformátor

Hídkapcsolású egyenirányító

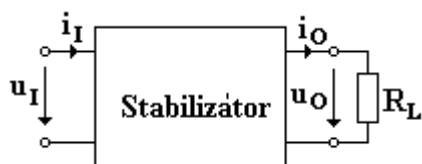


Az egyenirányított jel szűrése

Kapacitív szűrő



FESZÜLTÉGSTABILIZÁTOROK



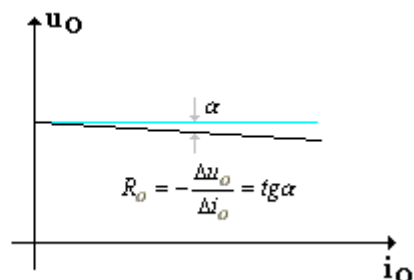
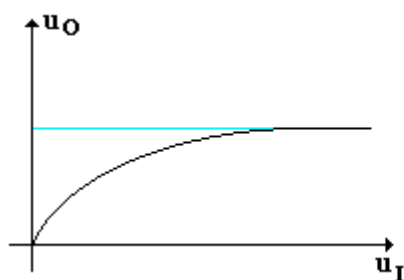
$$u_o = u_o(u_i, i_o, T)$$

$$du_o = \frac{\partial u_o}{\partial u_i} du_i + \frac{\partial u_o}{\partial i_o} di_o + \frac{\partial u_o}{\partial T} dT \rightarrow \Delta u_o = \frac{1}{S} \Delta u_i - R_o \Delta i_o + S_T \Delta T$$

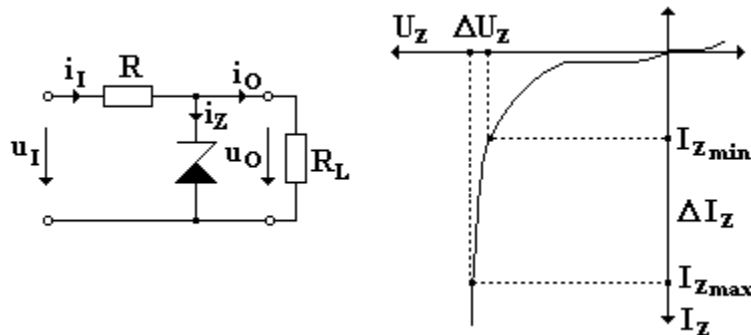
$$\frac{1}{S} = \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta u_i} \right|_{i_o, T = ct} \quad \text{-STABILIZÁLÁSI EGYÜTTHATÓ}$$

$$R_o = - \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta i_o} \right|_{u_i, T = ct} \quad \text{-KIMENŐ ELLENÁLLÁS}$$

$$S_T = \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta T} \right|_{u_i, i_o = ct} \quad \text{-HŐMÉRSÉKLETI EGYÜTTHATÓ}$$



Parametrikus feszültségstabilizátor



$$i_I = i_Z + i_O \quad u_I = Ri_I + u_O$$

$$R = \frac{u_I - u_O}{i_Z + i_O} \approx \frac{u_I - U_Z}{i_Z + i_O}$$

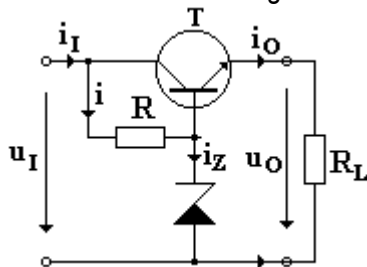
Az R ellenállás méretezése alapvető feladat :

