

Értékünk AZ Ember

Humánerőforrás-fejlesztési Operatív Program



Borbély Gábor

ELEKTRONIKA I.

Elektronikai alapkapcsolások
félvezető eszközök
alkalmazásával



SZÉCHENYI ISTVÁN
EGYETEM
GYŐR

Magyarország célba ér



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

Szerző: dr. Borbély Gábor
egyetemi docens

Lektor: dr. Farkas György
egyetemi tanár

A dokumentum használata

Mozgás a dokumentumban

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

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

Pozicionálás a könyvjelzőablak segítségével

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

A tartalomjegyzék és a tárgymutató használata

Ugrás megadott helyre a tartalomjegyzék segítségével

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

A tárgymutató használata, keresés a szövegben

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

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

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	6
2. Történeti áttekintés	7
3. Félvezető anyagok.....	11
3.1. Elemi félvezetők	11
3.2. Vegyület-félvezetők	12
3.3. Szilárd oldatok	13
3.4. Szerves félvezető anyagok	14
3.5. Diszkrét félvezetők jelölésrendszere	15
4. A legfontosabb félvezető alkatrészek	17
4.1. Félvezető dióda	17
5. Bipoláris tranzisztor	21
5.1. Tervezérlésű tranzisztorok	29
5.2. Munkapont kialakítása, beállítása.....	32
6. Aszimmetrikus erősítők.....	35
6.1. Alapkapcsolások bipoláris tranzisztorral	36
6.2. Alapkapcsolások tervezérlésű tranzisztorral	49
7. Módosított alapkapcsolások.....	58
7.1. Feszültség-utánhúzó kapcsolat (bootstrap)	58
7.2. Közös drain-ű kapcsolat	64
7.3. Fázishasító kapcsolat	68
7.4. Kaszkód kapcsolat.....	71
7.5. Komplementer kaszkód kapcsolat	74
8. Kapcsolások aktív munkaellenállással	76
8.1. Tranzisztoros áramgenerátor, áramtükör	76
8.2. Közös emitteres kapcsolat aktív munkaellenállással.....	83
8.3. Közös kollektoros kapcsolat aktív munkaellenállással.....	86
9. Tranzisztorpárok	88
9.1. Darlington kapcsolat	88

9.2. n-csatornás j-FET és npn, valamint p-csatornás j-FET és npn tranzisztorpárok	90
9.3. Kompozit tranzisztorpár	91
9.4. n-csatornás j-FET és npn, valamint p-csatornás j-FET és npn tranzisztorpárok	92
10. Szimmetrikus erősítők	94
10.1. A differenciálerősítő	99
10.2. A differenciálerősítő különböző vezérlési formák esetén	105
10.3. Továbbfejlesztett változatok	108
10.4. Differenciálerősítő aszimmetrikus kimenettel	115
11. Alapkapcsolások frekvenciafüggése	118
11.1. A Miller-elv	118
11.2. A bipoláris tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe	119
11.3. A térvezérlésű tranzisztorok nagyfrekvenciás helyettesítő képe	125
11.4. Alapkapcsolások nagyfrekvenciás töréspontjai	126
11.5. A kaszkód kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjai	136
11.6. Nagyfrekvenciás frekvenciakompenzáció	138
11.7. A kisfrekvenciás átvitelt befolyásoló tényezők	141
11.8. A kisfrekvenciás kompenzáció	151
11.9. Az eredő frekvenciaátvitel	155
12. Visszacsatolás	157
12.1. Soros feszültség-visszacsatolás (SU)	159
12.2. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás (PU)	162
12.3. Soros áram-visszacsatolás (SI)	167
12.4. Párhuzamos áram-visszacsatolás (PI)	172
13. Végerősítők	177
13.1. A-osztályú ellenütemű erősítő	184
13.2. B-osztályú ellenütemű erősítő	188
13.3. AB-osztályú ellenütemű erősítő	193
Irodalomjegyzék	198
Tárgymutató	199

1. Bevezetés

2005. szeptemberétől a Széchenyi István Egyetem hagyományos főiskolai villamosmérnök képzését – a bolognai folyamatnak megfelelően – egyetemi alapképzésre (BSc.) váltotta. A megváltozott igényekhez igazodó új tanterv ennek megfelelően igényelte a tananyagok átdolgozását és új oktatási segédletek kidolgozását. Ez a jegyzet ennek a célnak a megvalósítása érdekében a Humánerőforrás-fejlesztési Operatív Program támogatásával készült.

Az *Elektronika* tárgy a villamosmérnök hallgatók második évfolyamán mindkét félévben szerepel, mint kötelező törzsanyag. Jelen anyag az *Elektronika* első félévének elsajátításához szolgál segítségül. Egyben igyekszik teljessé tenni az előadás órákon elhangzottakat, alapot nyújt a tárgyhoz kötődő laboratóriumi mérések elvi hátterének megértéséhez, továbbá a feladatmegoldásokhoz.

Az *Elektronika* tárgy feltételezi a hallgatók kellő jártasságát a *Villamoságtanban* korábban megismert hálózatszámítási módszerekben. A tárgy első féléve a diszkrét félvezető eszközöket ismerteti a legismertebb és leggyakrabban alkalmazott kapcsolásokban. Részletesen bemutatja a bipoláris és térvezérlésű tranzistorokkal felépített aszimmetrikus erősítő kapcsolásokat, tárgyalja az analóg áramköri megoldásokban gyakori differenciálerősítő különféle megoldási lehetőségeit, kitér áramkörünk frekvenciafüggésének kérdéseire, a visszacsatolásokra és a végerősítő fokozatokra. Mind ezt annak érdekében, hogy az *Elektronika* tantárgy második félévében a műveleti erősítők analóg áramköri alkalmazásai kellő megalapozottsággal kerülhessenek oktatásra. A két félév együtt pedig számtalan további villamosmérnöki szakmai tárgy előkészítését szolgálja.

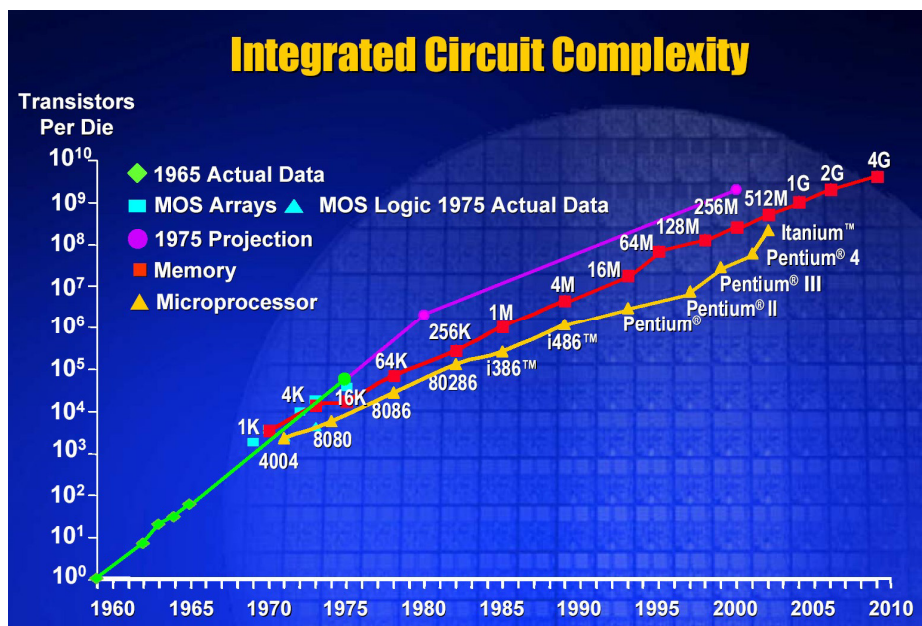
Mindamellet, hogy az alábbi jegyzet igyekszik alapos és áttekinthető képet adni, mégsem helyettesítheti teljesen az előadásokon elhangzottakat, így azok látogatása erősen javasolt. A félév sikeres teljesítéséhez pedig – a kontaktórák kis száma miatt – elengedhetetlen az önálló otthoni felkészülés is.

2. Történeti áttekintés

Az elektronika, és ezen belül is a mikroelektronika, minden gazdasági válság ellenére töretlenül fejlődik. A mikroelektronika valamennyi iparág "motorja" és egyben alapvető feltétele. Az autógyártás, a háztartási gépek, a korszerű távközlés, az automatizálás, a robottechnika és az informatikai rendszerek stb. sem képzelhetők el korszerű elektronikai elemek nélkül.

A fejlődés folyamatossága azonban csak az átlagra igaz. Egyes területek gyors felfutás után hamar eltűntek. Jó példa erre a germánium tranzisztorok megjelenése, majd kiváltása szilícium eszközökkel, melyek mind a mai napig rekordokat döntenek. Ebben döntő szerepet játszott az integrált áramkörök előállítására használatos planár technológia kialakulása és minden várakozást felülmúló fejlődése.

Az első tús bipoláris tranzisztor 1947-es megjelenése óta közel hatvan év telt el. Az első monolit integrált áramkörök 1958-ban láttak napvilágot, elsősorban a Royal Radar Establishment, az M.I.T. és a Texas Instruments kutatásainak köszönhetően.



2.1. ábra. A Moore-törvény az elmúlt 40 évben (www.intel.com)

Gordon Moore '60-as években publikált jóslata, miszerint adott területen integrált tranzisztorok száma másfél-két évente megduplázódik, igaznak bizonyult az elmúlt évtizedekben.

Az akkori SSI (Small-Scale Integration) áramkörök még 50-100 alkatrészt tartalmaztak chipenként. Az MSI (Medium-Scale Integration) áramkörök 500-1000, az LSI (Large-Scale Integration) áramkörök pedig már 1000-10 000 alkatrészt integráltak egyetlen szilíciumlapkán.

Az ezt követő áramkörökben alkalmazott vonalszélesség átlépte a szubmikronos határt, azaz kevesebb volt, mint 1 μm . (Érdeemes elgondolkodni azon, hogy egy hajszál átmérője kb. 70-90 μm , továbbá, hogy a látható fény hullámhossza 0,4-0,76 μm .) Ezek az úgy nevezett VLSI (Very Large-Scale Integration) áramkörök képesek voltak 10 000 - 100 000 alkatrészt egyetlen chipre integrálni. Ma az ULSI (Ultra-Large-Scale Integration) áramkörök korszakát éljük.

A fejlődést jól szemlélteti a mikroprocesszorok 35 éves fejlődése, ahogy azt az INTEL esetében az 1. táblázat mutatja:

évszám	μP típusa	tranzisztor / chip
1971	4004	2 250
1972	8008	3 500
1974	8080	4 500
1978	8086	29 000
1982	80 286	134 000
1985	80 386	275 000
1989	80 486	1,18 millió
1993	Pentium	3,1 millió
1997	Pentium II.	7,5 millió
1999	Pentium III.	9,5 (28,1) millió
2001	Pentium IV.	42 (178) millió
2004	Pentium M	77 (140) millió
↓	↓	↓
2002	Itanium II.*	220 (592) millió
2005	Itanium II. Montecito*	1,72 milliárd

2.1. táblázat. Az Intel processzorok fejlődése – az egy chipre integrált tranzisztorok száma – megjelenésüktől napjainkig * nem x86 processzor

A DRAM-ok és Flash memóriák fejlődése legalább ilyen szédültes. 2005. szeptemberében jelentette be a Samsung Electronics Co. Ltd. legújabb fejlesztésű, 16 Gbit kapacitású áramkörét, melynek sorozatgyártását 2006-ban kezdik meg.

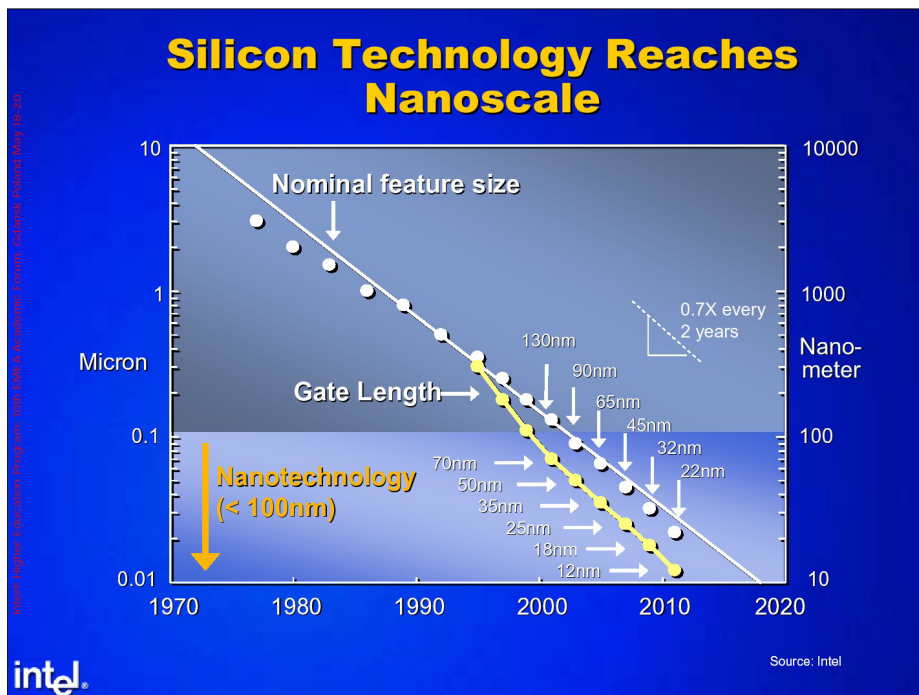
évszám	tároló kapacitás
1974	16 kbit
1977	64 kbit
1980	256 kbit
1983	1 Mbit
1986	4 Mbit
1988	16 Mbit
1992	64 Mbit
1995	256 Mbit
1996	1 Gbit
2001	4 Gbit
2005	16 Gbit

2.2. táblázat. A DRAM-ok fejlődése (az évszám a kifejlesztés időpontját jelenti)

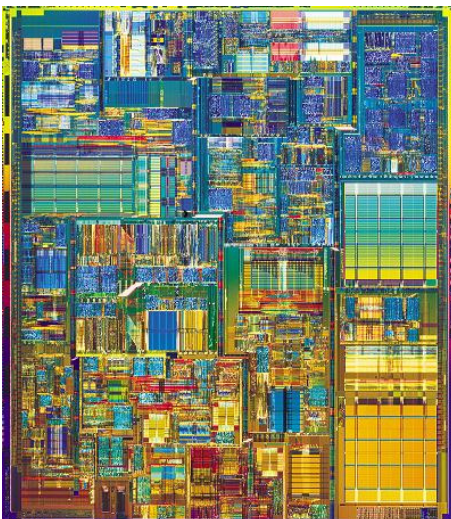
Az integrált áramkörökön belül alkalmazott vonalszélesség alakulását a 2.2. ábrán követhetjük nyomon. A processzorok közül az Intel 486-osa lépte át először az 1 μm -es vonalszélességet. A jelenlegi, nagy számban gyártott áramkörökben alkalmazott minimális vonalszélesség 90 nm, de a legfejlettebbek már 65 nm-es vonalszélességgel dolgoznak. (2005. december)

Az egyre csökkenő méretek mellett számtalan problémával kell megküzdeniük a fejlesztőknek. A legnagyobb kihívást pillanatnyilag a diszzipációs problémák jelentik. A feladat megoldását minden bizonnyal új anyagok (jobb vezetőképességű fémrétegek, kisebb dielektromos állandójú szigetelők) és új, a nanotechnológiát alkalmazó lehetőségek kiaknázása jelenti.

Egy mai korszerű IC gyártósor költségei olyan hatalmasak, hogy azokat csak a világ vezető elektronikai alkatrész-gyártói képesek finanszírozni, gyakran ők is csak egymással szoros együttműködésben.



2.2. ábra. Az integrált áramkörök gyártásánál alkalmazott vonalszélesség változása az elmúlt 30 évben, valamint a következő években várható tendenciák (www.intel.com)



2.3. ábra. Az alábbi fénykép az INTEL Pentium IV processzorát ábrázolja, mely 42 millió tranzisztort tartalmazott. A vonalszélesség ebben az esetben 0,13 μm volt. (www.intel.com)

3. Félvezető anyagok

3.1. Elemi félvezetők

Tekintsünk egy pillanatra a periódusos rendszer jobb oldalára!

1b	2b	3b	4b	5b	6b	7b	0	
							He	1
		B	C	N	O	F	Ne	2
		Al	Si	P	S	Cl	Ar	3
Cu	Zn	Ga	Ge	As	Se	Br	Kr	4
Ag	Cd	In	Sn	Sb	Te	I	Xe	5
Au	Hg	Tl	Pb	Bi	Po	At	Rn	6

Meghatározott körülmények között a fenti 12 elem félvezető tulajdonságokat mutat. Gyakorlati jelentősége azonban csak néhánynak van.

Az elemi félvezető anyagok közül leggyakrabban a szilíciumot (Si) említjük. Előnyei a többi félvezetővel szemben elvitathatatlanok. A legfontosabb érv azonban alkalmazása mellett az a tény, hogy oxidja, a szilícium-dioxid stabil vegyület, és emellett kiváló passziváló- és elektromos szigetelőanyag. Ezért integrált áramkörök gyártásához a szilícium szinte ideális alapanyag.

A szilícium eszközök széles hőmérséklettartományban alkalmazhatók. A maximális hőmérséklet, melyen még üzemképesek maradnak, 175 °C. E felett a diffúziós folyamatok felgyorsulása miatt az eszköz élettartama rohamosan csökken.

Ma már alig van jelentősége a félvezető eszközök megjelenésekor még szinte kizárólagosan alkalmazott germániumnak (Ge). A jelentős záróirányú visszáram, a stabil oxid hiánya, és a kicsi hőmérséklettartomány miatt inkább történelmi emléknek tekinthető. A germánium eszközök 90 °C felett tönkremennek, ezért még beforrasztásuk is kritikus.

Szomorú tény, hogy bár hazánk az elektroncsövek gyártásában világszínvonalon állt, későn váltott a félvezetők felé. Nálunk a germánium-eszközök gyártása akkor kezdődött el, mikor a világ már szilícium-eszközökben gondolkodott.

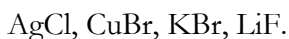
Szobahőmérsékleten még az ón (α -Sn) mutat félvezető tulajdonságokat. Instabil kristályszerkezete miatt azonban használhatatlan.

Jelenleg kiterjedt kutatások folynak a gyémánt (szén, C) félvezető tulajdonságainak vizsgálatára. A nagy tiltott sáv szélesség miatt a gyémánt csak 1000 °C környékén viselkedik félvezetőként. Bórral, illetve nitrogénnel adalékolva létrehozható p-n átmenet gyémántban is. Felhasználási területe elsősorban a nagyhőmérsékletű tartományok lennének, mint amilyen például a robbanómotorok hengerében uralkodik. A legnagyobb gondot a megfelelő tisztaságú, és kristályszerkezetét tekintve hibátlan gyémánt előállítása jelenti, mivel ennek költsége rendkívül magas.

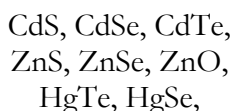
3.2. Vegyület-félvezetők

A vegyület-félvezetők döntő része az A_xB_{8-x} képlettel jellemezhető.

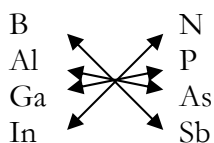
$x = 1$ esetén a legjellemzőbb vegyületfélvezetők az alábbiak:



$x = 2$ esetén az alábbi vegyület-félvezetők a leggyakoribban:



$x = 3$ esetén a vegyület-félvezetők legfontosabb képviselőihez jutunk:



bármelyik bármelyikkel létrehozhat vegyületfélvezetőt.

A csoport legismertebb tagja a gallium-arzenid (GaAs). Nagy mozgékonyasága miatt elsősorban mikrohullámú eszközök alapanyaga. A GaAs-et 1929-ben fedezték fel. Félvezető eszköz alapanyagaként azonban jóval később kezdték használni.

A gallium (Ga) a földkéregben található, tonnánként körül-belül 10-15 gr. Főleg bauxitból nyerhető ki és a timföldgyártás melléktermékének tekinthető.

Az arzén (As) régóta ismert elem, több ásvány alkotórésze. A megfelelő tisztaságú As előállítása nagyon nehéz, mert a kén (S) eltávolítása sok gonddal jár.

Mind a Ga, mind az As nagyon mérgezőek, ezért felhasználásuk nagy körületekintést igényel. Szobahőmérsékleten a Ga folyadék, míg az As gáz. Nem nehéz ezek után elképzelni, mennyi gondot okoz tökéletesen 1:1 arányú vegyületükből gyémántkristályos félvezető anyagot előállítani.

Ennek a csoportnak egyik perspektivikus tagja az indium-foszfid (InP). Bár 1910-ben fedezték fel, gyakorlati felhasználása az utóbbi pár évre tehető. A még nagyobb mozgékonyosság miatt a 100 GHz feletti tranzit határfrekvenciával rendelkező MOS-FET típusú eszközök alapanyaga.