$$R_{MAX} = \frac{u_{Im\,in} - U_Z}{I_{Z\,min} - I_{O\,max}}$$

$$R_{min} = \frac{u_{Im\,ax} - U_Z}{I_{Z\,max} - I_{O\,min}}$$

➤ Soros hibaerősítő nélküli feszültségstabilizátor

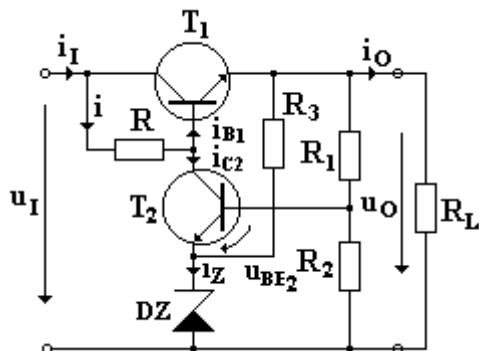
Az alábbi áramkörben a legfontosabb elem az R ellenállás, amelyik biztosítja a T tranzisztor, mint vezérlőelem, lineáris üzemmódhoz szükséges bázisáramát, valamint a referenciafeszültséget adó Zener dióda stabilizáláshoz szükséges áramát. Az alábbiakban látható az R ellenállás méretezése



$$R = \frac{u_I - U_Z}{i_Z + \frac{i_O}{(\beta_F + 1)}}; \quad R_{max} = \frac{U_{Im\,in} - U_Z}{I_{Z\,min} + \frac{I_{O\,max}}{(\beta_{F\,min} + 1)}}$$

$$R_{min} = \frac{U_{Im\,ax} - U_Z}{I_{Z\,max} + \frac{I_{O\,min}}{(\beta_{F\,max} + 1)}}$$

Soros hibearősítős feszültségstabilizátor



$$u_O = (U_Z + u_{BE2}) \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

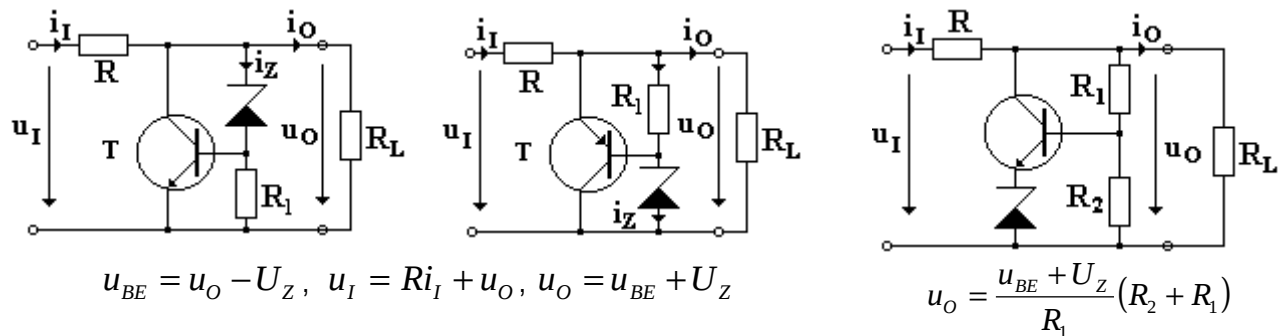
A T₁ tranzisztor vezérlőelemként működik, a T₂ tranzisztor egyszerre összehasonlító és hibaerősítő szerepet tölt be.

A hibajel $u_{BE2} = u_O \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_Z$ a kimenet egy részének és a referencia feszültségnek a különbsége. A felerősített hibajel a T₂ tranzisztor kollektorárama az i_{C2}

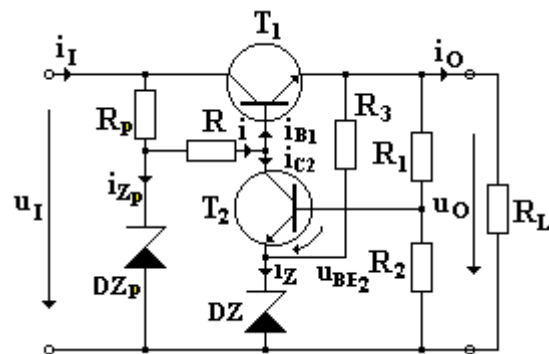
➤ Párhuzamos hibaerősítőnélküli feszültségstabilizátorok

Mindhárom esetben látható az R ellenállás amely átveszi a bemeneti feszültség ingadozásait, a kimenőfeszültség állandó marad. A kimenő feszültség ingadozásai az R₁ ellenálláson keresztül az emitter-bázis átmenetre kerülnek, minek következtében a T vezérlő elem kissé jobban nyit vagy zár, ezzel növelve illetve csökkentve a "teher" ellenálláson létrejött feszültségesezt, hozzájárulva a kimenő feszültség stabilizálásához. Az első két áramkör azonos, referenciafeszültség értékéhez közel álló kimenőfeszültséget

eredményeznek, a harmadik áramkör esetében a kimenőfeszültség értéke jóval nagyobb lehet mint a referenciafeszültség