$x = 4$ esetén az alábbi vegyületeket kell megemlíteni:

SiC (a kék színnel sugárzó LED alapanyaga) és SiGe

További vegyület-félvezetők is léteznek, melyek az $A_{IV}B_{VI}$ képlettel jellemezhetők. Ezek közé tartozik a PbS, PbSe és PbTe.

A vegyület-félvezetők között lehetnek $A_I B_{VI}$ képlettel jellemezhetők is. Ide soroljuk a CuS, CuO és Cu_2O -ot.

3.3. Szilárd oldatok

A szilárd oldatok kettőnél több komponenst tartalmaznak. Három komponens esetén képletük lehet $A_x B_{8-x} C_{8-x}$ vagy $A_x B_x C_{8-x}$. Ilyen például a GaAsP, illetve az InGaSb.

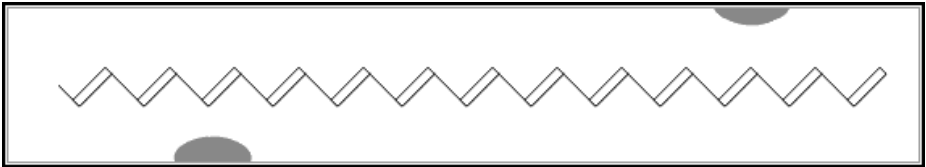
Négy komponens esetén a képlet $A_x B_x C_{8-x} D_{8-x}$ alakú. Ilyen félvezető a LED-ek – és az optikai távközlésben elengedhetetlenül fontos félvezető lézerdiodák – alapanyagaként használt AlGaPAs, de hasonló a ZnCdSeTe is. Előállításuk például molekulasugaras epitaxiával (MBE) lehetséges. A kívánt kvantummechanikai hatás elérése érdekében atomi rétegeket kell különböző komponensekből egymásra építeni. A komponensek döntően meghatározzák a tiltott sáv szélességét, és ezáltal a kibocsátott elektromágneses hullám (fény) hullámhosszát (színét).

A különböző színű LED-ek lehetséges alapanyaga:

A LED színe	alapanyaga	nyitófeszültsége (V)
infravörös	GaAs	1,0-1,5
sötétpiros	GaP:ZnO	
sötétpiros	GaAs _{0,62} :P _{0,38}	1,5-1,8
világospiros	GaAs _{0,6} P _{0,4} :GaP	2,0
narancs	GaAs _{0,35} P _{0,65} :N	
sárga	GaAs _{0,15} P _{0,85} :N	3,5
zöld	GaP:N	2,5-3,0
kék	SiC	

3.4. Szerves félvezető anyagok

Léteznek szerves félvezető anyagok is. Ezek olyan kristályos, félvezető tulajdonságot mutató szerves anyagok, hosszú vagy rövid láncú polimerek, melyekben konjugált kettős kötések találhatók. Mivel adalékolhatók, csakúgy, mint az előzőekben ismertetett szerves félvezető anyagok, vezetőképességük széles határok között változtatható. Felhasználási területük a színes kijelzők körében rohamosan növekszik (OLED-ek), de létezik már szerves félvezetőből előállított lézer is. Szerves félvezetőkből napelemcellákat és térvezérlésű tranzisztorokat is készítettek már. Egyik, sokat kutatott és széles körben ismert képviselőjük a melanin, mely az emberi szervezetben is megtalálható.



3.1. ábra. Szerves félvezető polimert felépítése kettős kötések tartalmazó szénláncból

3.5. Diszkrét félvezetők jelölésrendszere

A diszkrét félvezető eszközök típusmegjelölése utalást tartalmazhat az eszközre, annak alapanyagára, feladatára stb.

Az európai jelölésrendszerben az első betű mutatja meg, hogy milyen félvezető anyagból készült az eszköz.

A - germániumra,

B - szilíciumra,

C - vegyület-félvezetőre, szilárd oldatra, intermetallikus ötvözetre utal.

A második betű jelentése az alábbi:

A - dióda,

B - dióda,

C - általános célú, kisteljesítményű, kisfrekvenciás tranzisztor,

D - általános célú, nagyteljesítményű, kisfrekvenciás tranzisztor,

E - Tunnel (Esaki) dióda,

F - nagyfrekvenciás, kisteljesítményű tranzisztor,

L - nagyfrekvenciás, nagyteljesítményű tranzisztor,

P - sugárzásérzékeny eszköz, fotodióda, fotótranzisztor,

Q - sugárzó, fényemittáló eszköz, LED,

R - vezérelhető egyenirányító,

S - kapcsolótranzisztor,

T - vezérelhető nagyteljesítményű egyenirányító,

U - nagyteljesítményű kapcsolótranzisztor,

Y - egyenirányító dióda,

Z - Zener-dióda.

A harmadik betű opcionális, nem minden esetben fordul elő. Az ipari típusok esetén gyakori. Általában az X, Y, Z, V, W betűk valamelyike szerepel ezen a helyen. A betűk nem köthetők egyértelmű jelentés-tartalomhoz.

A két vagy három betű után számok következnek, melyeknek szintén nincs jelentés tartalmuk, csupán az eszköz típusának azonosítására szolgálnak.

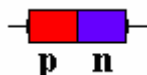
Az amerikai és a távol-keleti gyártók diszkrét alkatrészei nem követik a fent leírt jelöléseket. Csupán annyi mondható róluk, hogy az 1N.... -nel kezdődők diódák, 2N.... -nel kezdődők tranzisztorok.

Példaként álljon itt néhány eszköz:

BB 204	Si varicap dióda,
AF 106	Ge kisteljesítményű nagyfrekvenciás pnp tranzisztor,
BF 961	Si kistelj. nagyfrekv. dual-gate n-csatornás MOS-FET
BY 289	gyors Si egyenirányító,
BSS 100	Si kapcsolótranzisztor, kiürítéses p-MOS-FET,
BZ 102	Si Zener-dióda,
2N 3055	Si nagyteljesítményű kisfrekvenciás npn tranzisztor,
1N 4148	Si kisteljesítményű dióda,
CQY 41	LED világító dióda,
BC 182 C	Si kisteljesítményű kisfrekvenciás npn tranzisztor,
BZY 5,1	Si Zener-dióda,
BPW 34	Si fotodióda,
BF 247 A	Si kistelj. nagyfrekv. tranzisztor, n-csat j-FET,
CQX 10	LED világító dióda,
BSV 80	Si kapcsolótranzisztor n-csat j-FET,
AC 127	Ge kisteljesítményű kisfrekvenciás npn tranzisztor,
BD 135	Si nagyteljesítményű kisfrekvenciás npn tranzisztor,
BPY 11	Si fotoelem,
BAW 76	Si dióda,
BZX 83	Si Zener-dióda,
BUZ 11	Si kapcsolótranzisztor, C-MOS-FET,
BAY 61	Si dióda,
<i>egyéb:</i>	
SAF 10,7	SAW szűrő, felületi hullámszűrő,
SFJ	piezoszűrő,
CNY 17	optocsatoló,

4. A legfontosabb félvezető alkatrészek

4.1. Félvezető dióda



A félvezető pn átmenet egyenirányító tulajdonsággal rendelkezik, diódaaként viselkedik. Az n típusú rétegben a mozgó töltéshordozók elektronok, a p típusú rétegben lyukak.

A p rétegre pozitív, az n rétegre negatív feszültséget kapcsolva:



elektronok lépnek át
a p típusú rétegbe, miközben
lyukak lépnek át
az n típusú rétegbe,

a dióda vezet, már
kis nyitófeszültség
hatására is

A p rétegre negatív, az n rétegre pozitív feszültséget kapcsolva:



csak a kisebbségi töltéshordozók
szállíthatnák az áramot,
ezek száma viszont csekély,

ezért az eszköz lezárt
állapotba kerül.

A dióda nyitófeszültségét (U_0) a diódára megengedett maximális nyitóirányú áram egytizedénél mért U_D feszültséggel definiáljuk. Ennek értéke:

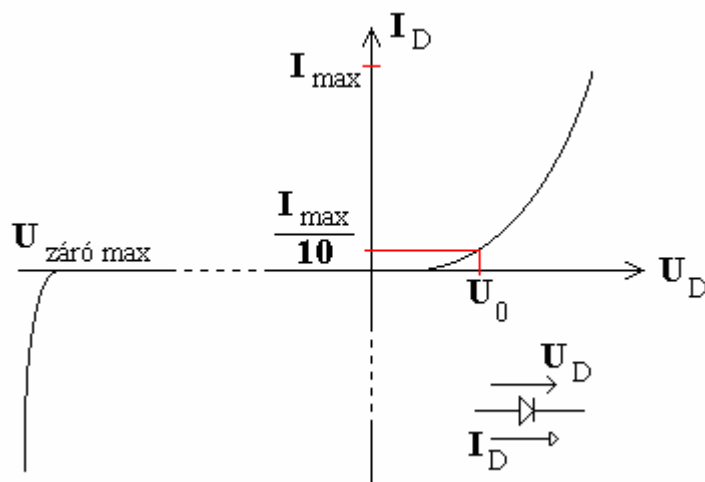
Ge dióda esetén 0,2 - 0,4 V,

Si dióda esetén 0,5 - 0,8 V,

Schottky diódákra pedig kb. 0,3 V.

A továbbiakban, főleg számításaink során feltesszük, hogy a Si diódák nyitófeszültsége egységesen 0,6 V, ami nyilván csak egy közelítés.

A Si diódák nyitóirányú árama nagyrészt a chip felületétől függ. Hozzávetőlegesen 2 A/mm^2 az a maximális áramérték, melyet a Si diódák károsodás nélkül elviselnek.



4.1. ábra. A félvezető dióda $U_D - I_D$ karakterisztikája.

Nyitóirányú karakterisztika

Nyitóirányban a dióda feszültsége (U_D) és árama (I_D) között az alábbi képletszerű összefüggés adható:

$$I_D = I_s(e^{\frac{U_D}{mU_T}} - 1)$$

I_s a dióda elméleti záróirányú telítési vagy szaturációs árama. Értéke Ge diódák esetén 100 nA , Si diódák esetén 10 pA nagyságrendbe esik.

m 1 és 2 közötti tapasztalati érték, mely azt mutatja meg, hogy vizsgált diódánk milyen mértékben tér el a Shockley elmélettől.

Az eltérés oka a töltéshordozók növekvő száma miatt fellépő rekombináció, nagyobb áramok esetén pedig az ambipoláris diffúzió és a félvezető rétegek soros ellenállása.

U_T -t termikus feszültségnek hívjuk. Kiszámítása az alábbi képlettel történhet:

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

ahol k a Boltzman állandó, értéke $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K vagy VAs/K. T az abszolút hőmérséklet Kelvin fokban megadva. q az elemi töltés, értéke $1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb. U_T szobahőmérsékleten kb. 26 mV.

Állandó I_D esetén I_S és U_T hőmérsékletfüggése miatt U_D is hőfokfüggő lesz. A hőmérséklet növekedésével fokenként 2-3 mV-tal csökken U_D értéke állandó I_D mellett. Mivel ez a megállapítás széles hőmérséklet-tartományban igaz, a félvezető dióda hőmérőként is felhasználható.

Záróirányú karakterisztika

A dióda záróirányú karakterisztikája alig változó záróirányú áram-érték mellett követi a feszültség növekedését. A feszültségfüggést a felületi hatásokkal magyarázhatjuk. Elméletileg ez az áram a dióda szaturációs árama, I_S lenne, de – az egyensúlyinál kisebb töltéshordozó koncentráció miatt a megnövekedett generációs folyamatok következtében – a valódi érték ennél nagyobb.

Nagyobb hőmérséklet mellett megnövekedett záróirányú áramot észlelünk. A hőmérsékletfüggést a kisebbségi töltéshordozók számának változása okozza. Ezek száma 10 fok hőmérsékletnövekedés esetén közel megduplázódik.

A záróirányú feszültség további növelése mellett egy ponton túl a feszültség kis változására is meredek áramnövekedést észlelünk. Ez a letörés gyakran az eszköz tönkremeneteléhez vezet. ($U_{\text{záró max}}$)

A technológiai lépések megtervezésével – itt elsősorban az adalék-profilra és az adalékkoncentrációra kell gondolni – ennek a letörési feszültségnek az értéke kézben tartható, előre megadható.

Ezt használják ki a Zener-diódák, melyek letörési feszültsége 10 V alatt alagúteffektussal, e felett lavinaletöréssel magyarázható. Gyakran előfordul, hogy a két jelenség nem választható el élesen egymástól, és egyszerre mindkettő jelen van. Az erősebb adalékolás is az alagúteffektus létrejöttének kedvez.

A letörési feszültség maximális értéke ma már a néhányszor 10 kV-ot is elérheti.

A dióda kapacitásai

A nyitóirányú p-n átmenetben diffúziós töltések halmozódnak fel. Ennek nagysága az átfolyó árammal közel arányosan nő, és elérheti a 10-100 nF-ot is. Az így létrejövő kapacitást diffúziós kapacitásnak hívjuk. A diffúziós kapacitás eltávolítása a p-n átmenetből időt vesz igénybe, ezért a dióda gyors működése szempontjából létezése hátrányos.

Záróirányú előfeszítés esetén a diódában a kiürített réteg szélességének változása töltések áthelyezésével jár, mely szintén kapacitív viselkedést idéz elő. Ennek tértöltés kapacitás a neve. Értéke – a záróirányú előfeszítés növelésével csökkenő tendenciát mutatva – nagyságrendileg néhány pF. A diódának ezt a tulajdonságát hangolt, nagyfrekvenciás rezgőkörök feszültséggel történő vezérlésére használják. Az erre a célra készült diódákat varicap diódáknak hívjuk.

5. Bipoláris tranzisztor

A bipoláris tranzisztor az azt felépítő rétegek sorrendjétől függően lehet npn vagy pnp típusú. Jelölésük a következő:



A bipoláris tranzisztorban két darab pn átmenet található, az egyik a bázis-emitter dióda, a másik a bázis-kollektor dióda. Attól függően, hogy ezek közül melyik van nyitva vagy zárva, a bipoláris tranzisztor működésének négy különböző állapota képzelhető el:

tartomány	B-E dióda	B-C dióda	alkalmazás
<i>normál aktív</i>	NY	Z	lineáris üzem
<i>lezárt</i>	Z	Z	kapcsoló üzem
<i>telítéses</i>	NY	NY	kapcsoló üzem
<i>inverz aktív</i>	Z	NY	*

* ritkán alkalmazzák, főként extrém kicsi záróirányú visszáramok esetén előnyös.

Normál aktív tartományban tehát az alábbi előfeszítéseket kell alkalmaznunk:



A bipoláris tranzisztor nem tekinthető két egymásnak szembe fordított diódának. Ennek oka a – töltéshordozók diffúziós hosszához képest – keskeny bázisvastagság.

A bipoláris tranzisztorban tulajdonképpen a nyitott bázis-emitter átmenettel vezéreljük a lezárt bázis-kollektor átmenetet.

A lezárt bázis-kollektor átmeneten áthaladó áramot a dióda elmélet értelmében a kisebbségi töltéshordozók határozzák meg. Ennek értéke, függetlennek tekintve a zárófeszültségtől, I_{CB0} .

A bázis kevésbé szennyezett, mint a kollektor, ezért a maradék-áramot – npn tranzisztor esetén – a bázisból a kollektorba jutó elektronok alkotják. Tehát ezt az áramot a kisebbségi töltéshordozók határozzák meg.

A lezárt bázis-kollektor diódaátmenet áramát megnövelhetjük, ha kisebbségi töltéshordozókat viszünk be – injektálunk – a bázisba. Ez történik azáltal, hogy a bázis-emitter átmenetre nyitóirányú feszültséget kapcsolunk. Itt az áramot a nyitóirány miatt a többségi töltéshordozók szállítják. Mivel azonban az emitter n^+ rétege erősebben szennyezett a bázis p rétegénél, ezért a bázis-emitter dióda árama főleg elektronokból fog állni.

Ezek a bázis-emitter átmenetben haladó elektronok a bázis kis szélessége miatt nem tudnak rekombinálódni a bázisban lévő lyukakkal, hanem diffúzióval a kollektor felé áramlanak. Ezt a diffúziót az elektron-koncentráció határozza meg, mely az emitter közelében nagy (a nyitóirányú feszültség miatt), míg a kollektor közelében a záróirányú előfeszítés miatt kicsi.

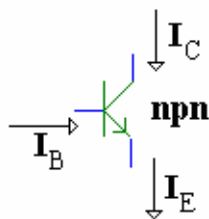
Elhanyagolva, hogy a bázis-emitter dióda áramában a lyukak is részt vesznek, továbbá, figyelembe véve, hogy a bázisban a rekombináció kicsi, de nem elhanyagolható, a kollektoráram a következőképpen írható fel:

$$I_C = I_{CB0} + A \cdot I_E$$

ahol A az egyenáramú áramerősítési tényező. „ A ” kisebb, mint 1, de jól megközelíti azt. Az egyenlet jobb oldalán az I_{CB0} értéke lényegesen kisebb, mint a $A \cdot I_E$, ezért sokszor elhanyagoljuk. Ekkor

$$I_C \approx A \cdot I_E$$

Az ábrán vázolt áramirányok esetén egyenáramon a tranzisztor kivezetésein mérhető áramok között az alábbi kapcsolatok adhatók meg:



$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_E = (B + 1) \cdot I_B$$

$$I_C = B \cdot I_B = \frac{B}{B + 1} I_E = A \cdot I_E$$

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{I_E}{B + 1}$$

A képletekben használt B a bázisáramra vonatkoztatott egyenáramú áramerősítési tényező.

Kisjelű, váltakozó áramú jelek esetén hasonló alakú képletekkel adhatók meg a tranzisztor áramai közötti kapcsolatok. Ilyenkor az áramok jelölésére kis i betűt, az áramerősítésre pedig B helyett β -t használunk:

$$i_E = i_C + i_B$$

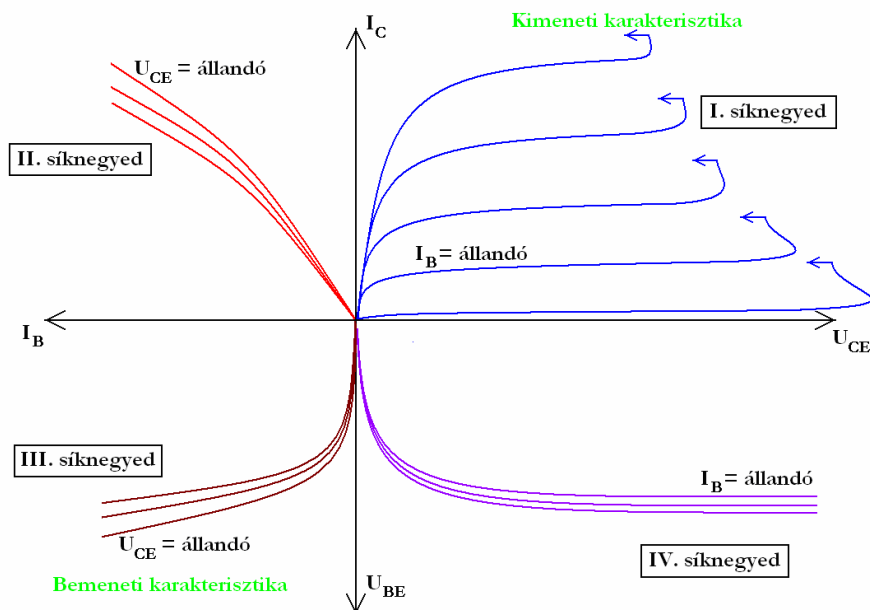
$$i_E = (\beta + 1) \cdot i_B$$

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{i_E}{\beta + 1}$$

A bipoláris tranzisztor emitterét földelve, a bemenetet a bázisra, a kimenetet a kollektorra kötve felvehetjük az eszközre jellemző karakterisztikákat. A bemeneti feszültség (U_{BE}) és a bemeneti áram (I_B) közötti kapcsolatot a III. síknegyedben láthatjuk, neve bemeneti karakterisztika. Az összetartozó $U_{BE} - I_B$ értékpárokat U_{CE} állandó értéken tartása mellett mérjük. Megnövelt U_{CE} értékhez nagyobb U_{BE} tartozik, azonos I_B esetén.

A kimeneti karakterisztika mérése változatlan I_B mellett adja az összetartozó $U_{CE} - I_C$ értékpárokat. A grafikonon ezt az I. síknegyedben találjuk. Növekvő I_B bázisáramok esetén nagyobb I_C kollektoráramokat kapunk.

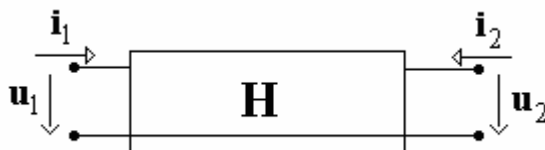
A II. és a IV. síknegyed karakterisztikáit ritkábban használjuk. Bemutatásukat az indokolja, hogy a – következőkben bevezetésre kerülő – tranzisztorparaméterek fizikai értelmezését a karakterisztikavonalak adott munkapontba húzott érintőjével szemléltethetjük.



5.1. ábra. A bipoláris tranzisztor karakterisztikái

A bipoláris tranzisztor jellemzésére, a vele felépülő kapcsolások elemzésére kiválóan alkalmasak a H paraméterek.

Egy általános négypólus H paramétereit a következőképpen definiáljuk:



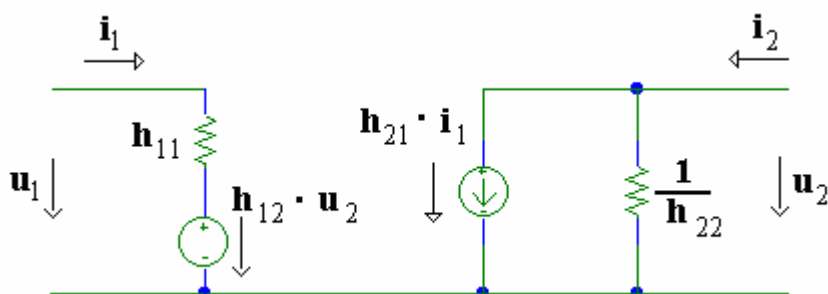
$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

Az egyes H paraméterek kiszámítását úgy tehetjük meg, hogy vagy i_1 -et, vagy u_2 -t nullává téve kifejezzük az adott H paramétert, azaz

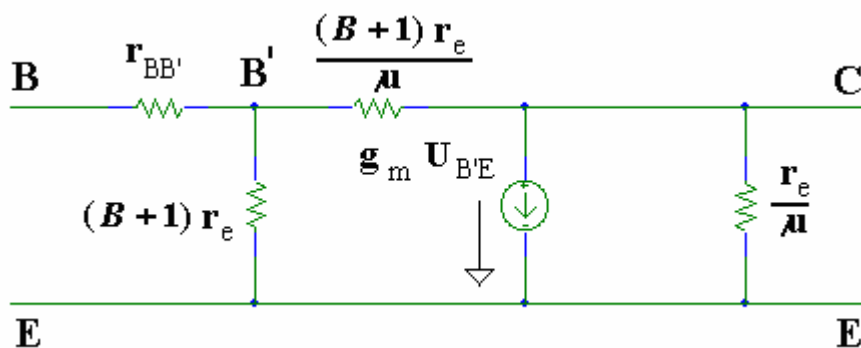
$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2=0} \quad h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1=0} \quad h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2=0} \quad h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0}$$

Egy általános négyfókus H paraméteres helyettesítő képe az alábbi:



5.2. ábra. Egy általános négyfókus H paraméteres helyettesítő képe

A bipoláris tranzisztor működési elvéből következő fizikai helyettesítő képe a következő:



5.3. ábra. A bipoláris tranzisztor fizikai helyettesítő képe

Ezt a modellt a szakirodalom gyakran hibrid π , vagy Giacometti-modell néven is emlegeti.

A helyettesítő képben alkalmazott paraméterek jelentése az alábbi:

$r_{BB'}$ - bázis-hozzávezetési ellenállás, értéke általában 5 és 50 Ω között szokott lenni. Nagyfrekvenciás áramkörökben zavaró, értékét célszerű minél kisebbre választani.

r_e - a bázis-emitter dióda dinamikus ellenállása. Értékét a termikus feszültség ismeretében az emitteráramból határozhatjuk meg:

$$r_e = \frac{U_T}{I_E}$$

1 mA-es emitteráram esetén szobahőmérsékleten, ahol a termikus feszültség 26 mV-nak tekinthető, r_e értéke 26 Ω .

B, illetve **β** - a bázisáramra vonatkoztatott áramerősítési tényező. Értéke a tranzisztorok felhasználási területétől függően változik.

Kisfrekvenciás, kisteljesítményű (100 mA maximális kollektor-áram körüli) tranzisztorok esetén 50 és 500 közé esik.

Kisfrekvenciás, nagyteljesítményű, illetve nagyáramú (több A-es maximális kollektoráram esetén) értéke 20 és 50 közé esik.

Nagyfrekvenciás tranzisztorok (a tranzit határfrekvencia legalább 1 GHz) esetén értéke 50 és 100 közötti szokott lenni.

Nagyon keskeny bázisszélességgel rendelkező – ún. vékonybázisú vagy szuper β – tranzisztorok esetén értéke elérheti az 1000-5000 nagyságot is. (Sajnos a nagyon keskeny bázis miatt az eszköz nagyon érzékeny a bázis-kollektor dióda záróirányú feszültségére. Az eszköz tönkremehet, ha pár voltos záróirányú feszültség kerül a bázis-kollektor diódára.)

μ - feszültség-visszahatási tényező. Arra utal, hogy a kollektor-emitter feszültség változása milyen mértékben hat vissza a bázis-emitter dióda feszültségére. Értéke 10^{-4} - 10^{-5} közé esik. Integrált áramkörökben lévő bipoláris tranzisztorok esetén megközelítheti a 10^{-6} -os értéket is.

g_m - meredekség. Azt mutatja meg, hogy a bázis-emitter feszültség változása milyen mértékben változtatja meg a kollektoráramot. Nagyság-

rendileg 10-500 mS körüli értéke van, mely azonban a munkaponti adatok függvénye. Számítása a következő:

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e} \approx \frac{1}{r_e} = \frac{I_E}{U_T}$$

A fizikai modellben alkalmazott paraméterek és a H paraméterek között szoros kapcsolat írható fel, melyek a további számításokhoz nélkülözhetetlenek. Ezek a képletek a következők:

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} = r_{BB'} + (\beta + 1)r_e \times \frac{(\beta + 1)r_e}{\mu} \approx r_{BB'} + (\beta + 1)r_e = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{u_{CE}=const.}$$

A h_{11} paraméter a karakterisztikák közül a III. síknegyedben található bemeneti karakterisztika munkapontba húzott érintőjéből határozható meg szerkesztéssel. Értéke $k\Omega$ -os nagyságrendű.

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0} = \frac{(\beta + 1) \cdot r_e}{(\beta + 1) \cdot r_e + \frac{(\beta + 1) \cdot r_e}{\mu}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu}} = \frac{\mu}{\mu + 1} \cong \mu = \left. \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_B=const.}$$

μ értéke szerkesztéssel a IV. síknegyedben a grafikon adott munkapontjához húzott érintő meredeksége által határozható meg. Számításaink során többnyire értékét elhanyagolhatóan kicsinek fogjuk tekinteni.

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} = \frac{i_1 \cdot (\beta + 1) \cdot r_e \cdot g_m}{i_1} = (\beta + 1) \cdot r_e \cdot \frac{\alpha}{r_e} = (\beta + 1) \cdot \frac{\beta}{(\beta + 1)} = \beta$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=const.}$$

β értékét szerkesztéssel a II. síknegyedben a grafikonhoz húzott érintő meredekségével határozhatjuk meg.

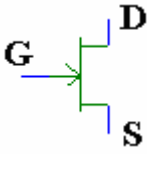
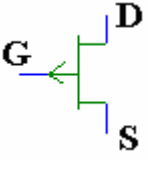
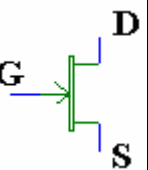
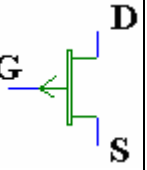
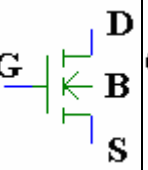
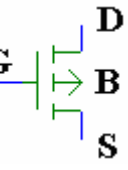
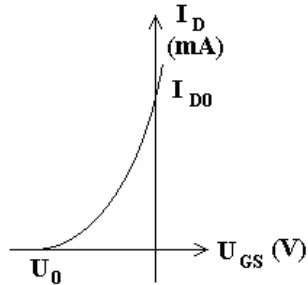
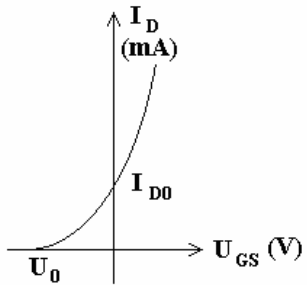
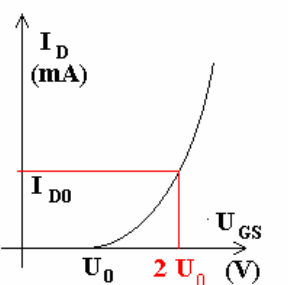
$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{\mu}{r_e} + \frac{u_2 \cdot \frac{(\beta+1)r_e}{(\beta+1)r_e + \frac{(\beta+1)r_e}{\mu}} \cdot g_m}{u_2} = \frac{\mu}{r_e} + \mu g_m = \frac{\mu}{r_e} + \frac{\mu\alpha}{r_e}$$

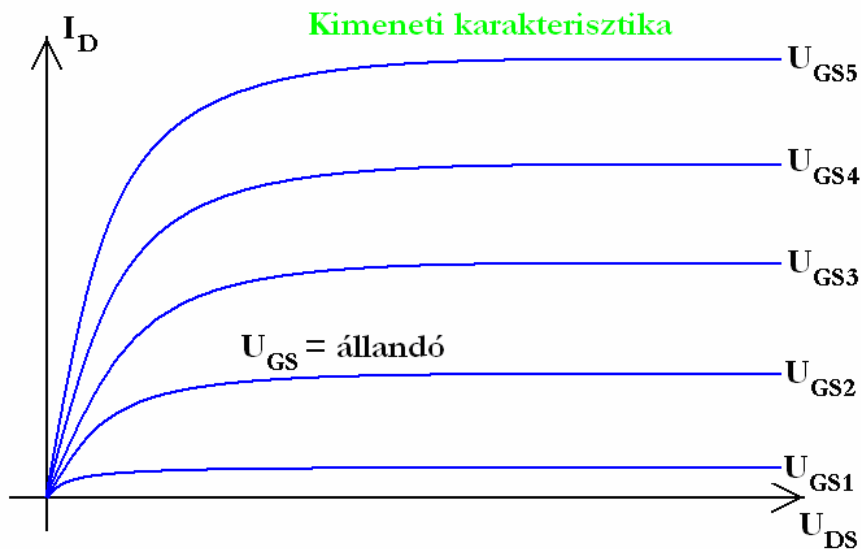
$$h_{22} = \frac{\mu}{r_e} \cdot (1 + \alpha) \approx \frac{2 \cdot \mu}{r_e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \Big|_{I_B = \text{const.}}$$

h_{22} vezetések összegeként számolható ki. A kimeneti karakterisztika (I. síknegyed) munkapontba húzott érintőjéből határozható meg. Értéke 10 és 100 μS körüli szokott lenni.

5.1. Térvezérlésű tranzisztorok

A térvezérlésű tranzisztorok felosztása a következő:

Térvezérlésű tranzisztorok					
zárványos (j-FET)		szigetelt vezérlőelektrodás (IG-FET v. MOS-FET)			
		kiürítéses		növekményes	
n-csatornás	p-csatornás	n-csatornás	p-csatornás	n-csatornás	p-csatornás
					
G gate (kapu); S source (forrás); D drain (nyelő); [B bulk (tömbanyag)]					
n-csatornás esetben a transzfer karakterisztika az alábbi:					
					
az U_0 elzáródási feszültség értéke			az U_0 küszöbfeszültség		
-7 ... -0,3 V		-3 ... -0,5 V		+1,5 ... 7 V	



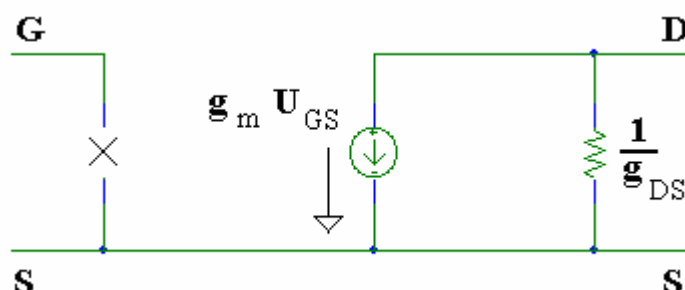
5.4. ábra. A térvezérlésű tranzisztor kimeneti karakterisztikája

Az elzáródásos tartományban valamennyi FET esetén a drain-áram és a gate-source feszültség között az alábbi közelítő összefüggés adható:

$$I_D = I_{D0} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_0}\right)^2$$

A fenti képlet $U_{GS} = U_0$ -nál $I_D = 0$ -t ad eredményül, míg $U_{GS} = 0$ -nál (illetve növekményes MOS-FET esetén $U_{GS} = 2 U_0$ -nál) $I_D = I_{D0}$ -t kapunk, ahogy az várható.

Valamennyi FET esetén a helyettesítő kép az alábbi lehet:



5.5. ábra. A FET-ek helyettesítő képe

FET-ek esetén a meredekség értéke g_m általában jóval kisebb, mint bipoláris tranzisztorok esetén. A meredekség definíciószerűen:

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS} = \text{const.}}$$

Értéke szerkesztéssel a transzfer karakterisztika munkaponthoz húzott érintőjének meredekségével adható meg. Egy átlagos j-FET esetén ez kb. 1-2 mS, válogatott eszköz esetén elérheti a 10 mS-t. A MOSFET-ek meredeksége 25 mS körül alakul, de teljesítmény V-MOSFET-ek mellett ez az érték akár 100-1000 mS is lehet.

g_{DS} a drain és a source között fellépő vezetés. Nagyságrendileg megegyezik a bipoláris tranzisztorok h_{22} paraméterével.

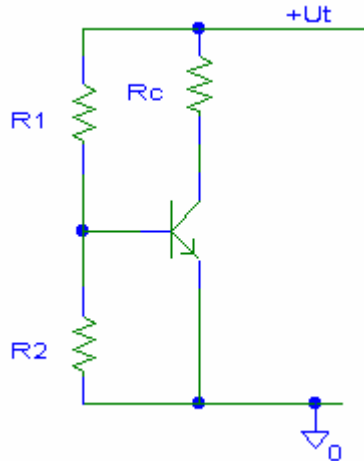
$$g_{DS} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta U_{DS}} \right|_{U_{GS} = \text{const.}}$$

A g_{DS} szerkesztéssel határozható meg. A kimeneti karakterisztika munkapontba húzott érintőjének meredeksége adja meg g_{DS} értékét.

(FET-ek esetén a nagyon kicsi bementi áram miatt a H paraméteres helyettesítő kép alkalmazása értelmetlen.)

5.2. Munkapont kialakítása, beállítása

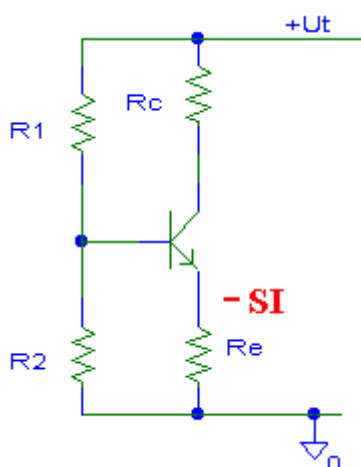
A bipoláris tranzisztor esetén a normál aktív tartományban való üzemeléshez szükséges előfeszítéseket például bázisosztó ellenállásokkal lehet beállítani. Ilyen megoldást mutat a következő ábra:



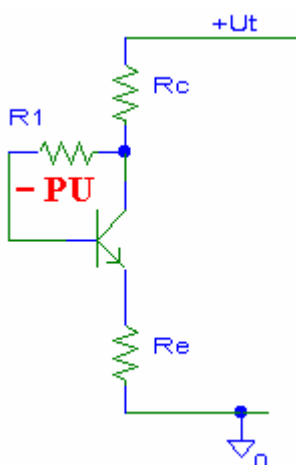
5.6. ábra. Bipoláris tranzisztor munkapont beállítása bázisosztó ellenállásokkal

A fenti megoldás hátránya, hogy a munkapontja nagyon érzékeny lesz a hőmérsékletváltozásra és a tranzisztor paramétereinek szórására. Ezt a problémát a későbbiekben részletesen elemzésre kerülő negatív visszacsatolások segítségével oldhatjuk meg.

A munkapont helyes beállítása és a számítások menete az előadásokon kerül ismertetésre.



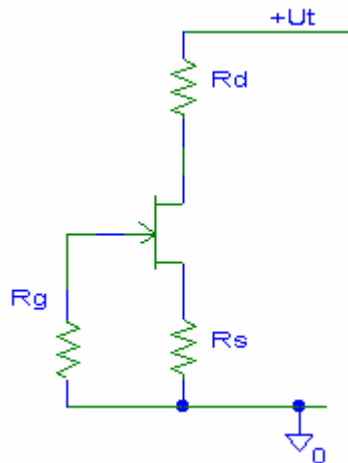
5.7. ábra. Bipoláris tranzisztor munkapontjának beállítása negatív soros áram-visszacsatolással



5.8. ábra. Bipoláris tranzisztor munkapontjának beállítása negatív párhuzamos feszültség-visszacsatolással

A j-FET-ek egyenáramú munkapontját nem állíthatjuk be a bipoláris tranzisztorok esetén jól bevált bázisosztó ellenállásokkal, mert ez egyrészt jelentősen lerontaná az amúgy nagyon jó bemeneti ellenállást, másrészt például n-csatornás j-FET esetén a tápfeszültségre kötött ellenállás

feleslegesen húzná pozitív irányba a gate feszültségét. Itt egyetlen ellenállás is megteszi a helyes munkaponti potenciálviszonyok beállítását.



5.9. ábra. j-FET munkapont-beállítása

Az ilyenkor szükséges negatív gate-source feszültség a következők miatt áll be:

- a gate feszültsége meg fog egyezni a földpotenciállal, mivel a gate-be áram nem folyik be, és így a gate-ellenálláson nem fog áram folyni, következésképpen feszültség sem esik rajta.
- a source viszont a drain-áram által az R_s ellenálláson ejtett feszültséggel lesz pozitívabb a földpotenciálnál. Tehát

$$U_{GS} = U_G - U_S = 0 - I_D \cdot R_S = -I_D \cdot R_S \leq 0$$

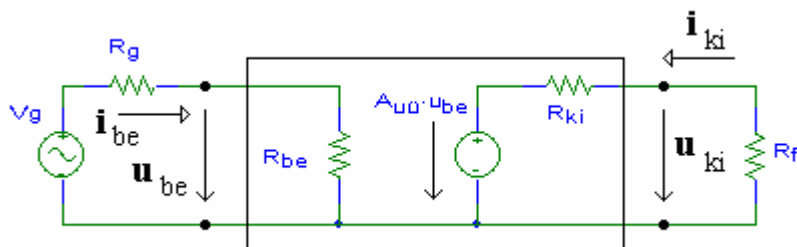
MOSFET esetén lehet a bázisosztóhoz hasonló megoldást alkalmazni, de ekkor célszerű nagy ellenállásokat választani ($M\Omega$).

FET-ek esetén nehezebb számítással meghatározni a munkapont helyét, mert csak közelítő összefüggéseink vannak a drain-áramra vonatkozóan. Ezért gyakran a karakterisztikákhoz kell fordulni, és szerkesztéssel kell a munkapontot meghatározni.

A munkapont helyes megszerkesztésének menete előadásórákon szerepel.

6. Aszimmetrikus erősítők

Ebben a fejezetben lineáris, kisjelű, aktív, aszimmetrikus erősítő áramkörökkel foglalkozunk. Az ilyen áramkörök általános helyettesítő képe az alábbi:



$$u_{ki} = -R_f \cdot i_{ki}$$

6.1. ábra. Aszimmetrikus erősítők általános helyettesítő képe

Az aszimmetrikus erősítőt jellemző főbb paraméterek és azok definíciója az alábbiakban látható:

bemeneti impedancia	$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}}$
kimeneti impedancia, ilyen formában nem mérhető!	$R_{ki} = -\frac{u_{ki}}{i_{kir}}$
transzfer impedancia	$Z_A = \frac{u_{ki}}{i_{be}} \Big _{R_f}$
transzfer admittancia	$Y_A = \frac{i_{ki}}{u_{be}} \Big _{R_f}$
feszültségerősítés	$A_U = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \Big _{R_f}$
áramerősítés	$A_I = \frac{i_{ki}}{i_{be}} \Big _{R_f}$
teljesítményerősítés	$A_P = A_U A_I $

Aktív erősítőkről lévén szó a kimeneti hasznos jel teljesítménye meg kell hogy haladja a bemeneti vezérlőjel teljesítményét. Az erősítő funkciójától függően lehet a feszültségerősítés – például főerősítők esetén – vagy az áramerősítés – például végerősítő fokozatok esetén – a domináló.