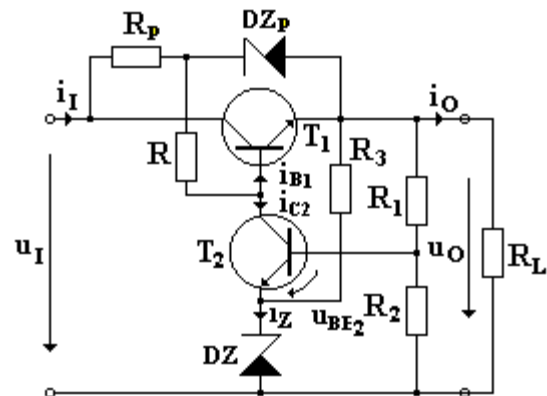


Javított paraméterű feszültségstabilizátorok

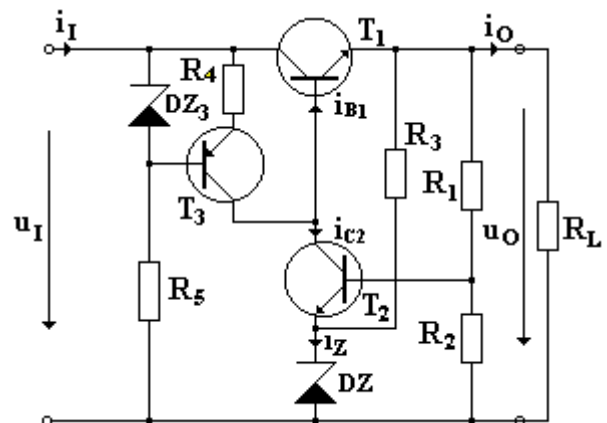


Ahhoz, hogy a bemeneti feszültség hullámozása ne jusson be a vezérlőelemre (T_1 tranzisztor), előstabilizátort alkalmazunk. Az R_p és DZ_p elemekből álló parametrikus stabilizátor már stabilizált feszültséget továbbít az áramkörnek

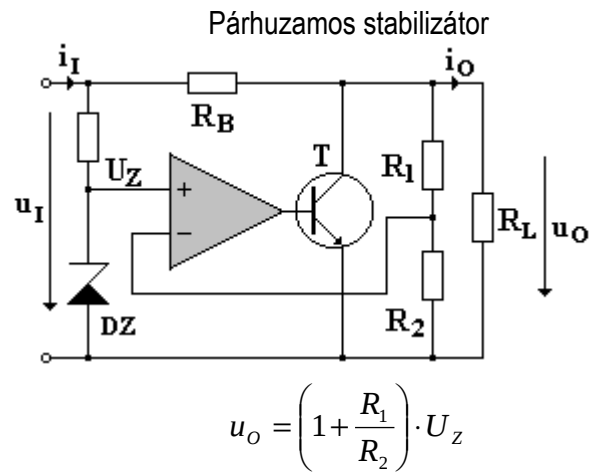
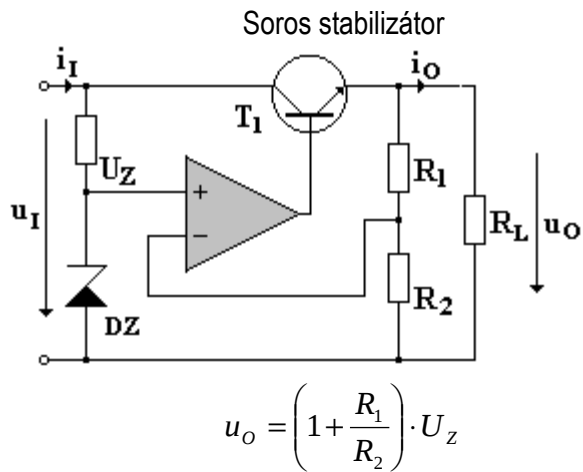
A mellékelt ábrán az előstabilizátor a már stabil kimenőfeszültséghez képest stabilizál