Az előbbi összefüggések felhasználásával a feszültségerősítés és az áramerősítés között az alábbi kapcsolat adható:

$$A_I = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{\frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot i_{ki}}{\frac{u_{be}}{u_{be}} \cdot i_{be}} = \frac{-\frac{u_{ki}}{R_f}}{\frac{u_{be}}{R_{be}}} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{-R_{be}}{R_f} = -A_U \cdot \frac{R_{be}}{R_f}$$

6.1. Alapkapcsolások bipoláris tranzisztorral

A bipoláris tranzisztor csak a bázis-emitter diódáján keresztül vezérelhető. Ebből következően a bemeneti jel csak a bázisra, illetve az emitterre kapcsolódhat. A kimeneti jel a tranzisztor kollektoráról és/vagy emitteréről vehető le. Ennek megfelelően három alapkapcsolás képzelhető el.

a közös emitteres vagy földelt emitteres kapcsolás esetén:

az emitter kapcsolódik váltakozó áramú szempontból a földeléshez,
a bemeneti jel a bázisra kerül,
a kimeneti jelet a kollektorról vehetjük le.

a közös kollektoros vagy földelt kollektoros kapcsolás esetén :

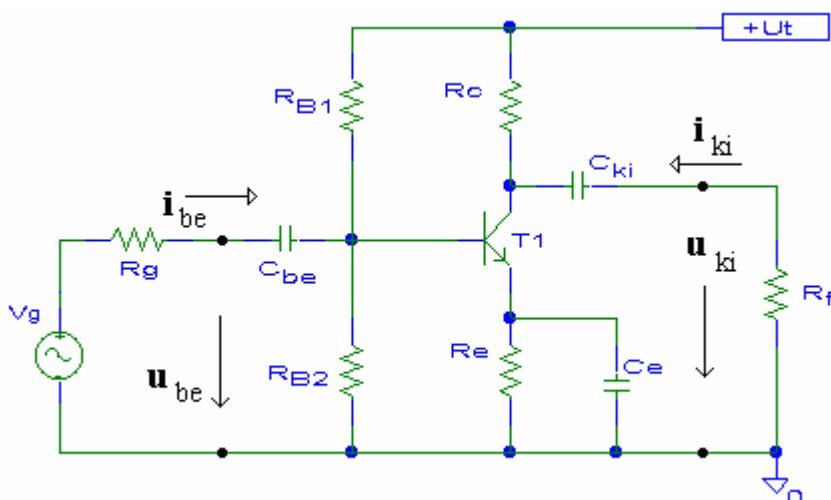
a kollektor kapcsolódik váltakozó áramú szempontból a földeléshez,
a bemeneti jel a bázisra kerül,
a kimeneti jelet az emitterről vehetjük le.

a közös bázisú vagy földelt bázisú kapcsolás esetén :

a bázis kapcsolódik váltakozó áramú szempontból a földeléshez,
a bemeneti jel az emitterre kerül,
a kimeneti jelet a kollektorról vehetjük le.

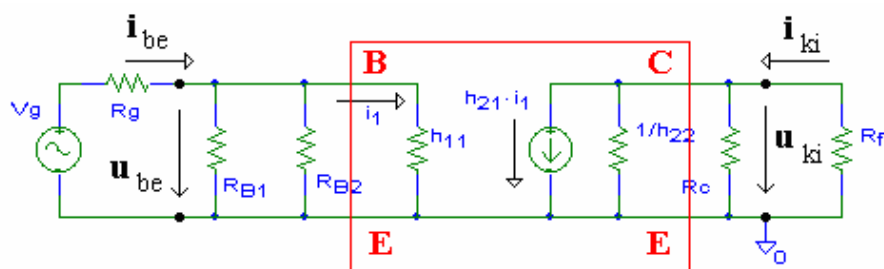
6.1.1. Közös emitteres kapcsolás (hidegített emitter-ellenállással)

Pozitív tápfeszültség alkalmazása esetén, npn tranzisztort használva aktív elemként, a kapcsolást a 6.2. ábra mutatja. Az erősítő tulajdonságainak számításánál tételezzük fel, hogy a csatoló- és hidegítő kondenzátorok ideálisak, sávközépen rövidzárnak tekinthetők. (Az erősítő kapcsolások frekvenciafüggését a 6. fejezetben részletesen taglaljuk.)



6.2. ábra. Közös emitteres kapcsolás hidegített emitter-ellenállással

A kapcsolás kisjelű, váltakozó áramú helyettesítő képe az alábbi:



6.3. ábra. A közös emitteres kapcsolás helyettesítő képe (hidegített emitter-ellenállás esetén)

A kapcsolás üzemi paramétereinek kiszámításához tételezzük fel, hogy a feszültség-visszahatási tényező csak elhanyagolhatóan kicsi szerepet játszik, azaz legyen $h_{12}=0$. (Ez a feltételezés a mai korszerű eszközök esetén minden további megkötés nélkül jó közelítésnek tekinthető.)

Számításainkat kezdjük a feszültségerősítés (A_u) meghatározásával:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-\frac{u_{be}}{h_{11}} \cdot h_{21} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times R_f\right)}{u_{be}} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times R_f\right)$$

Fejezzük ki a h_{21}/h_{11} értékét a következőképpen:

$$\frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{\beta}{r_{BB'} + (\beta + 1) \cdot r_e} \approx \frac{\alpha}{r_e} = g_m$$

Definiáljuk a terhelő-ellenállás értékét R_t -t:

$$R_C \times R_f = R_t$$

A legtöbb alkalmazásban $1/h_{22}$ lényegesen nagyobb ellenállást képvisel, mint a terhelő-ellenállás R_t értéke, ezért:

$$A_u = -g_m \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_t\right) \approx -g_m \cdot R_t$$

Miután g_m nagyságrendileg 10-500 mS, R_t pedig kb. 1-10 k Ω , ezért a feszültségerősítés közös emitteres kapcsolás esetén százas nagyságrendbe esik.

A negatív előjel arra utal, hogy a kapcsolás fázist fordít, azaz a bemenő- és a kimenőjel fázisa között 180°-os eltérés van.

A következő üzemi paraméter, melyet meghatározunk, legyen a bemeneti impedancia (R_{be}):

$$R_{be} = R_{B1} \times R_{B2} \times h_{11} = R_{B1} \times R_{B2} \times [r_{BB'} + (h_{21} + 1) \cdot r_e] = R_B \times h_{11}$$

Az összefüggésből látható, hogy a bemenő-ellenállás értékét a bázisosztó ellenállásain kívül a h_{11} paraméter határozza meg, ami viszont r_c -n keresztül (U_T/I_E) szoros kapcsolatban van a bipoláris tranzisztor munkaponti emitter-áramával.

A kapcsolás kimeneti ellenállását az alábbi képlettel határozhatjuk meg:

$$R_{ki} = R_C \times \frac{1}{h_{22}}$$

Most számítsuk ki a kapcsolás áramerősítését:

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{h_{21} \cdot i_1 \cdot \frac{\frac{1}{h_{22}} \times R_C}{(\frac{1}{h_{22}} \times R_C) + R_f}}{\frac{h_{11}}{R_B \times h_{11}} \cdot i_1}$$

$$A_i \approx h_{21} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_f} \cdot \frac{R_B \times h_{11}}{h_{11}} = h_{21} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_f} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{11}}$$

A számítások során vegyük észre, hogy kettő áramosztó hatását kell figyelembe vennünk, továbbá feltételeztük, hogy az $1/h_{22}$ értéke jóval nagyobb R_C értékénél.

A bemeneti i_{be} áram és a tranzisztort vezérlő i_1 áram (lásd a fenti egyenlet nevezőjét) közötti kapcsolat felírásában fejezzük ki az u_{be} feszültséget mindkét áram segítségével:

$$u_{be} = (R_1 \times R_2 \times h_{11}) \cdot i_{be} = h_{11} \cdot i_1$$

$$i_{be} = \frac{h_{11}}{R_B \times h_{11}} \cdot i_1$$

Vegyük észre azt is, hogy a kapcsolás áramerősítése a tranzisztor áramerősítési tényezőjével (β -val) lineáris kapcsolatban van, és annál biztosan kisebb.

Kifejezhetjük az áramerősítést a következőképpen is:

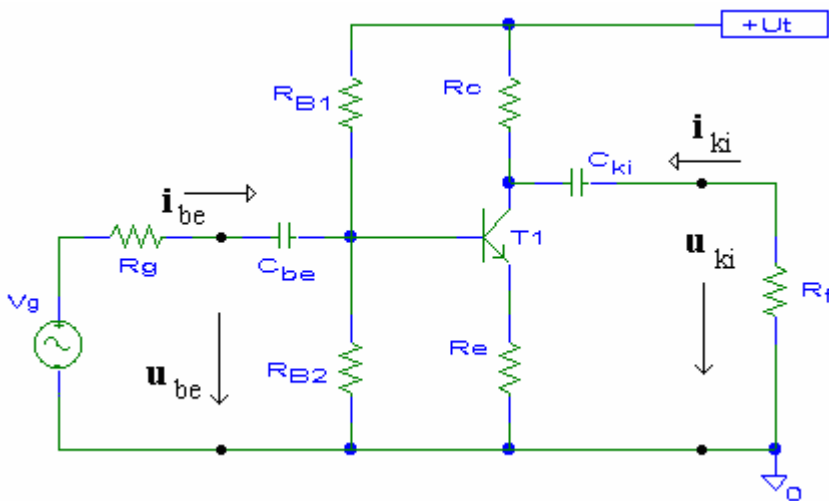
$$A_i \approx g_m \cdot \frac{R_C}{R_C + R_f} \cdot (R_B \times h_{11})$$

Természetesen ugyanerre az eredményre jutunk akkor is, ha az alábbi összefüggést fejtjük ki:

$$A_i = -A_u \frac{R_{be}}{R_f} = -(-g_m \cdot R_i) \cdot \frac{R_B \times h_{11}}{R_f} = g_m \cdot \frac{R_C \cdot R_f}{R_C + R_f} \cdot \frac{R_B \times h_{11}}{R_f}$$

$$A_i = g_m \cdot \frac{R_C}{R_C + R_f} \cdot (R_B \times h_{11})$$

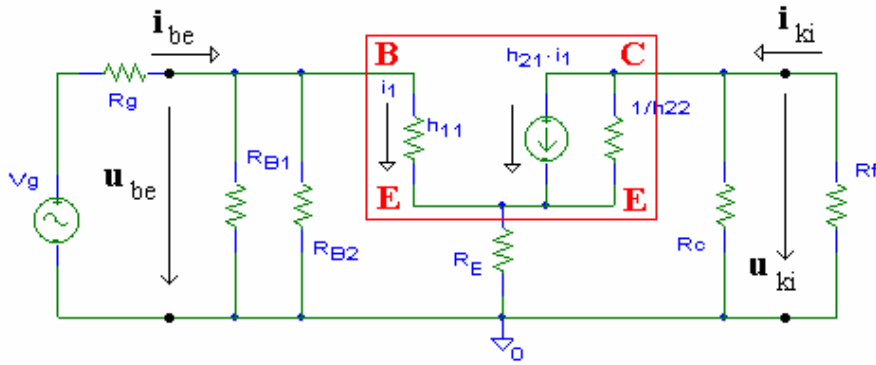
6.1.2. Közös emitteres kapcsolás (hidegítetlen emitter-ellenállással)



6.4. ábra. Közös emitteres kapcsolás, az emitter-ellenállás nincs hidegítve

A kapcsolás helyettesítő képének elkészítésekor kezdjük a tranzisztor helyettesítő képének felrajzolásával, majd ezt egészítsük ki a többi alkatrészszel. Ne feledjük, hogy a kondenzátorok ideálisak, és a vizsgált frek-

venciatartományban rövidzárnak tekinthetők, továbbá a tápfeszültség két végpontja szintén rövidzárnak tekinthető a kisjelű helyettesítő képen:



6.5. ábra. A közös emitteres kapcsolás helyettesítő képe

Adjuk meg itt is a kapcsolás üzemi paramétereit:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-h_{21} \cdot (R_C \times R_f) \cdot i_1}{h_{11} \cdot i_1 + (h_{21} + 1) \cdot R_E \cdot i_1} \approx -\frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_E}$$

A számításnál feltételeztük, hogy a tranzisztor $1/h_{22}$ paramétere lényegesen nagyobb, mint R_t . Gyakran a nevezőben lévő $g_m R_E$ jóval nagyobb 1-nél (százas nagyságrendbe esik), ezért egy pontatlanabb, de közelebbről használható eredményt ad az

$$A_u = -\frac{R_t}{R_E}$$

összefüggés is. Ez a kapcsolás is fázist fordít.

A kapcsolás bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = R_{B1} \times R_{B2} \times [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E] = R_B \times [r_{BB\odot} + (h_{21} + 1)r_e + (h_{21} + 1) \cdot R_E]$$

A kimeneti ellenállás értéke jó közelítéssel R_C :

$$R_{ki} \approx R_C$$

A kapcsolás áramerősítése az alábbi képlettel fejezhető ki:

$$A_i = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} \times R_{B2} + [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E]} \cdot h_{21} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_f}$$

Ugyanehhez az eredményhez eljuthatunk A_u és R_{be} ismeretében az

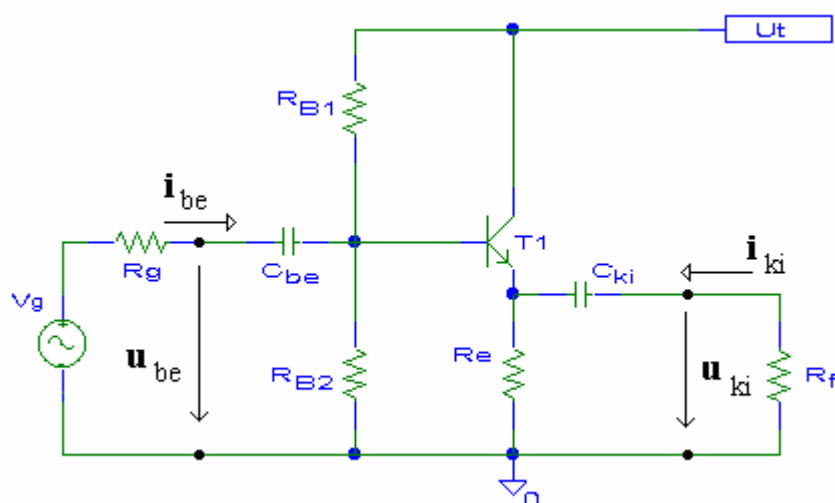
$$A_i = -A_u \cdot \frac{R_{be}}{R_f}$$

összefüggéssel is, mert

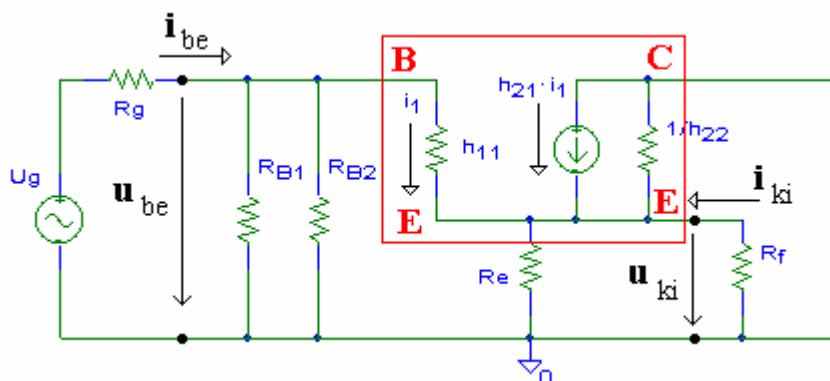
$$\begin{aligned} A_i &= -\left(-\frac{g_m R_t}{1 + g_m R_E}\right) \cdot \frac{R_B \times [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E]}{R_f} \approx \\ &\approx \frac{h_{21}}{h_{11} + h_{21} \cdot R_E} \cdot \frac{R_C \cdot R_f}{R_C + R_f} \cdot \frac{R_B \cdot [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E]}{R_B + [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E]} \cdot \frac{1}{R_f} \approx \\ &\approx \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} \times R_{B2} + [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E]} \cdot h_{21} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_f} \end{aligned}$$

6.1.3. Közös kollektoros kapcsolás

Közös kollektoros kapcsolás esetén a bipoláris tranzisztor kollektora váltakozó áramú szempontból a földre kapcsolódik. Bemenete a bázisponthoz, kimenet az emitter lesz.



6.6. ábra. Közös kollektoros kapcsolás



6.7. ábra. A közös kollektoros kapcsolás helyettesítő képe

A közös kollektoros kapcsolás üzemi paramétereit az előzőekhez hasonlóan fejezzük ki képletszerűen is:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{(h_{21} + 1) \cdot i_1 \cdot \left(R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}} \right)}{h_{11} \cdot i_1 + (h_{21} + 1) \cdot i_1 \cdot \left(R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}} \right)} \approx \frac{g_m \cdot \left(R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}} \right)}{1 + g_m \cdot \left(R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}} \right)}$$

Feltéve, hogy $1/h_{22}$ lényegesen nagyobb az emitter-ellenállásnál és a fogyasztónál, tovább, hogy

$$R_f = R_E \times R_f$$

a feszültségerősítés az alábbi képletre egyszerűsödik:

$$A_u = \frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_t}$$

Mivel a $g_m R_t$ akár két nagyságrenddel is meghaladhatja az 1-et, ezért a nevezőben lévő 1-et elhanyagolva a közös kollektoros kapcsolás feszültségerősítése gyakorlatilag egységnyi, illetve annál egy parányival kisebb.

A kapcsolás bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = R_{B1} \times R_{B2} \times \left[h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \left(R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}} \right) \right] \approx R_B \cdot [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_t]$$

A nagy bemeneti ellenállás elérése érdekében célszerű a bázisosztó ellenállásait nagy értékűre választani. Ilyen esetben azonban az osztó árama nagy valószínűséggel azonos nagyságrendbe fog esni a bázisárammal, ezért terhelt osztót kapunk!

A kapcsolás kimeneti ellenállása az alábbi lesz:

$$R_{ki} = R_E \times \frac{h_{11} + R_{B1} \times R_{B2} \times R_g}{h_{21} + 1}$$

Kicsi generátorellenállás alkalmazása esetén ($R_g \rightarrow 0$) a számláló gyakorlatilag h_{11} -gyel fog megegyezni. Mivel

$$h_{11} = r_{BB'} + (h_{21} + 1) \cdot r_e \approx (h_{21} + 1) \cdot r_e$$

ezért

$$R_{ki} \approx R_E \times \frac{(h_{21} + 1) \cdot r_e}{h_{21} + 1} = R_E \times r_e \approx r_e$$

Eddigi eredményeinkből megállapíthatjuk, hogy a közös kollektoros kapcsolás nagy bemeneti ellenállás mellett kicsi kimeneti ellenállással rendelkezik, miközben feszültségerősítése közel egységnyi. Ebből következően ez a kapcsolás kiválóan alkalmas impedancia-illesztő fokozatként való felhasználásra.

A kapcsolás áramerősítése a következőképpen számolható ki:

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = - \frac{(h_{21} + 1) \cdot i_1 \cdot \frac{R_E \times \frac{1}{h_{22}}}{R_E \times \frac{1}{h_{22}} + R_f}}{h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \left(R_E \times \frac{1}{h_{22}} \times R_f \right)} \cdot i_1$$

$$R_1 \times R_2 \times \left\{ h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \left(R_E \times \frac{1}{h_{22}} \times R_f \right) \right\}$$

A gyakorlati alkalmazások döntő részében $1/h_{22}$ értéke lényegesen nagyobb R_E -nél, ezért az R_E és $1/h_{22}$ párhuzamos kapcsolása jó közelítéssel R_E -vel egyezik meg. Legyen továbbá

$$R_0 = h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \left(R_E \times \frac{1}{h_{22}} \times R_f \right)$$

ekkor az áramerősítés az alábbi alakban is megadható:

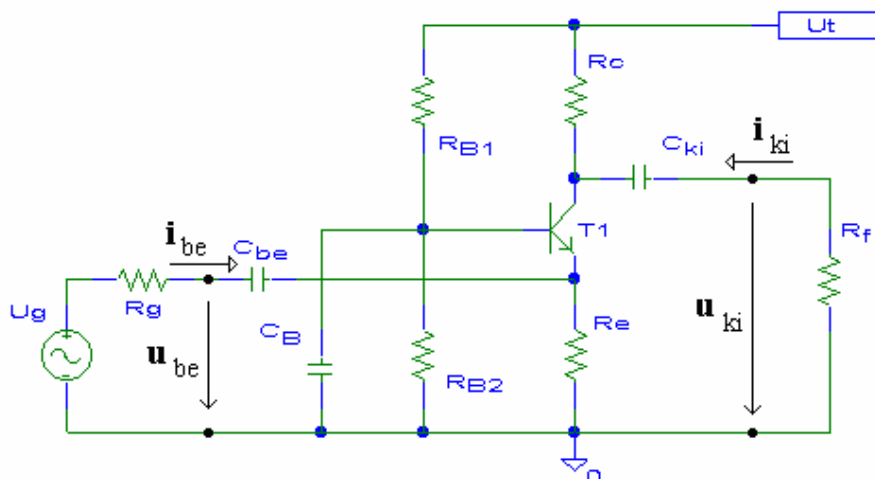
$$A_i \approx - \frac{R_B}{R_B + R_0} \cdot (h_{21} + 1) \cdot \frac{R_E}{R_E + R_f}$$

Az áramerősítés kiszámításához felhasználtuk, hogy

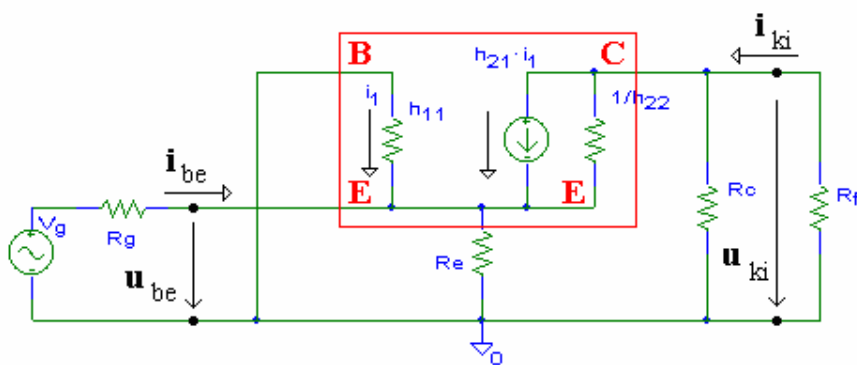
$$u_{be} = \{R_1 \times R_2 \times R_0\} \cdot i_{be} = R_0 \cdot i_1 \quad \text{azaz} \quad i_{be} = \frac{R_0}{R_B \times R_0} \cdot i_1$$

6.1.4. Közös bázisú kapcsolás

A közös bázisú kapcsolás esetén a bipoláris tranzisztor bázisa kerül váltakozó áramú szempontból a földpotenciálra, ezért a vezérlés ebben az esetben csak az emitteren képzelhető el, miközben a kimenet a kollektor lesz.