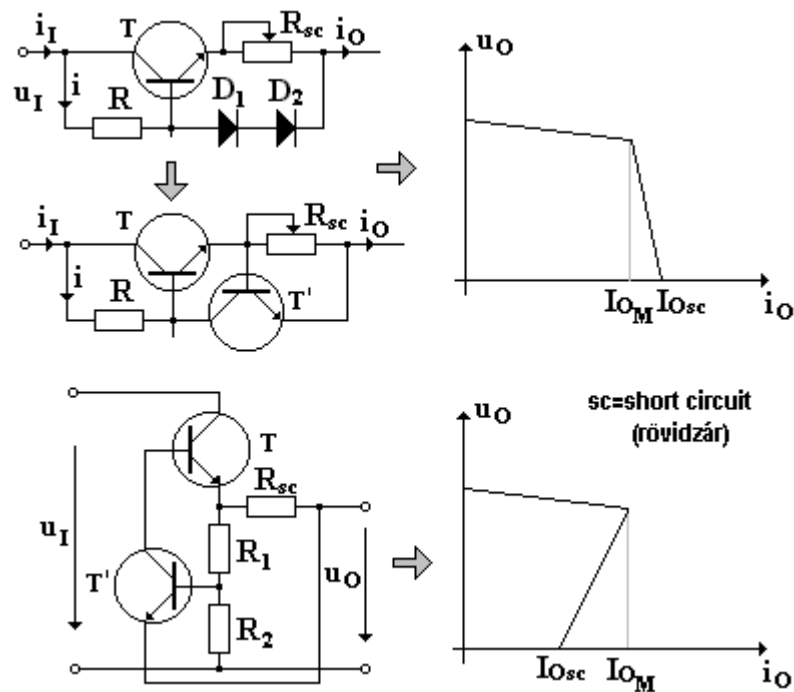
Ha állandó áramot adó generátorról tápláljuk a stabilizálódiódát, sokkal jobb paraméterű (stabilizálási tényezőjű) feszültségstabilizátort kapunk. Az állandó áramot az R_5 , T_3 , R_4 , valamint DZ_3 elemekből álló generátor adja



Műveleti erősítők alkalmazása feszültségstabilizátorokban



Feszültségstabilizátorok védelme



$$I_{Omax} = \frac{U_{D1} + U_{D2} - U_{BE}}{R_{sc}} \approx \frac{U_D}{R_{sc}}$$

$$I_{Osc} = \frac{U_I}{R} + I_{Omax}$$

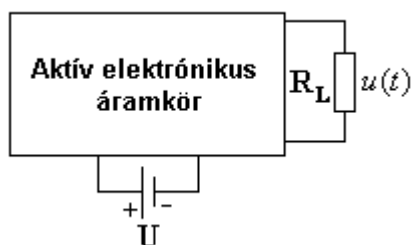
$$I_{Omax} = \frac{1}{R_{sc}} \left[U_{BE'} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + U_o \frac{R_1}{R_2} \right]$$

rövidzár esetén $U_o = 0$

$$\rightarrow I_{Osc} = \frac{U_{BE'}}{R_{sc}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Oszcillátorok

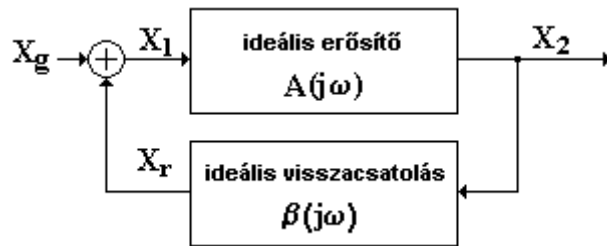
Bevezetés



$$u(t) = U \sin \omega t$$

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{U^2}{R_s}$$

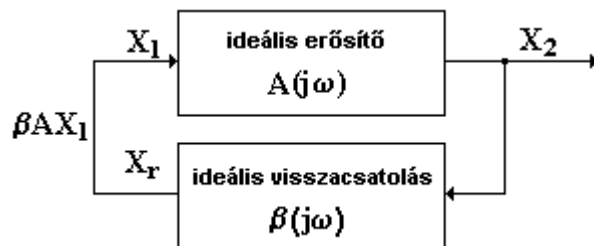
Oszcillátorok mint pozitívan visszacsatolt erősítők. Barkhausen féle összefüggés