6.8. ábra. Közös bázisú kapcsolás



6.9. ábra. A közös bázisú kapcsolás helyettesítő képe

Határozzuk meg a kapcsolás üzemi paramétereit! (Számításaink során tegyük fel, hogy $1/h_{22}$ értéke olyan nagy, hogy jelentősen nem befolyásolja eredményeinket.)

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \approx \frac{-h_{21} \cdot i_1 \cdot (R_C \times R_f)}{-h_{11} \cdot i_1} \approx g_m \cdot R_t$$

ahol

$$R_t = R_C \times R_f$$

Tehát a közös bázisú kapcsolás feszültségerősítése megegyezik a közös emitteres kapcsolás feszültségerősítésével, azzal a különbséggel, hogy a közös bázisú kapcsolás nem fordít fázist.

A kapcsolás bemeneti ellenállása a következő:

$$R_{be} = R_E \times \frac{h_{11}}{h_{21} + 1} = R_E \times \frac{r_{BB'} + (h_{21} + 1) \cdot r_e}{h_{21} + 1} \approx R_E \times r_e \approx r_e$$

Adott kapcsolás esetén meg kell győződni az utolsó közelítés helyességéről!

A kapcsolás kimeneti ellenállása jó közelítéssel megegyezik a kollektor-ellenállással:

$$R_{ki} \approx R_C$$

A közös bázisú kapcsolás áramerősítése:

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}} \approx \frac{h_{21} \cdot i_1 \cdot \frac{R_C}{R_C + R_f}}{-(h_{21} + 1) \cdot i_1} \approx -\frac{R_C}{R_C + R_f}$$

A számítás más úton is elvégezhetjük. Ekkor

$$A_i = -A_u \cdot \frac{R_{be}}{R_f} \approx -g_m \cdot R_t \cdot \frac{r_e}{R_f} \approx -g_m \cdot \frac{R_C \cdot R_f}{R_C + R_f} \cdot \frac{\alpha}{g_m} \cdot \frac{1}{R_f} \approx -\frac{R_C}{R_C + R_f}$$

Láthatóan a különböző módon számított képletek azonos eredményre vezettek. A közös bázisú kapcsolás áramerősítését gyakorlatilag az R_C -ből és az R_f -ből felépülő áramosztó határozza meg. Az "áramerősítés" nagysága azonban kisebb egynél.

6.2. Alapkapcsolások tervezérlésű tranzisztorral

Ebben a fejezetben n-csatornás záróréteges tervezérlésű tranzisztorokkal (j-FET) felépülő aszimmetrikus erősítőkapcsolások elemzését találjuk. A bipoláris tranzisztorokkal felépülő kapcsolásokhoz hasonlóan itt is a szerint különböztetjük meg a kapcsolásokat, hogy váltakozó áramú szempontból a FET melyik kivezetése kapcsolódik a földpotenciálhoz.

A három alapkapcsolás a következő:

a közös source-ú vagy földelt source-ú kapcsolat esetén:

a source kapcsolódik váltakozó áramú szempontból a földeléshez,
a bemeneti jel a gate-re kerül,
a kimeneti jelet a drain-ről vehetjük le.

a közös drain-ű vagy földelt drain-ű kapcsolat esetén :

a drain kapcsolódik váltakozó áramú szempontból a földeléshez,
a bemeneti jel a gate-re kerül,
a kimeneti jelet a source-ról vehetjük le.

a közös gate-ű vagy földelt gate-ű kapcsolat esetén :

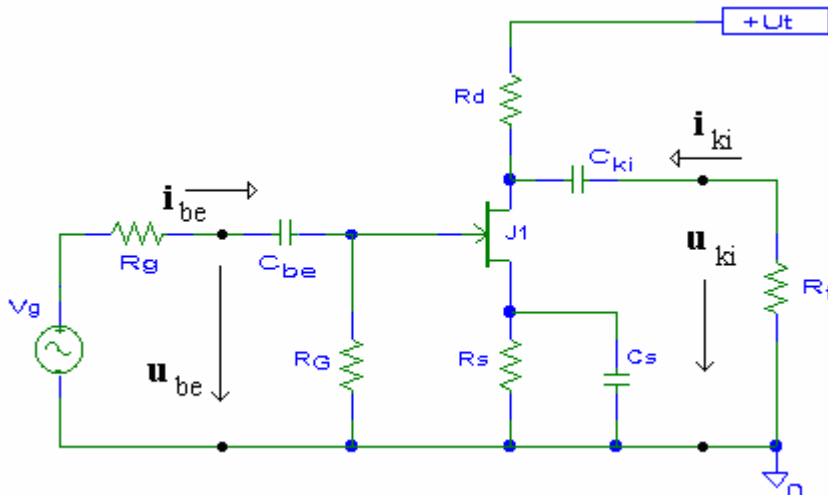
a gate kapcsolódik váltakozó áramú szempontból a földeléshez,
a bemeneti jel a source-ra kerül,
a kimeneti jelet a drain-ről vehetjük le.

Az elméleti megfontolások és számítások csekély változtatással felhasználhatók abban az esetben is, ha az aktív alkatrész nem j-FET, hanem kiürítéses vagy növekményes MOS-FET lenne.

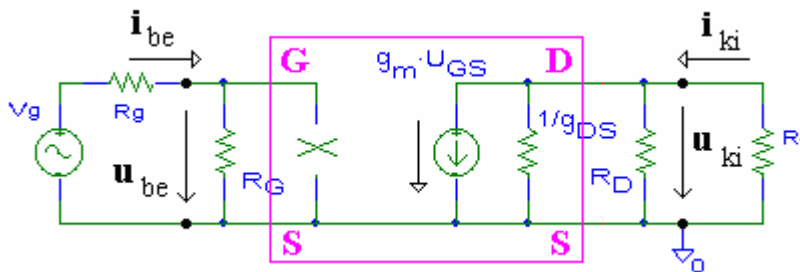
Számításaink során itt is feltételezzük, hogy a kapcsolásokban szereplő csatoló- és hidegítőkondenzátorok a vizsgált frekvencián már rövidzárnak tekinthetők.

6.2.1. Közös source-ú kapcsolás (hidegített source-ellenállással)

A kapcsolás felépítését és helyettesítő képét a 6.10. és 6.11. ábrák mutatják.



6.10. ábra. Közös source-ú kapcsolás, amikor a source-ellenállás váltakozó áramú szempontból hidegített



6.11. ábra. A közös source-ú kapcsolás (a source-ellenállás kondenzátorral hidegített)

A helyettesítő kép alapján számítsuk ki a kapcsolás üzemi paramétereit! Kezdjük a feszültségerősítéssel:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-g_m \cdot u_{GS} \cdot \left(\frac{1}{g_{DS}} \times R_D \times R_f \right)}{u_{GS}} \approx -g_m \cdot R_t$$

A közelítő képlet alkalmazásakor feltételeztük, hogy $1/g_{DS}$ jóval nagyobb R_D vagy R_f értékénél, továbbá

$$R_t = R_D \times R_f$$

A kapcsolás bemeneti ellenállása megegyezik R_G -vel, mert a FET-ek esetében a gate és a source között gyakorlatilag szakadás van. Az itt fellépő ellenállás értéke gyakran $10^{12} \Omega$ (!) nagyságrendbe esik.

$$R_{be} = R_G$$

A kapcsolás kimeneti ellenállását az alábbi képlettel fejezhetjük ki:

$$R_{ki} = R_D \times \frac{1}{g_{DS}}$$

A közös source-ú kapcsolás áramerősítését a következőképpen határozhatjuk meg:

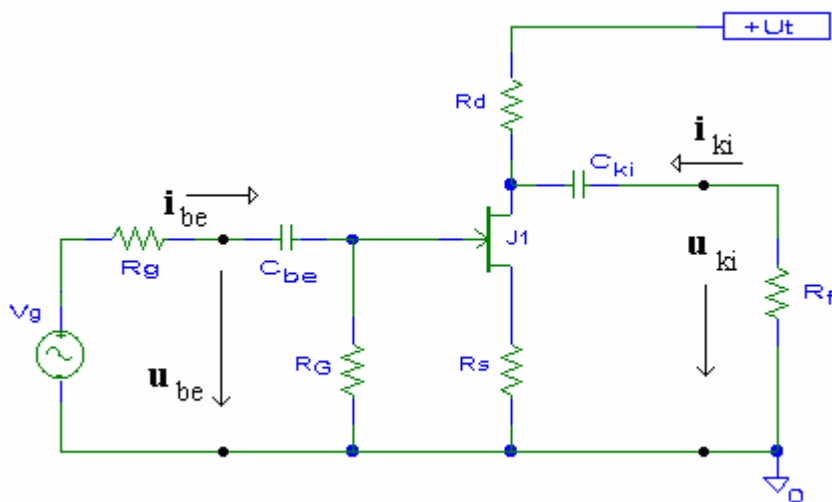
$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{g_m \cdot u_{GS} \cdot \frac{\frac{1}{g_{DS}} \times R_D}{\frac{1}{g_{DS}} \times R_D + R_f}}{\frac{u_{GS}}{R_G}} = g_m \cdot R_G \cdot \frac{\frac{1}{g_{DS}} \times R_D}{\frac{1}{g_{DS}} \times R_D + R_f}$$

Feltételezve, hogy $\frac{1}{g_{DS}} \gg R_D$, a képlet az alábbi formára egyszerűsödik:

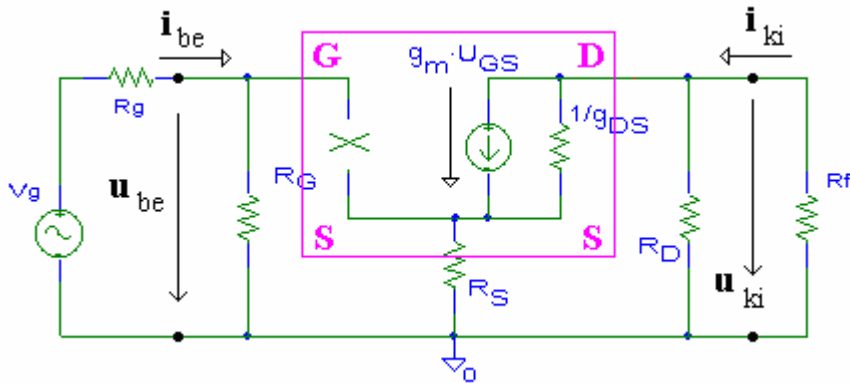
$$A_i = g_m \cdot R_G \cdot \frac{R_D}{R_D + R_f}$$

6.2.2. Közös source-ú kapcsolás (hidegítetlen source-ellenállással)

A hidegítetlen source-ellenállással felépített közös source-ú kapcsolást a 6.12. ábra mutatja. A kapcsolás helyettesítő képét a 6.13. ábrán láthatjuk.



6.12. ábra. Közös source-ú kapcsolás, amikor a source-ellenállás váltakozó áramú szempontból nincs hidegítve



6.13. ábra. A közös source-ú kapcsolás (a source-ellenállás nincs hidegítve)

Ebben a kapcsolásban az R_S ellenállás negatív soros áram-visszacsatolást (magyarázatát lásd később) hoz létre. Ennek hatására a kapcsolás üzemi paraméterei jelentősen módosulnak. (A számítások során feltételezzük, hogy $\frac{1}{g_{DS}} \gg R_D$.)

A kapcsolás feszültségerősítése lecsökken, ahogy azt az alábbi számítás mutatja:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-g_m \cdot u_{GS} \cdot (R_D \times R_f)}{u_{GS} + g_m \cdot u_{GS} \cdot R_S} \approx -\frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_S}$$

A bemeneti ellenállás nem módosul, értéke továbbra is R_G .

$$R_{be} = R_G$$

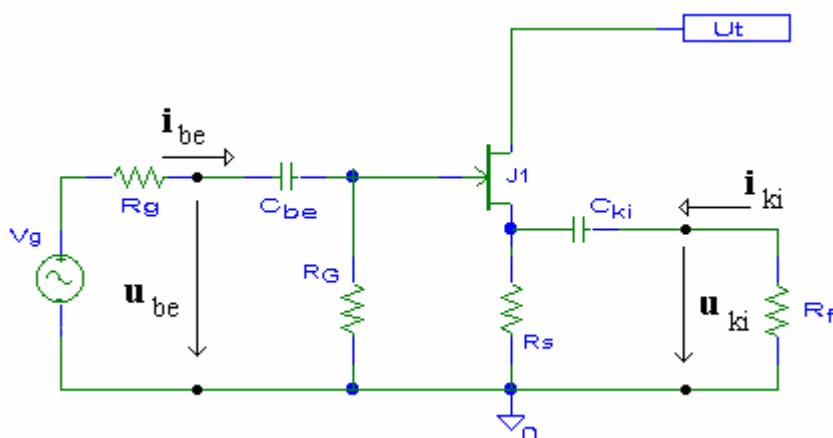
A kimeneti ellenállás gyakorlatilag nem változik. Bár a visszacsatolás megnöveli $\frac{1}{g_{DS}}$ értékét, ennek hatása elhanyagolható.

$$R_{ki} = R_D \times \left[\frac{1}{g_{DS}} \cdot (1 + g_m \cdot R_S) \right] \approx R_D$$

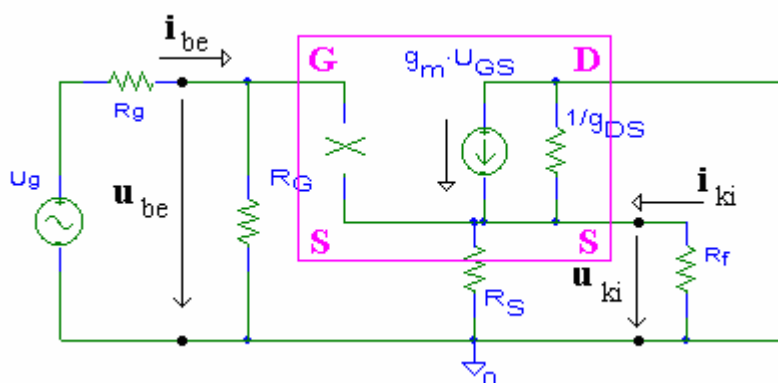
A kapcsolás áramerősítése az alábbi:

$$A_i = -A_u \cdot \frac{R_{be}}{R_f} = -\left(\frac{-g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_S} \right) \cdot \frac{R_G}{R_f} = \frac{g_m \cdot R_G}{1 + g_m \cdot R_S} \cdot \frac{R_D}{R_D + R_f}$$

6.2.3. Közös drain-ű kapcsolás



6.14. ábra. Közös drain-ű kapcsolás



6.15. ábra. A közös drain-ű kapcsolás helyettesítő képe

A közös drain-ű kapcsolás feszültségerősítése a 6.15. ábrán látható helyettesítő kép alapján a következő:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{+g_m \cdot u_{GS} \cdot \left(R_S \times R_f \times \frac{1}{g_{DS}} \right)}{u_{GS} + g_m \cdot u_{GS} \cdot \left(R_S \times R_f \times \frac{1}{g_{DS}} \right)} = \frac{g_m \cdot (R_t \times \frac{1}{g_{DS}})}{1 + g_m \cdot (R_t \times \frac{1}{g_{DS}})} \approx \frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_t}$$

ahol

$$R_t = R_S \times R_f$$

Sajnos a FET-ek meredeksége elmarad a bipoláris tranzisztorok meredekségétől, ezért a $g_m \cdot R_t$ szorzat értéke gyakran még egy nagyságrenddel sem haladja meg az 1-et, amiből következik, hogy a közös drain-ű kapcsolás feszültségerősítése nem tudja annyira megközelíteni az egységnyi erősítést, mint a közös kollektoros kapcsolás esetében ez történik. A feszültségerősítés közös drain-ű kapcsolás esetén várhatóan 0,7-0,9 körüli értékre áll be.

A kapcsolás bemeneti ellenállása ebben az esetben is R_G , azaz

$$R_{be} = R_G$$

A kimeneti ellenállás kiszámításánál figyelembe kell vennünk a vezérelt áramgenerátor hatását. A rajta eső feszültség közel akkora, mint a bemeneti feszültség (u_{GS}), a rajta folyó áram pedig $g_m u_{GS}$, ezért ellenállása $1/g_m$.

$$R_{ki} = R_S \times \frac{1}{g_{DS}} \times \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

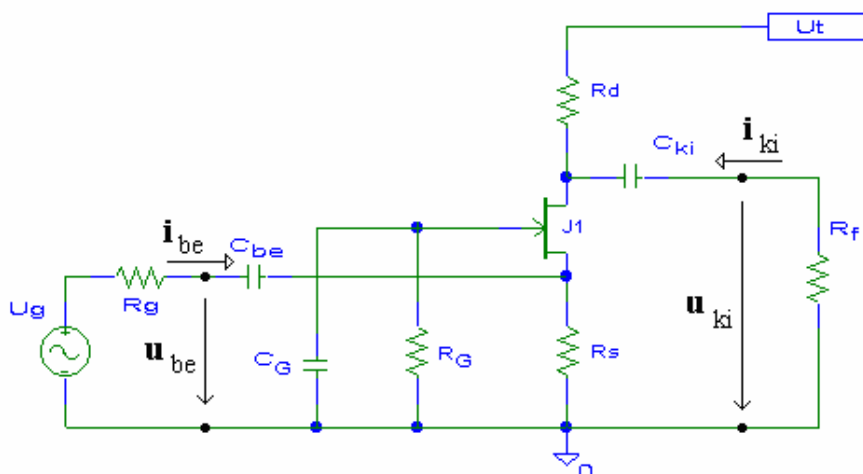
Általában $1/g_{DS}$ valóban elhanyagolható a számításainkban, viszont R_S esetében meg kell győződni arról, hogy értéke valóban jelentősen meghaladja-e $1/g_m$ értékét, és ezáltal valóban csak elhanyagolható mértékben befolyásolja-e az eredményt.

A kimeneti ellenállás tehát közel 100Ω , miközben a bemeneti ellenállás több $M\Omega$ is lehet, közel egységnyi feszültségerősítés mellett. A kapcsolás közel ideális impedancia-leválasztó fokozat.

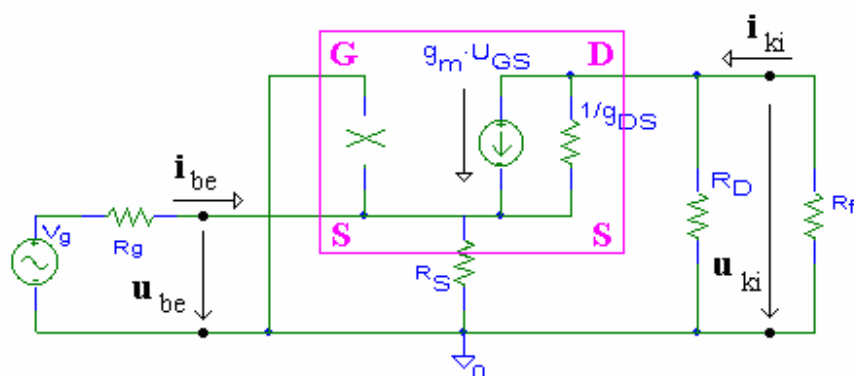
A közös drain-ű kapcsolás áramerősítésének kiszámítása a következőképpen történhet:

$$A_i = -A_u \cdot \frac{R_{be}}{R_f} \approx -\frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_t} \cdot \frac{R_G}{R_f}$$

6.2.4. Közös gate-ű kapcsolás



6.16. ábra. Közös gate-ű kapcsolás



6.17. ábra. A közös gate-ű kapcsolás helyettesítő képe

A helyettesítő kép felhasználásával a közös gate-ű kapcsolás üzemi paraméterei a következők:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \approx \frac{-g_m \cdot u_{GS} \cdot (R_D \times R_f)}{-u_{GS}} = g_m \cdot (R_D \times R_f) = g_m \cdot R_t$$

(A számítás során itt is élünk azzal a feltételezéssel, hogy $\frac{1}{g_{DS}} \gg R_D$.)