$$\begin{aligned} X_2 &= A X_1 & X_r &= \beta X_2 & X_1 &= X_g + X_r \\ A_r &= \frac{X_2}{X_g} = \frac{A}{1 - \beta A} & A_r &= \frac{X_2}{X_g} \rightarrow \infty & \underline{A} \underline{\beta} &= 1 \end{aligned}$$

Barkhausen féle feltétel

- Ez a feltétel alapvetően a visszacsatoló hurkon a rezgés létrejöttét illetve annak a fenntartását jelenti



Általában $\underline{A} = \underline{A}(j\omega)$ și $\underline{\beta} = \underline{\beta}(j\omega)$,

$$\underline{A} = |\underline{A}| \exp j\varphi_A, \quad j = \sqrt{-1} \quad \underline{\beta} = |\underline{\beta}| \exp j\varphi_\beta$$

$$|\underline{A}| |\underline{\beta}| = 1 \text{ (amplitúdó-feltétel)}$$

$$\varphi_A + \varphi_\beta = 0, 2\pi, 4\pi, \dots \text{ (fázis-feltétel)}$$

- Megjegyzendő, hogy a szinuszosan váltakozó jel az egyetlen, amely nem változtatja formáját ha reaktív áramkörökön megy át. A $X_r = X_1 \underline{A}(j\omega) \underline{\beta}(j\omega)$ jel frekvenciája természetesen megegyezik az X_1 frekvenciájával. Sok esetben feltételezhetjük hogy $A = \text{valós}$. Olyankor $\varphi_A = 0$ vagy π , esetenként. A fázis-feltételből $\varphi_A + \varphi_\beta(\omega) = 0, 2\pi, \dots$ meghatározható a rezgésfrekvencia, ω_{osc} .

Oszcillátorok elemzése

A legfontosabb problémák amelyek az oszcillátorok működésével kapcsolatosak, a következők

- Rezgéskeltés-feltétel létrehozása ;
- Rezgésfrekvencia $f_{osc} = \omega_{osc} / 2\pi$;
- A rezgés amplitúdója U_{osc} (illetve annak határolása)
- Rezgések dinamikus stabilitása ;

Ha $\underline{A} = A = \text{valós}$ (frekvenciafüggetlen). A Barkhausen-feltételből $\underline{A} \underline{\beta}(j\omega) = 1$ következik, hogy $\underline{\beta}(j\omega)$ valós

azaz $\text{Im } \underline{\beta}(j\omega) \big|_{\omega=\omega_{osc}} = 0$. Ebből következik
$$\underline{A} = \frac{1}{\underline{\beta}(j\omega_{osc})},$$

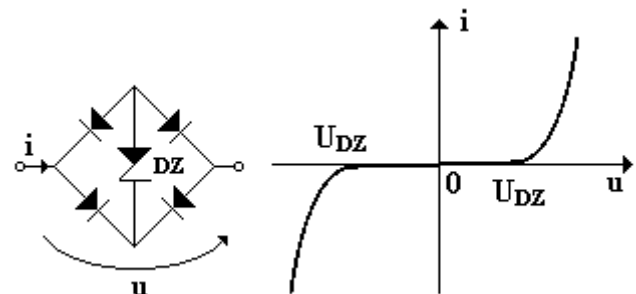
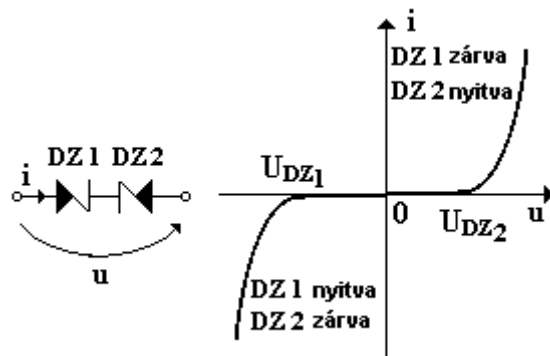
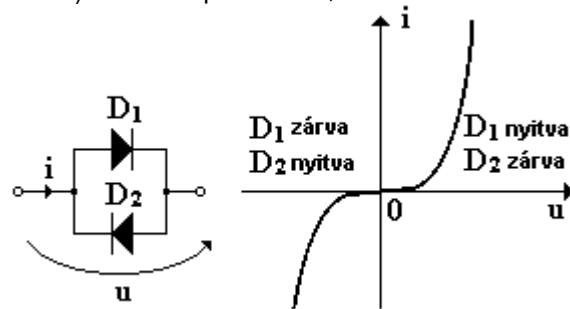
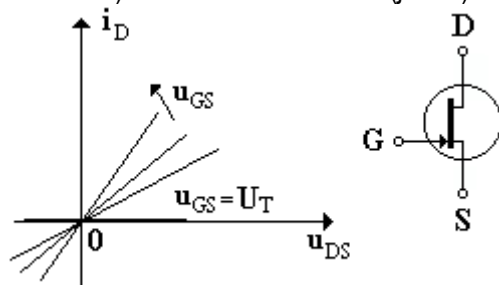
- ha $\left| \underline{A} \right|$ kisebb lesz mint a fent megszabott érték, a rezgések csillapodnak és eltűnnek ;
- ha $\left| \underline{A} \right|$ nagyobb lesz mint a fent megadott érték, a rezgés amplitúdója nagyon megnőhet

A rezgésamplitúdó határolása

a). termikus tehetetlenséggel rendelkező eszközökkel (termisztor)

b). vezérelt ellenállással (j-FET)

c). diódás dipólusokkal;

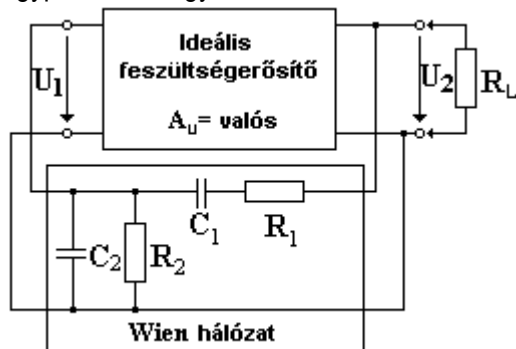


d). az aktív elem (általában) nemlineáris átviteli jelleggörbéjével (pld. Bipoláris tranzisztor)

RC oszcillátorok

Wien szűrős (hálózatos) oszcillátor

- Ahhoz, hogy a rezgések egy jól meghatározott frekvencián keletkezzenek, vagy a visszacsatoló négyfázisnak vagy az erősítőnek kell szűrőtulajdonságokkal rendelkeznie

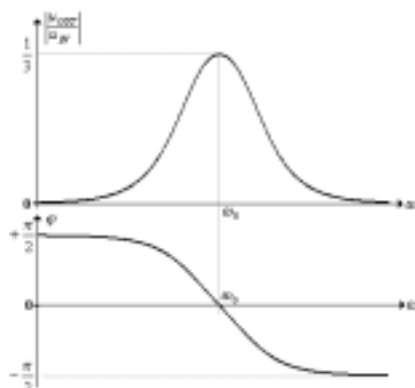


$$\beta_w(j\omega) = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}$$

$$\underline{A_u} \cdot \beta(j\omega) = 1$$

$$\beta_w(j\omega_{osc}) = \text{valós} \rightarrow f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

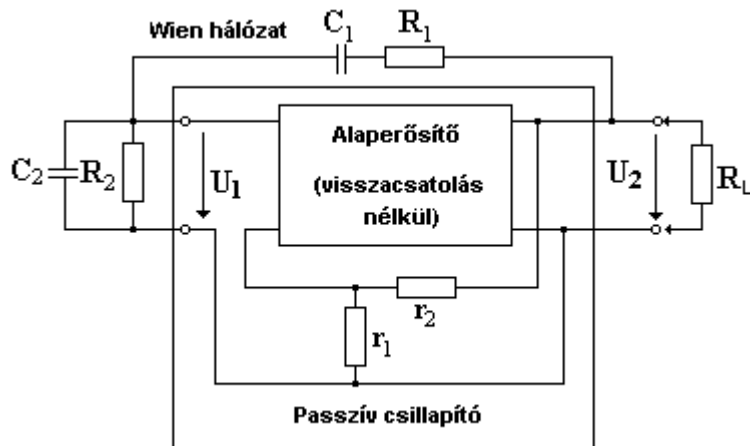
$$\underline{A_u} = \frac{1}{\beta_w(j\omega_{osc})} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$