A közös gate-ű kapcsolás bemeneti ellenállását az alábbi összefüggéssel határozhatjuk meg:

$$R_{be} = R_S \times \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

Itt is figyelembe kell venni, hogy a vezérelt áramgenerátor árama $g_m \cdot u_{GS}$, továbbá, hogy a bemeneti feszültség u_{GS} nagyságú. Ebből következően R_S -sel párhuzamosan egy $\frac{1}{g_m}$ nagyságú ellenállás kapcsolódik.

A közös gate-ű kapcsolás kimeneti ellenállása gyakorlatilag R_D .

$$R_{ki} \approx R_D$$

A közös gate-ű kapcsolás áramerősítését az R_D - R_f áramosztó határozza meg:

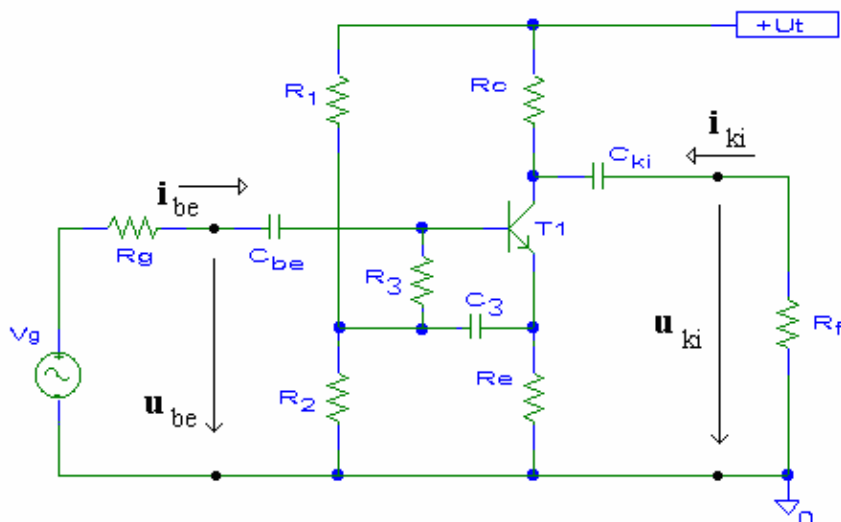
$$A_i = -A_u \cdot \frac{R_{be}}{R_f} \approx -g_m \cdot \frac{R_D \cdot R_f}{R_D + R_f} \cdot \frac{1}{g_m} \cdot \frac{1}{R_f} = -\frac{R_D}{R_D + R_f}$$

7. Módosított alapkapcsolások

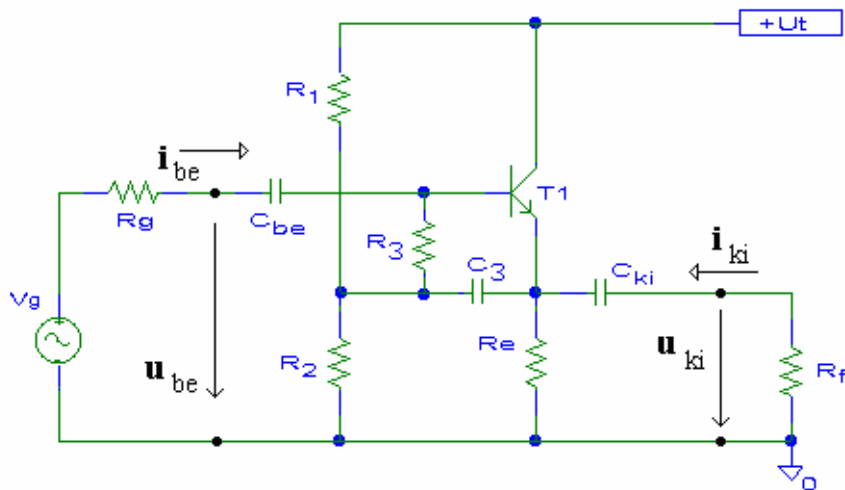
Ebben a fejezetben néhány olyan – gyakrabban előforduló – kapcsolásról lesz szó, melyek az előző fejezetben részletesen bemutatott alapkapcsolásokból kis kiegészítéssel létrehozhatók.

7.1. Feszültség-utánhúzó kapcsolás (bootstrap)

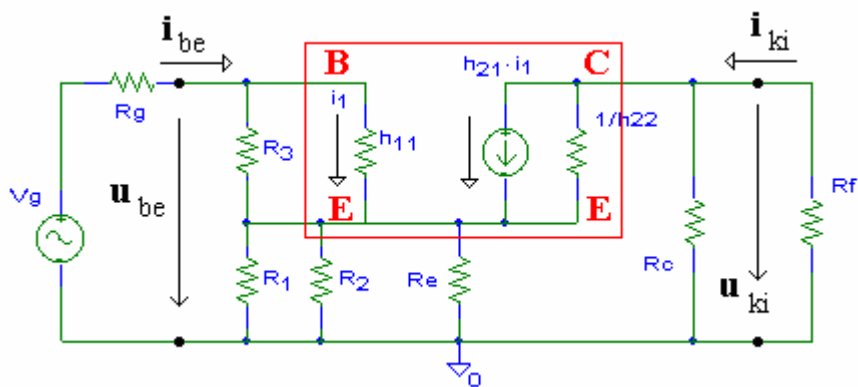
A feszültség-utánhúzó kapcsolás lehet közös emitteres vagy közös kollektoros alapkapcsolásból kialakítva. A kapcsolások felépítését a 7.1., illetve a 7.2. ábra mutatja.



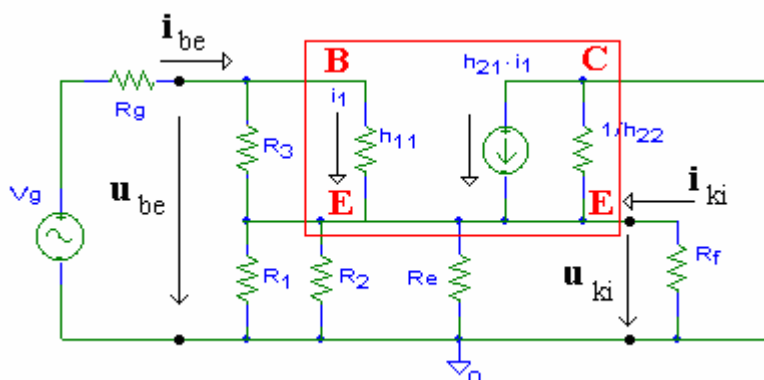
7.1. ábra. Közös emitteres feszültség-utánhúzó kapcsolás



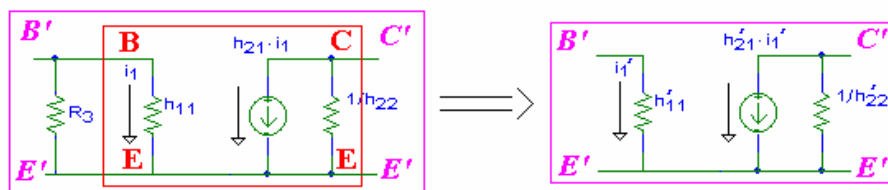
7.2. ábra. Közös kollektoros feszültség-utánhúzó kapcsolás



7.3. ábra. A közös emitteres feszültség-utánhúzó kapcsolás helyettesítő képe



7.4. ábra. A közös kollektoros feszültség-utánhúzó kapcsolás helyettesítő képe



7.5. ábra. Segédábra a feszültség-utánhúzó kapcsolás üzemi paramétereinek kiszámításához

A feszültség-utánhúzó kapcsolások üzemi paramétereinek kiszámításához vonjuk be a tranzisztor-modellünkbe az R_3 ellenállást. Ezzel egy módosított tranzisztort kapunk, melynek h -paramétere az alaptranzisztor h -paramétereire képest meg fognak változni. A változások az alábbiak:

$$h_{11}' = h_{11} \times R_3 = \frac{h_{11} \cdot R_3}{h_{11} + R_3}$$

$$h_{12}' = h_{12} \cong 0$$

$$h_{21}' = h_{21} \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{11}}$$

$$h_{22}' = h_{22}$$

Most pedig határozzuk meg a közös emitteres feszültség-utánhúzó kapcsolás üzemi paraméterei közül a feszültségerősítést és a bemeneti ellenállást:

$$A_u = - \frac{g_m' \cdot R_t'}{1 + g_m' \cdot R_E'}$$

$$R_{be} = h_{11}' + (h_{21}' + 1) \cdot R_E'$$

A vesszővel megkülönböztetett paraméterek az alábbiak:

$$g_m' \approx \frac{h_{21}'}{h_{11}'} = \frac{h_{21} \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{11}}}{R_3 \times h_{11}} = \frac{h_{21} \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{11}}}{\frac{R_3 \cdot h_{11}}{R_3 + h_{11}}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \approx g_m$$

$$R_t' \approx R_C \times R_f$$

$$R_E' = R_1 \times R_2 \times R_E$$

Behelyettesítve a fenti paramétereket:

$$A_u \approx - \frac{g_m \cdot (R_C \times R_f)}{1 + g_m \cdot (R_1 \times R_2 \times R_E)}$$

$$R_{be} = h_{11} \times R_3 + \left(1 + \frac{R_3}{R_3 + h_{11}} \cdot h_{21} \right) \cdot (R_1 \times R_2 \times R_E)$$

A közös kollektoros feszültség-utánhúzó kapcsolás feszültségerősítése és bemeneti ellenállása az alábbiak szerint alakul:

$$A_u = \frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_t}$$

$$R_{be} = h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_t$$

A dupla vesszővel megkülönböztetett paraméterek az alábbiak:

$$g_m \approx \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{h_{21} \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{11}}}{R_3 \times h_{11}} = \frac{h_{21} \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{11}}}{\frac{R_3 \cdot h_{11}}{R_3 + h_{11}}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \approx g_m$$

$$R_t = R_1 \times R_2 \times R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}}$$

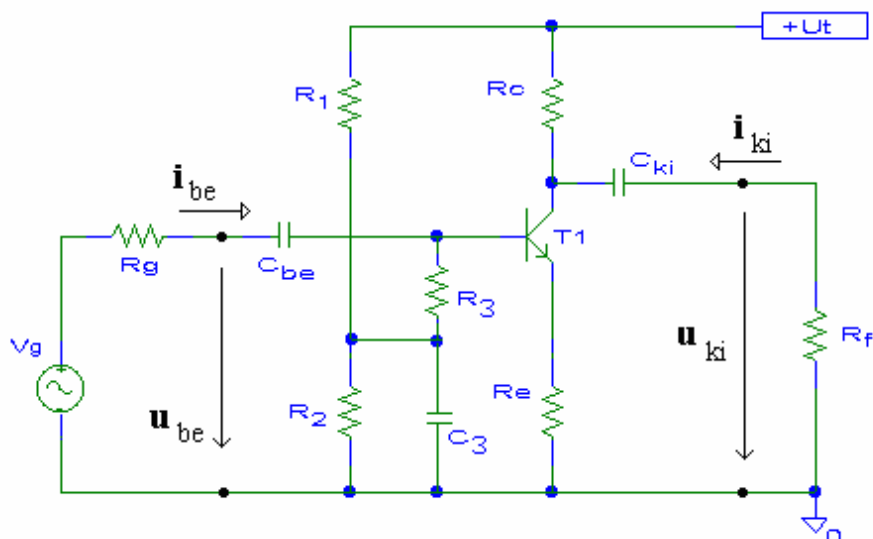
Behelyettesítve a fenti egyenletekbe az alábbi eredményeket kapjuk:

$$A_u = \frac{g_m \cdot (R_1 \times R_2 \times R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}})}{1 + g_m \cdot (R_1 \times R_2 \times R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}})}$$

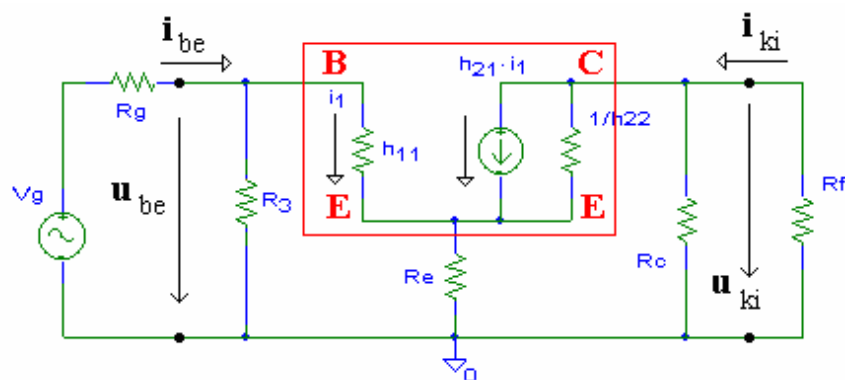
$$R_{be} = h_{11} \times R_3 + \left(1 + \frac{R_3}{R_3 + h_{11}} \cdot h_{21}\right) \cdot (R_1 \times R_2 \times R_E \times R_f \times \frac{1}{h_{22}})$$

A feszültség-utánhúzó kapcsolás kialakításának előnye az alapkapcsolással szemben a nagy bemeneti ellenállás elérése, mely mind közös emitteres, mind közös kollektoros kapcsolás esetén javítja az áramkör paramétereit, és szélesíti felhasználhatósági területét.

Ha a feszültség-utánhúzó kapcsolás (lásd 7.1. ábra) C_3 kondenzátorát nem az emitterre, hanem a földpotenciálra kötjük, akkor egy új kapcsolást kapunk, melynek bemeneti ellenállása az előzőekkel ellentétben nem nagy, hanem kicsi lesz. Az új áramkör ezen tulajdonsága kifejezetten előnyös, ha nagyfrekvenciás áramkörök esetén az erősítőt illeszteni kell egy tápvonal (50 Ω -os vagy 75 Ω -os) ellenállásához.



7.6. ábra. Nagyfrekvenciás közös emitteres kapcsolás kicsi bemeneti ellenállással



7.7. ábra. A nagyfrekvenciás közös emitteres kapcsolás helyettesítő képe

A fenti kapcsolás bemeneti ellenállása a következő lesz:

$$R_{be} = R_3 \times [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E] \approx R_3$$

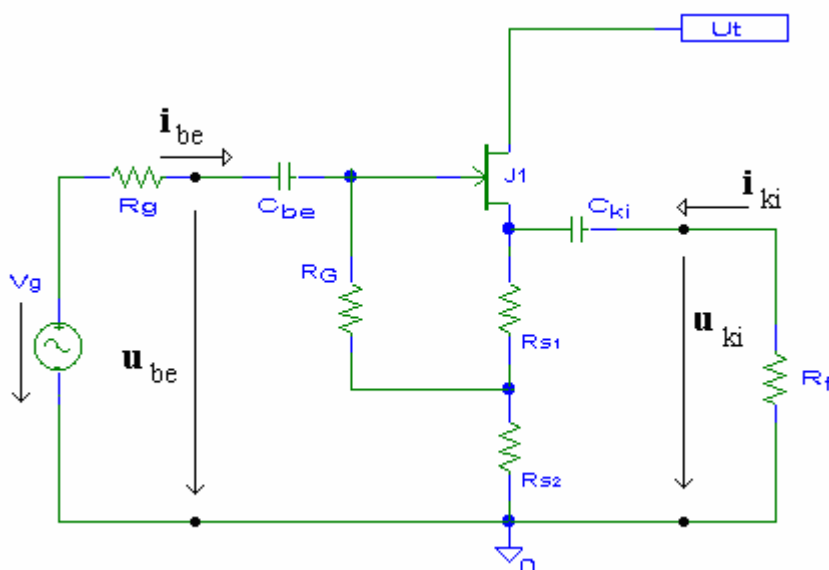
A kapcsolás többi paramétere az alapkapsolásnál megismert módon számítható.

7.2. Közös drain-ű kapcsolás

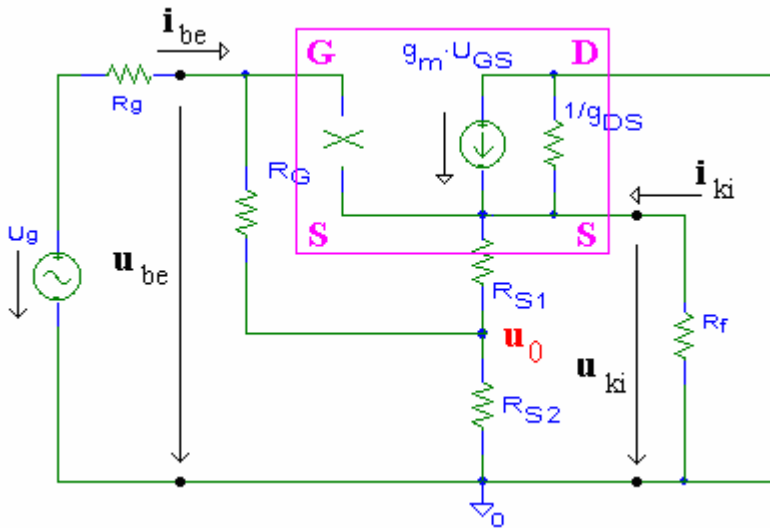
7.2.1. Közös drain-ű kapcsolás osztott source-ellenállással

A közös drain-ű alapkapcsolás alábbiakban részletezett módosítása olyan nagy bemeneti ellenállást eredményez, mely az amúgy $M\Omega$ nagyságrendű R_G -nél is nagyobb lehet. Ezzel a megoldással a precíziós mérőműszerek igényeit is kielégítő kapcsoláshoz jutunk.

Az osztott source-ű közös drain-ű kapcsolást az alábbi ábra mutatja. Helyettesítő képét ezt követően láthatjuk.



7.8. ábra. Közös drain-ű kapcsolás osztott source-ellenállással



7.9. ábra. A fenti közös drain-ű kapcsolás helyettesítő képe

Először határozzuk meg a kapcsolás feszültségerősítését! A helyettesítő kép alapján írhatjuk, hogy:

$$A_u = \frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_t} \approx \frac{g_m \cdot \left[(R_{S1} + R_{S2}) \times R_f \times \frac{1}{g_{DS}} \right]}{1 + g_m \cdot \left[(R_{S1} + R_{S2}) \times R_f \times \frac{1}{g_{DS}} \right]} \approx$$

$$A_u \approx \frac{g_m \cdot [(R_{S1} + R_{S2}) \times R_f]}{1 + g_m \cdot [(R_{S1} + R_{S2}) \times R_f]}$$

A feszültségerősítés értéke lényegesen nem változik az osztott source-ellenállás alkalmazásával. Továbbra is egyhez közeli, de egynél kisebb érték lesz.

Most nézzük meg a bemeneti ellenállást! Ehhez először írjuk fel a helyettesítő képen szereplő u_0 feszültséget a következőképpen:

$$u_0 = \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \cdot u_{ki} = \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \cdot A_u \cdot u_{be}$$

Ennek segítségével már felírhatjuk a bemeneti ellenállást, mely

$$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_{be}}{\frac{u_{be} - u_0}{R_G}} = \frac{u_{be}}{\frac{u_{be} - \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \cdot A_u \cdot u_{be}}{R_G}} = \frac{R_G}{1 - \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \cdot A_u}$$

Vizsgáljuk meg alaposabban a fenti egyenlet végeredményének nevezőjét! Az előzőekből tudjuk, hogy A_u pozitív, egynél kisebb érték. Az ellenállásosztó $\frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}$ értéke is egynél kisebb szám, ezért szorzata

A_u -val szintén egy pozitív, egynél kisebb szám lesz. Ha R_G -t egy ilyen számmal elosztjuk, akkor R_G -nél nagyobb számot kapunk. Tehát:

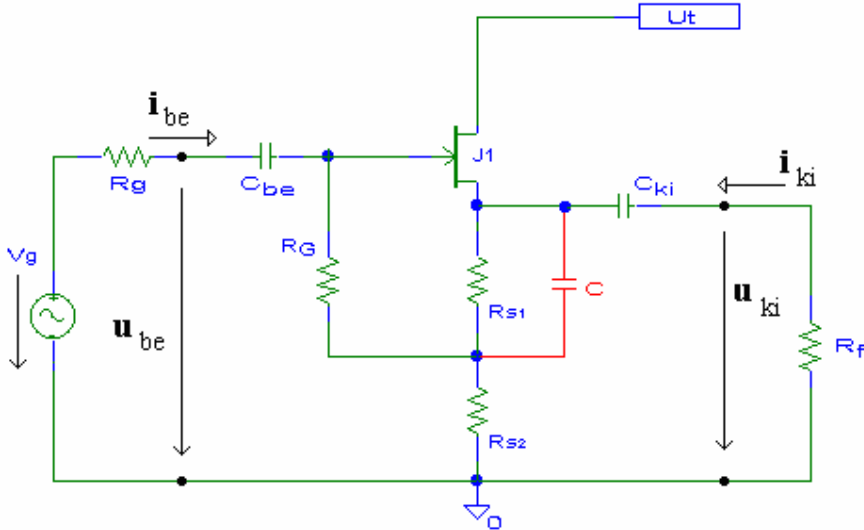
$$R_{be} > R_G$$

A kapcsolat kimeneti ellenállása az alábbi:

$$R_{ki} = (R_{S1} + R_{S2}) \times \frac{1}{g_{DS}} \times \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

7.2.2. Közös drain-ű kapcsolás tovább növelt bemeneti ellenállással

A bemeneti ellenállás még tovább növelhető, ha az R_{S1} ellenállást egy kondenzátorral váltakozó áramú szempontból rövidre zárjuk.



7.10. ábra. A bemeneti ellenállás további növelése

A bemeneti ellenállás értéke ekkor a következő lesz:

$$R_{be} = \frac{R_G}{1 - A_u} > R_G$$

R_{be} ilyen kialakítás mellett elérheti a 2-10 MΩ-t is. A kimeneti ellenállás értéke ekkor:

$$R_{ki} = R_{S2} \times \frac{1}{g_{DS}} \times \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

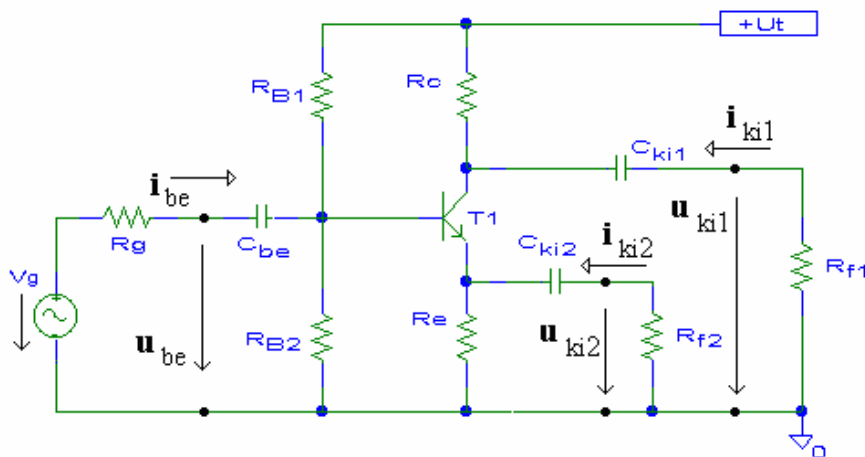
A kapcsolás feszültségerősítése:

$$A_u = \frac{g_m \cdot \left(R_f \times R_{S2} \times \frac{1}{g_{DS}} \right)}{1 + g_m \cdot \left(R_f \times R_{S2} \times \frac{1}{g_{DS}} \right)} \approx \frac{g_m \cdot (R_f \times R_{S2})}{1 + g_m \cdot (R_f \times R_{S2})}$$

7.3. Fázishasító kapcsolás

7.3.1. Fázishasító kapcsolás bipoláris tranzisztorral

A fázishasító kapcsolás lényege, hogy egyetlen bemeneti jellel vezérelve kettő olyan kimeneti jelet állít elő, melyek amplitúdója megegyezik, de fázisuk ellentétes. A kapcsolás egy tranzisztor felhasználásával összeálítható, ha egyesítjük a közös emitteres és a közös kollektoros kapcsolások tulajdonságait.



7.11. ábra. Bipoláris tranzisztorral felépített fázishasító kapcsolás

Első lépésként határozzuk meg a kapcsolás feszültségerősítését a bipoláris tranzisztor kollektorán lévő kimenetre nézve! Ekkor a kapcsolás egy közös emitteres kapcsolásnak tekinthető, melynek feszültségerősítése:

$$A_u^{(1)} = \frac{u_{ki}^{(1)}}{u_{be}} = \frac{-g_m \cdot R_t'}{1 + g_m \cdot R_E'} \approx \frac{-g_m \cdot (R_C \times R_{f1})}{1 + g_m \cdot (R_E \times R_{f2})}$$

A kapcsolás feszültségerősítése a bipoláris tranzisztor emitterén lévő kimenetre nézve úgy határozható meg, mintha az áramkör egy közös kollektoros kapcsolás lenne, azaz:

$$A_u^{(2)} = \frac{u_{ki}^{(2)}}{u_{be}} = \frac{g_m \cdot R_t''}{1 + g_m \cdot R_t''} \approx \frac{g_m \cdot (R_E \times R_{f2})}{1 + g_m \cdot (R_E \times R_{f2})}$$

A kimeneti jelek fázisa éppen 180° -ban tér el egymástól. Nagyságuk abban az esetben egyezik meg, ha a két feszültségerősítés abszolút értékekben azonos, tehát:

$$|A_u^{(1)}| = |A_u^{(2)}|$$

Ez az igényünk akkor teljesül, ha

$$\left| \frac{-g_m \cdot (R_C \times R_{f1})}{1 + g_m \cdot (R_E \times R_{f2})} \right| = \frac{g_m \cdot (R_E \times R_{f2})}{1 + g_m \cdot (R_E \times R_{f2})}$$

vagyis

$$R_C \times R_{f1} = R_E \times R_{f2}$$

A gyakorlatban gyakran élnek azzal a megoldással, melyben

$$R_C = R_E \text{ és ezzel egyidejűleg } R_{f1} = R_{f2}.$$

Vegyük észre, hogy a két kimenet felé a feszültségerősítés nagysága nemcsak azonos, de közel egységnyi is, tehát

$$|A_u^{(1)}| = |A_u^{(2)}| \approx 1$$

A kapszolás bemeneti ellenállása az alapkapsolásoknál megismert módszerek alkalmazásával:

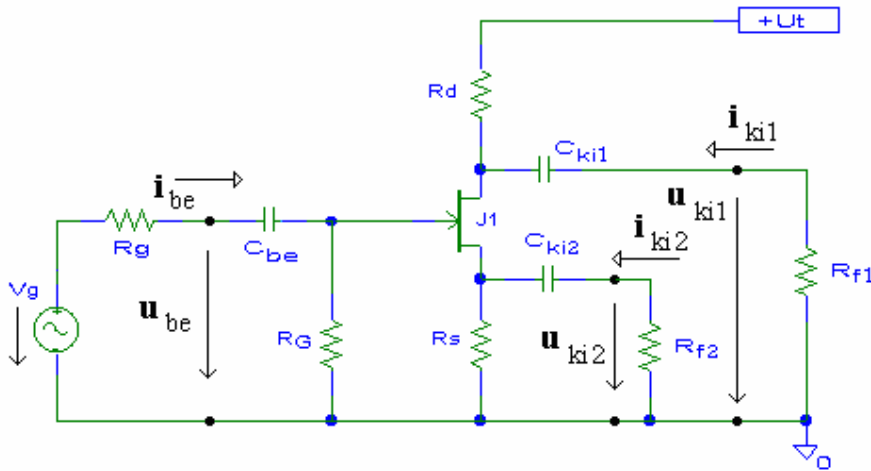
$$R_{be} = R_{B1} \times R_{B2} \times [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot (R_E \times R_{f2})]$$

7.3.2. Fázishasító kapszolás tervezérlésű tranzisztorttal

Fázishasító kapszolás kialakítható tervezérlésű tranzisztort alkalmazásával is. Ilyen kapszolásnál a gate lesz a kapszolás bemenete, kimenetei pedig a drain és a source. A kapszolás így egyesíti a közös source-ú és a közös drain-ú kapszolást.

A drain-en lévő kimenetre nézve a kapszolás közös source-ú kapszolásnak tekinthető, ezért erre a kimeneti pontra a kapszolás feszültségerősítése:

$$A_u^{(1)} = \frac{u_{ki}^{(1)}}{u_{be}} = \frac{-g_m \cdot R_t'}{1 + g_m \cdot R_s'} \approx \frac{-g_m \cdot (R_D \times R_{f1})}{1 + g_m \cdot (R_S \times R_{f2})}$$



7.12. ábra. Térvezérlésű tranzisztorral (n-csatornás j-FET-tel) felépített fázishasználó kapcsolás

Ha a source-ot tekintjük kimenetnek, akkor a kapcsolás közös drain-ű kapcsolásként kezelhető, melynek feszültségerősítése

$$A_u^{(2)} = \frac{u_{ki}^{(2)}}{u_{be}} = \frac{g_m \cdot R_t''}{1 + g_m \cdot R_t''} \approx \frac{g_m \cdot (R_s \times R_{f2})}{1 + g_m \cdot (R_s \times R_{f2})}$$

A két kimeneti jel itt is ellentétes fázisú, amplitúdójuk pedig akkor egyezik meg, ha

$$|A_u^{(1)}| = |A_u^{(2)}|$$

vagyis

$$R_D \times R_{f1} = R_s \times R_{f2}$$

A feszültségerősítések abszolút értéke a FET kicsi meredeksége miatt ebben az esetben nem közelíti meg annyira az egyet, mint bipoláris tranzisztor alkalmazása esetén.

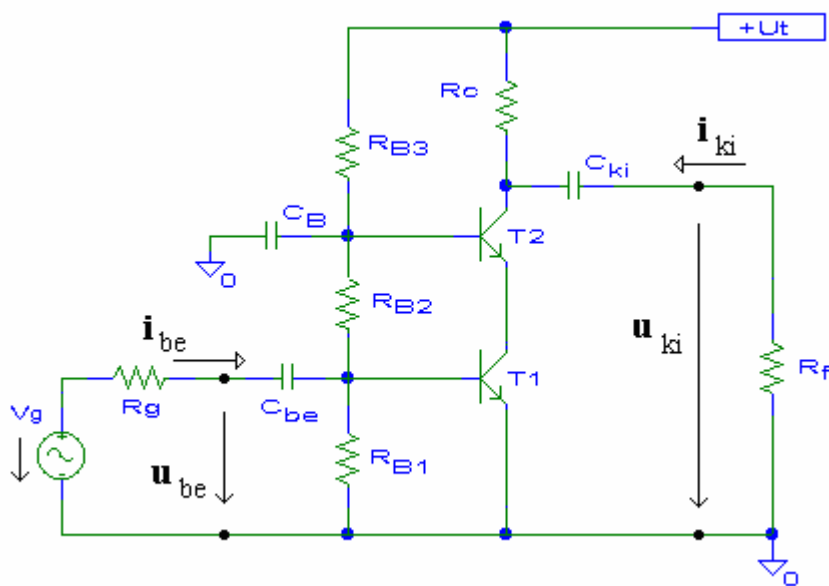
$$|A_u^{(1)}| = |A_u^{(2)}| < 1$$

A FET-tel kialakított fázisasható kapcsolás bemeneti ellenállása megegyezik R_G -vel:

$$R_{be} = R_G$$

7.4. Kaszkód kapcsolás

A kaszkód kapcsolás két azonos típusú bipoláris tranzisztor segítségével építhető fel. Az első tranzisztor egy közös emitteres kapcsolást valósít meg. Kollektora közvetlen kapcsolatban áll a második tranzisztor emitterével, mely egyben bemeneti pontja lesz a második tranzisztorból felépített közös bázisú erősítőnek.



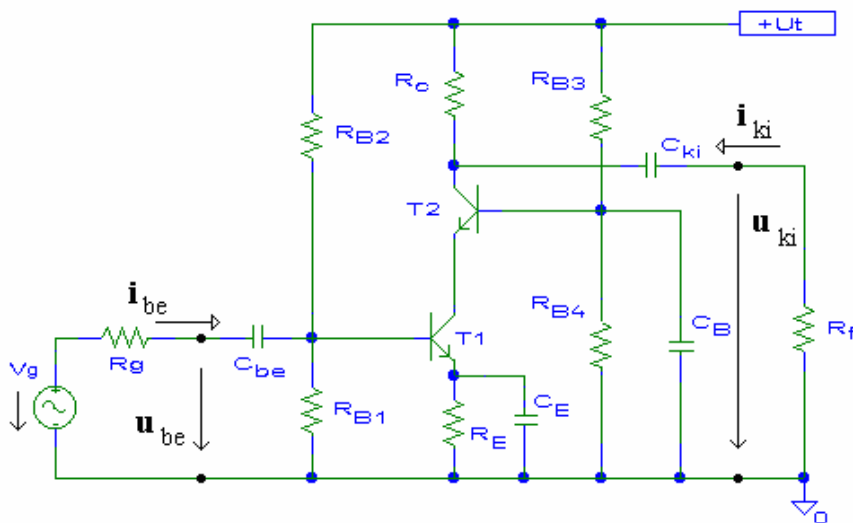
7.13. ábra. Kaszkód kapcsolás közös bázisúval

Összeállítható a kapcsolás úgy is, hogy mindkét tranzisztornak külön bemeneti bázisúval állítjuk be a munkapontját. (lásd. 7.14. ábra)

A kaszkód kapcsolás feszültségerősítését a két fokozat eredő erősítése határozza meg. Az első tranzisztor közös emitteres kapcsolás révén a következő feszültségerősítéssel rendelkezik:

$$A_u^{(1)} = -g_m^{(1)} \cdot R_t' \approx -g_m^{(1)} \cdot R_{be}^{(2)} \approx -g_m^{(1)} \cdot r_e^{(2)} \approx -1$$

Az első fokozat terhelő-ellenállása (R_t') gyakorlatilag a második fokozat bemeneti ellenállása ($R_{be}^{(2)}$) lesz, mely közös bázisú kapcsolás esetén $r_e^{(2)}$. Mindkét tranzisztor közel azonos munkaponti árammal dolgozik, ezért meredekségük is azonos lesz ($g_m^{(1)} \approx g_m^{(2)}$). Ennek reciproka pedig $-\alpha$ -t egynek tekintve $-r_e$ -t adja, mely szintén megegyezik a két tranzisztorra. Ennek következtében az első fokozat erősítése egységnyi, miközben a kimeneti jel a bemenettel ellenkező fázisú.



7.14. ábra. Kaszkód kapcsolás külön-külön felépített bázisosztó ellenállásokkal

A kapcsolásból C_E kihagyása súlyos hiba, jelentős feszültségerősítés-csökkenést okoz.

A második fokozat közös bázisú kapcsolás, feszültségerősítése:

$$A_u^{(2)} = g_m^{(2)} \cdot R_t'' \approx g_m^{(2)} \cdot (R_C \times R_f)$$

A teljes kaszkód kapcsolás eredő feszültségerősítése ezek alapján:

$$A_u^e = A_u^{(1)} \cdot A_u^{(2)} \approx -g_m \cdot (R_C \times R_f)$$

A kaszkód kapcsolás bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = R_{B1} \times R_{B2} \times h_{11}^{(1)}$$

A kaszkód kapcsolás kimeneti ellenállása:

$$R_{ki} \approx R_C$$

Látszólag a kapcsolásnak semmi előnye nincs egy egytranzisztoros közös emitteres kapcsolással szemben. A frekvenciafüggő tulajdonságok vizsgálata során azonban látni fogjuk, hogy a kaszkód kapcsolás nagyfrekvenciás tulajdonságai lényegesen jobbak, mint a közös emitteres kapcsolásé.

ezért az első fokozat "erősítése" $1/2$.

A második fokozat közös bázisú kapcsolás, feszültségerősítése:

$$A_u^{(2)} = g_m^{(2)} \cdot R_t \approx g_m^{(2)} \cdot (R_C \times R_f)$$

A komplementer kaszkód kapcsolás eredő feszültségerősítése ezek alapján:

$$A_u^e = A_u^{(1)} \cdot A_u^{(2)} \approx \frac{1}{2} \cdot g_m \cdot (R_C \times R_f)$$

A komplementer kaszkód kapcsolás bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = R_{B1} \times R_{B2} \times [h_{11}^{(1)} + (h_{21}^{(1)} + 1) \cdot r_e^{(2)}] \approx R_{B1} \times R_{B2} \times (2 \cdot h_{11})$$

Az azonos munkaponti áram miatt már nincs jelentősége, hogy a h_{11} és r_e esetén melyik tranzisztorról van szó, mert ezek megegyeznek. (A megegyező munkaponti áramok ellenére még lehet a két tranzisztor r_{BB} paramétere nullától és egymástól különböző, ezért nem egyenlőségjel szerepel a jobb oldalon.)

A komplementer kaszkód kapcsolás kimeneti ellenállása:

$$R_{ki} \approx R_C$$

Ez a kapcsolás is kedvező nagyfrekvenciás tulajdonságokkal rendelkezik.

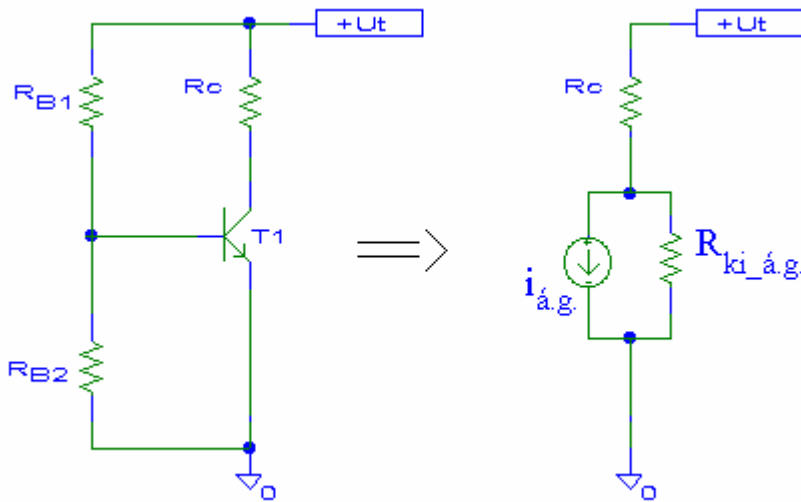
8. Kapcsolások aktív munkaellenállással

Az előző fejezetekben láttuk, hogy a bipoláris tranzisztor meredeksége szoros kapcsolatban van a munkaponti árammal. Közös emitteres kapcsolat esetén a feszültségerősítés nagyságát a g_m és a terhelő-ellenállás szorzata adja. Sajnos azonban egyik paraméter sem növelhető tetszőlegesen annak érdekében, hogy a kapcsolat feszültség-erősítése tovább növelhető legyen. Mind g_m (valójában I_E), mind R_t (elsősorban R_C) növelésének határt szab a megengedhető maximális tápfeszültség. Az elérhető néhány százszoros feszültségerősítés azonban aktív munkaellenállás (áramgenerátor) alkalmazásával elérheti a 10^4 -es értéket. Ennek a kapcsolásnak az ismertetése előtt ismerkedjünk meg a tranzisztorral felépített áramgenerátorral.

8.1. Tranzisztoros áramgenerátor, áramtükör

A közös emitteres kapcsolat kollektor-körében folyó áramot a bázis-emitter diódán beállított munkaponti körülmények határozzák meg. Ez az áram a kollektor-ellenállástól (legalábbis amíg normál aktív tartományban maradunk) szinte független. (A csekély függőséget a tranzisztor kimeneti karakterisztikájának enyhe emelkedése fejezi ki, mely a tranzisztor h_{22} paraméterével kapcsolatos.)

Az emitter-ellenállás nélküli közös emitteres kapcsolat kollektor-körébe elhelyezett R_C ellenálláson, vagy más alkatrészben, például diódán átfolyó áram kívülről rákényszerített áram. Így a közös emitteres kapcsolat kollektor-körét tekintve felfogható egy áramgenerátornak is. Ennek áramát a bázis-emitter dióda határozza meg.

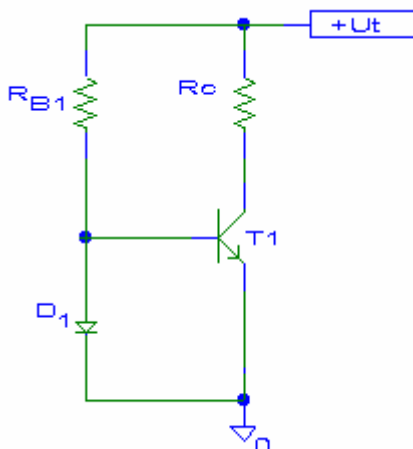


8.1. ábra. A bipoláris tranzisztor, mint áramgenerátor

Az áramgenerátor belső ellenállása megegyezik a bipoláris tranzisztor $1/h_{22}$ paraméterével, azaz

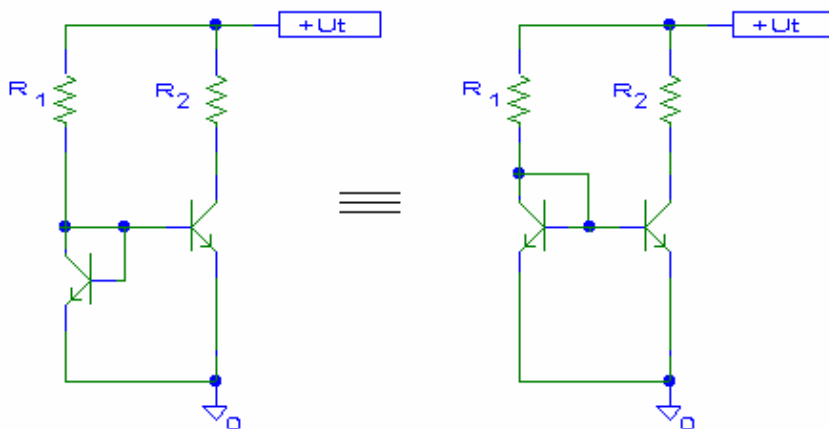
$$R_{ki_á.g.} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{r_e}{2 \cdot \mu}$$

Az előbbi kapcsolat erősen hőmérséklet-érzékeny, ezért a bázis-osztó helyett alkalmazzunk diódát, ahogy azt a 8.2. ábra mutatja:



8.2. ábra. Hőmérsékletstabilizált áramgenerátor diódával

Integrált áramköri kivitelben a diódát is bipoláris tranzisztorként valósítják meg a kollektor és a bázis összekötésével. Ilyen megoldást mutat a 8.3. ábra.