$$\left| \frac{u_{OUT}}{u_{IN}} \right| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

$$\varphi = -\arctg \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{3}$$

Az előbbi feltételek teljesítéséhez szükség lesz egy negatív visszacsatolással rendelkező erősítőre (automatikus feszültségerősítés-szabályozás), amelynek erősítése megfelelő



Ha $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ akkor

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$$

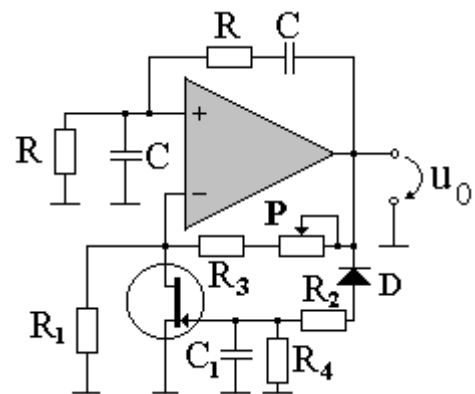
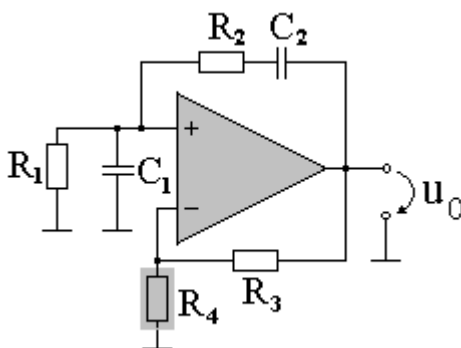
és az erősítés 3kell legyen, hogy teljesüljön a rezgésfeltétel

A feszültségerősítő

-végtelen bemenő impedanciával

-elhanyagolható kimenő impedanciával
kell rendelkezni

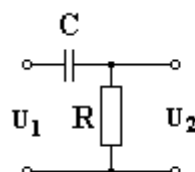
Konkrét megvalósítások



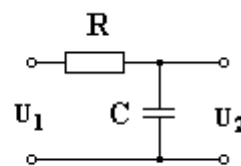
Az R_4 ellenállást egy j-FET-tel megvalósított vezérelt ellenállással helyettesítettünk (a j-FET drain-source ellenállása (r_{DS}) a kapura adott, illetve a kimenetről a kapura visszavezetett és egyenirányított feszültségtől függ)

Fázistolásos RC oszcillátorok

Ezen áramkörök visszacsatoló négyfólusa RC létrahálózat, mely általában három felül- vagy aluláteresztő szűrőcellából áll. Egyfokozatú fordító erősítőnél az RC hálózat fázistolása a kívánt frekvencián 180° , nemfordító erősítő esetében yérus fok kell legyen. A két alapcelle az alábbi ábrán látható



1



2

$$F_1(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

$$|F_1(j\omega)| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

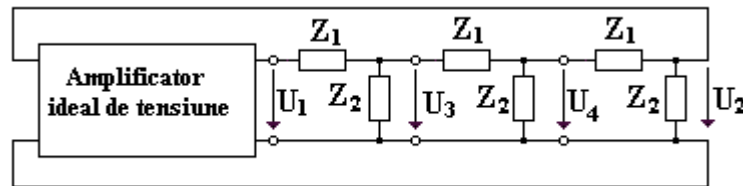
$$\phi_1 = \arg F_1(j\omega) = \arctg \frac{1}{\omega RC}$$

$$F_2(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$|F_2(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

$$\phi_2 = \arg F_2(j\omega) = -\arctg \omega RC$$

Az alábbi ábrán látható a fázistolós RC oszcillátor tömbvázlata:



Az átviteli függvény:

$$\beta(j\omega) = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{U_4} \cdot \frac{U_4}{U_3} \cdot \frac{U_3}{U_2} = \frac{1}{1 + 6\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right) + 5\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 + \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^3}$$

Felüláteresztő hálózat esetében:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C}; Z_2 = R \rightarrow \beta(j\omega) \rightarrow \beta(\alpha_1) = \frac{1}{1 - 5\alpha_1^2 + j(\alpha_1^3 - 6\alpha_1)}; \text{ ahol } \alpha_1 = \frac{1}{\omega RC}$$

A rezgésfeltétel: $A_U \beta(j\omega) = 1$ Feltételezzük a valós erősítést, ezért rezgési frekvencián :

$$\beta(j\omega_{osc}) = \text{valós, tehát } \alpha_1^2 = 6 \rightarrow \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC} \rightarrow f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot RC} \quad (\text{felüláteresztő})$$

$$\text{szűrő). Mivel ezen a frekvencián } \beta(j\omega_{osc}) = \frac{1}{1-30} = -\frac{1}{29} \text{ ezért } \rightarrow A_U(j\omega_{osc}) = \frac{1}{\beta(j\omega_{osc})} = -29$$

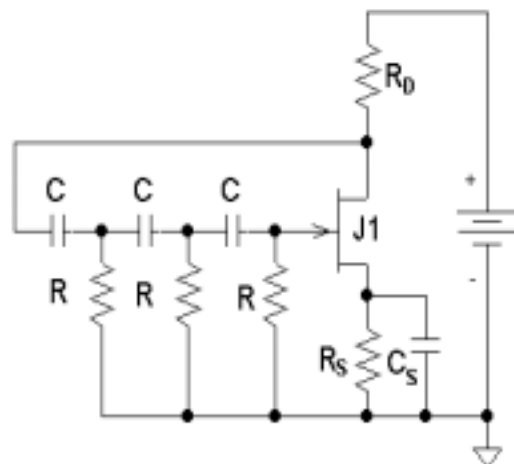
Nyilvánvaló a 180 fokos fázisfordítás (a fordító erősítés jellemzője)

Aluláteresztő hálózat esetében

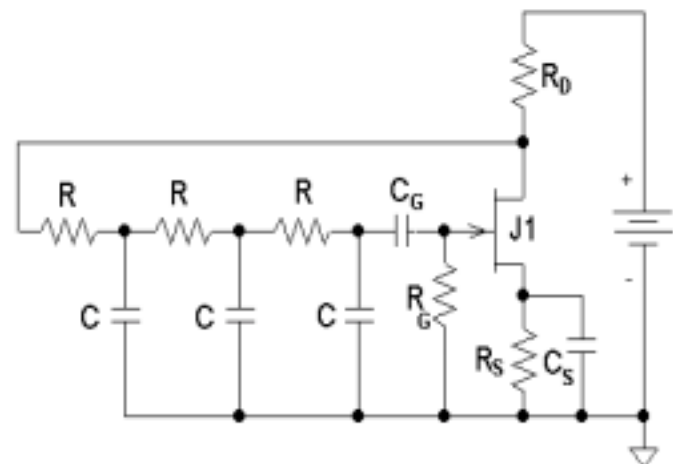
$$Z_1 = R \rightarrow Z_2 = \frac{1}{j\omega C} \Rightarrow \beta(j\omega) \rightarrow \beta(\alpha_2) = \frac{1}{1 - 5\alpha_2^2 + j(\alpha_2^3 - 6\alpha_2)}; \text{ ahol } \alpha_2 = \omega RC$$

$$\text{valamint a } \beta(j\omega_{osc}) = \text{valós feltételből } \omega_{osc} = \frac{\sqrt{6}}{RC} \rightarrow A_U = -29$$

Tehát ugyanazon RC elemek felhasználásával az aluláteresztő hálózat hatszor nagyobb rezgési frekvenciát biztosít mint a felüláteresztő hálózat. Konkrét megvalósítási formák



$$f_{osc_{TS}} = \frac{1}{2\pi RC} \frac{1}{\sqrt{6}}$$



$$f_{osc_{TI}} = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{6}$$