8.3. ábra. Bipoláris tranzisztorokkal felépített áramtükör (a két ábra megegyezik, elterjedtebb a bal oldali összeállítás)

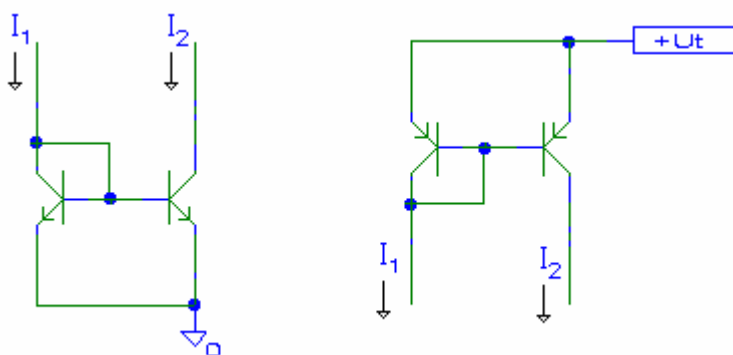
A fenti kapcsolat esetén az R_1 ellenálláson átfolyó

$$I_1 = \frac{U_t - U_{BE}}{R_1}$$

áram határozza meg az R_2 ellenálláson átfolyó áramot. A tranzisztorok áramerősítési tényezőjétől (B -től) függően a két áram jó közelítéssel azonosnak tekinthető.

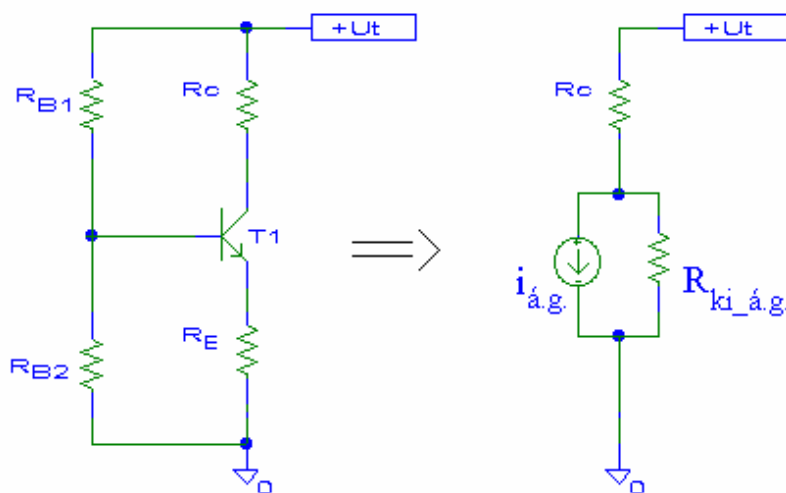
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{B+2}{B} \approx 1$$

Azt is mondhatjuk, hogy az R_1 -gyen átfolyó áram tükröződik az R_2 -es ellenállásra. Ezért ezt a megoldást áramtükröknek hívjuk. (8.4. ábra)



8.4. ábra. Áramtükr npn és pnp tranzisztorpárral felépítve

A bipoláris tranzisztorral felépített áramgenerátor (lásd 8.1. ábra) belső ellenállása negatív soros áram-visszacsatolással növelhető, ahogy azt a 8.5. ábra mutatja:

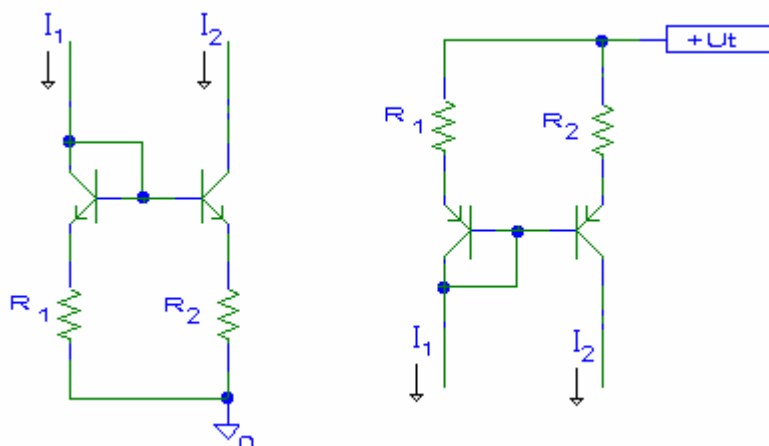


8.5. ábra. Az áramgenerátor belső ellenállásának növelése R_E beépítésével

Az áramgenerátor belső ellenállása ekkor a visszacsatolás miatt megnövekszik, értéke:

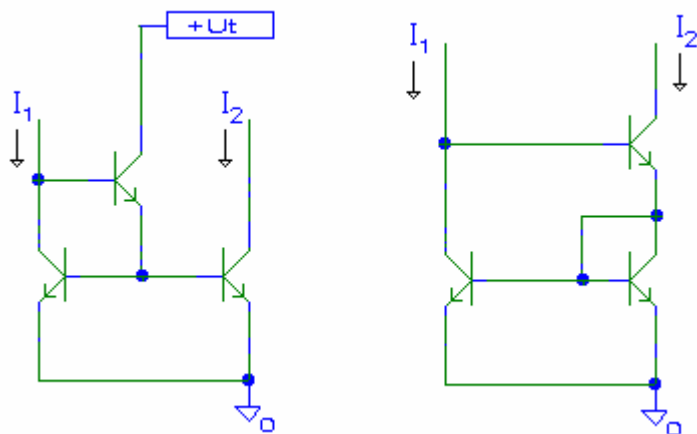
$$R_{ki_á.g.} = \frac{1}{h_{22}} \cdot (1 + g_m \cdot R_E) = \frac{r_e}{2 \cdot \mu} \cdot (1 + g_m \cdot R_E)$$

Ezzel a megoldással akár $10 \text{ M}\Omega$ -os belső ellenállás is elérhető. Ha áramtükörre van szükségünk, akkor annak kapcsolási rajza az alábbi:

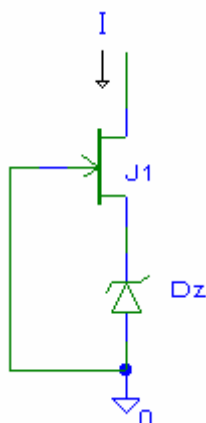


8.6. ábra. Áramtűkör megnövelt belső ellenállással

A fenti kapcsolások további előnye, hogy egy, az emitterek közé kapcsolt potenciométerrel – melynek középleágazása a földre, illetve a tápfeszültségre kapcsolódik – nagyon pontosan kiegyenlíthető a két ág árama. Ha R_1 -et és R_2 -t szándékosan különbözőre választjuk, esetleg az egyiket rövidzárral helyettesítjük, akkor az áramtűkör "áttétele" egytől különböző is lehet. További áramtűkör-megoldásokat találunk a 8.7. ábrán:



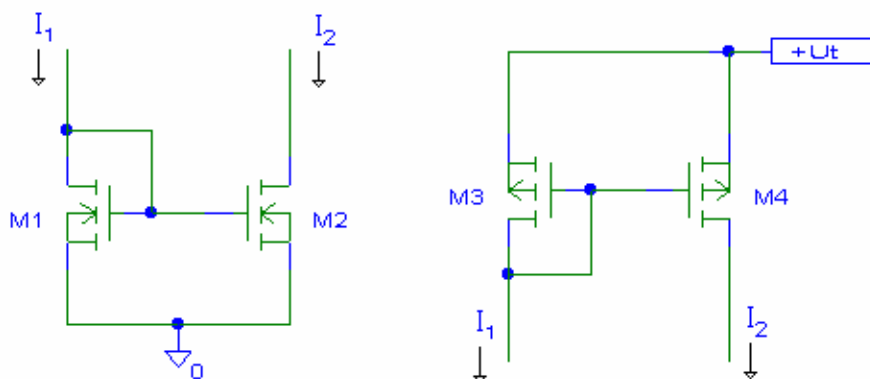
8.7. ábra. Javított kivitelű áramtűkörök



8.8. ábra. Áramgenerátor kialakítása j-FET alkalmazásával

Áramgenerátor készíthető FET felhasználásával is. A 8.8. ábra egy elterjedt kapcsolást mutat. Az n-csatornás j-FET negatív gate-source feszültségét a source és a föld közé kötött Zener-dióda állítja be. A Zener-diódán kialakuló stabil feszültség közel állandó gate-source feszültséget eredményez, aminek hatására a j-FET drain árama is állandó értéken marad, függetlenül a drain feszültségtől. Az állandónak tekinthető drain-áram miatt a source-áram is stabil lesz, mely így a Zener diódán kialakuló feszültséget is konstans értéken tartja. Ez pedig tovább stabilizálja a gate-source feszültséget és általa a drain áramot.

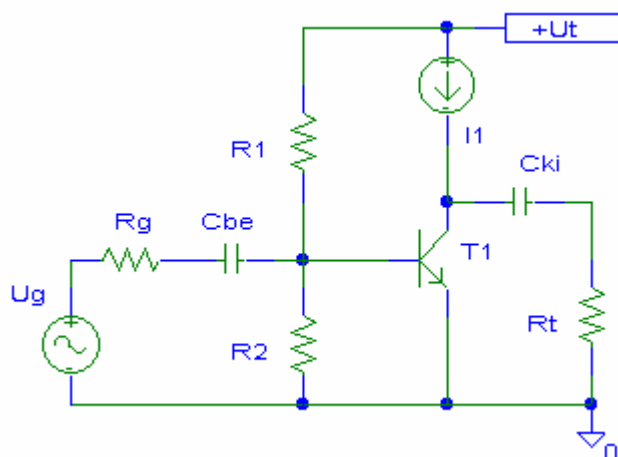
Áramtükör is kialakítható tervezérlésű tranzisztorok segítségével. Álljon itt példaként MOSFET-ekből álló áramtükör! (A 8.9 ábrán bal oldalt n-csatornás, jobb oldalt p-csatornás MOSFET-ekből kialakított áramtüköröket láthatunk.)



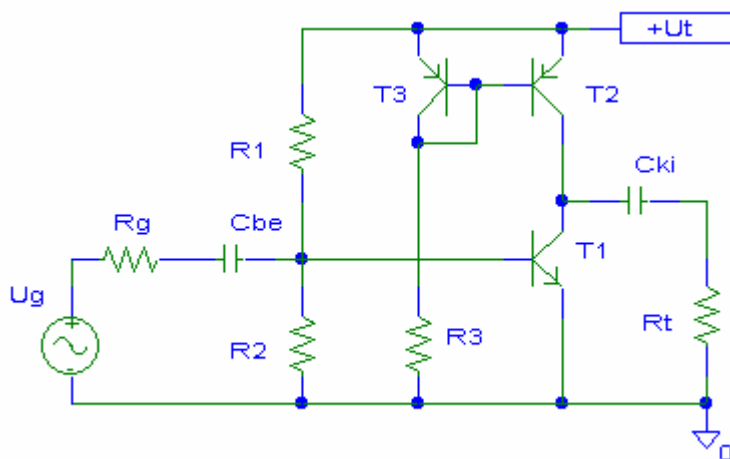
8.9. ábra. Áramtűkrök MOSFET-ek felhasználásával

8.2. Közös emitteres kapcsolás aktív munkaellenállással

Miután megismerkedtünk a tranzisztorokból létrehozható áramgenerátorok legegyszerűbb formáival, készítsünk közös emitteres kapcsolást úgy, hogy a kollektor-ellenállás helyett áramgenerátort helyezünk a kollektor-körbe. A kapcsolást a 8.10. ábrán láthatjuk.



8.10. ábra. Aktív terheléses közös emitteres kapcsolás (elvi kapcsolási rajz)



8.11. ábra. Aktív terhelésű közös emitteres kapcsolás tényleges kialakítása pnp tranzisztoros áramtűkörrel

Az erősítőként kapcsolt tranzisztor kollektora most lényegesen nagyobb terhelő-ellenállást lát, mint korábban. Ezáltal feszültségerősítése jelentősen meg fog nőni. (Persze tételezzük fel, hogy ezt a nagy értékű terhelő-ellenállást nem rontjuk le egy kis impedanciájú fogyasztóval.)

Végtelen nagy ellenállású fogyasztót feltételezve a kapcsolás feszültségerősítése:

$$A_u = -g_m^{(1)} \cdot R_t = -g_m^{(1)} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}^{(1)}} \times \frac{1}{h_{22}^{(2)}} \right) = -g_m \cdot \frac{r_e}{4 \cdot \mu} = -\frac{\alpha}{4 \cdot \mu} \approx -\frac{1}{4 \cdot \mu}$$

A számítások során kihasználtuk, hogy T_1 és T_2 azonos emitter-áramokkal rendelkezik. Ilyen beállítások esetén az aktív terhelésű közös emitteres kapcsolás feszültségerősítése meghaladhatja az 1000-t, sőt integrált kivitelben nem ritka a 10 000-es érték sem. Egyetlen fokozat alkalmazásával ez nagyon jó eredmény.

Itt helyhiány miatt nem részletezett számítások alapján a feszültségerősítés meghatározásának egy másik formája is van. Eszerint:

$$|A_u| = \frac{U_{An} \times U_{Ap}}{U_T}, \text{ ahol}$$

U_{An} az npn tranzisztor Early-feszültsége,
 U_{Ap} a pnp tranzisztor Early-feszültsége,
 U_T pedig a termikus feszültség értéke.

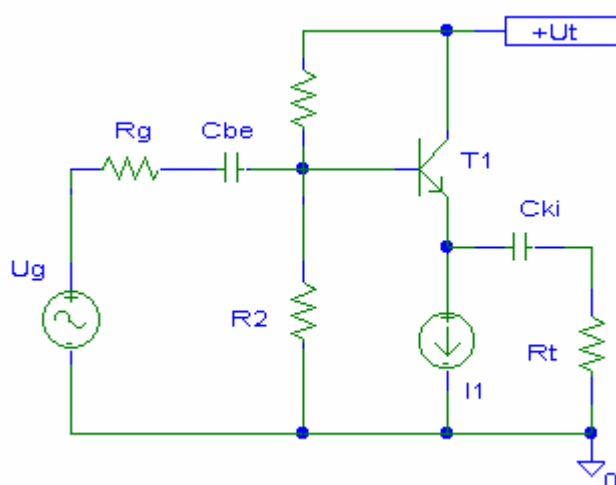
Az Early-feszültség szemléletesen a tranzisztor kimeneti karakterisztikája alapján szerkeszthető meg. A normál aktív tartomány közel vízszintes $I_B =$ állandóhoz tartozó karakterisztika-seregének érintői meghosszabbítva az npn tranzisztor esetén negatív, pnp tranzisztor esetén pozitív U_{CE} tengelyen egy pontban metszik egymást. Ez a pont az Early-feszültség, mely npn tranzisztor esetén negatív, míg pnp tranzisztor esetén pozitív érték lesz, és a konkrét eszköztől függően nagysága 100-150 V körül adódik.

A kapcsolat további előnye a kedvező kivezérelhetőség, továbbá az integrált kiviteli formában jelentkező kis helyigény.

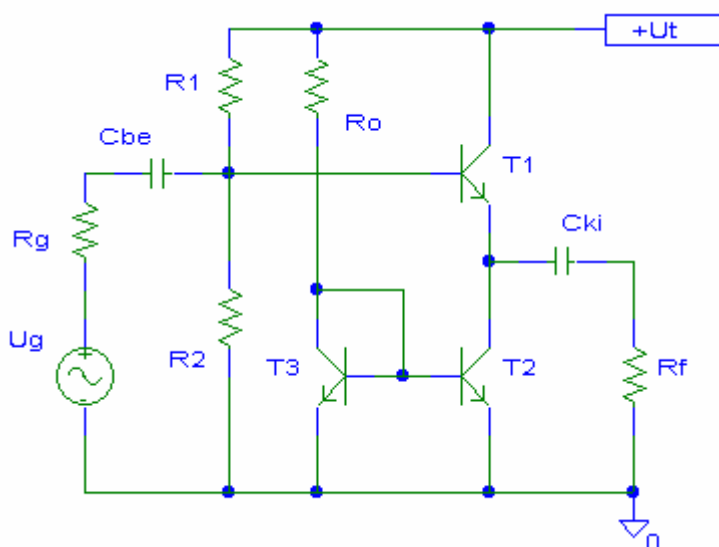
A műveleti erősítők belső felépítésének tanulmányozása során látjuk majd, hogy a feszültségerősítés feladatát döntően ilyen aktív terheléses közös emitteres kapcsolások látják el.

8.3. Közös kollektoros kapcsolás aktív munkaellenállással

Az előzőekben láthattuk, hogy a közös emitteres kapcsolás terhelő-ellenállásának áramgenerátorral történő kiváltása milyen jelentős előnyökkel járt. Hasonló megfontolással a közös kollektoros kapcsolás emitter-körét terhelő ellenállások is helyettesíthetők áramgenerátorral, vagyis aktív terheléssel.



8.12. ábra. Aktív terheléses közös kollektoros kapcsolás
(elvi kapcsolási rajz)



8.13. ábra. Aktív terheléses közös kollektoros kapcsolás tényleges kialakítása npn tranzisztoros áramtükörrel

Az aktív terheléses közös kollektoros kapcsolás szinte ideális leválasztó fokozatnak tekinthető. Nagy bemeneti ellenállással és kicsi kimeneti ellenállással rendelkezik, feszültségerősítése pedig gyakorlatilag egységnyi. Elsősorban kis áramú munkapontban üzemelő vagy a működési frekvencia szempontjából érzékeny áramkörök (például oszcillátorok, szűrők) leválasztására használják.

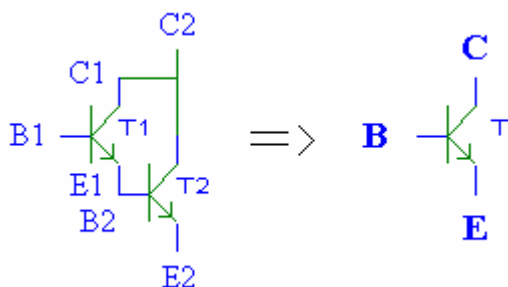
Itt is meg kell említeni a kedvező kivezérelhetőséget, továbbá, hogy ezzel a megoldással elsősorban az integrált áramkörök belső felépítésénél fogunk találkozni.

9. Tranzisztorpárok

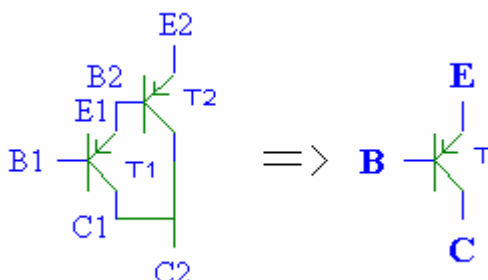
A továbbiakban olyan kapcsolási megoldásokról lesz szó, melyekben két tranzisztort (melyek lehetnek azonosan npn vagy pnp típusúak, illetve különbözőek, de akár térvezérlésű és bipoláris együtt is) kapcsolunk úgy össze, hogy ezáltal eredőben egy újabb, de az előbbieknél valamilyen szempontból jobb tulajdonságú "tranzisztort" kapunk.

9.1. Darlington kapcsolás

Darlington kapcsolás esetén azonos típusú bipoláris tranzisztorokat kapcsolunk össze úgy, hogy az első tranzisztor emittere a második tranzisztor bázisára kapcsolódik, miközben a kollektoruk össze van kötve. Ez lesz egyben az eredő "tranzisztor" kollektora is, melynek bázisa az első tranzisztor bázisa, emittere a második tranzisztor emittere lesz. A kapcsolás felépítését a 9.1. és 9.2. ábra mutatja.



9.1. ábra. Darlington kapcsolás npn tranzisztorokkal



9.2. ábra. Darlington kapcsolás pnp tranzisztorokkal

Ha a tranzisztorok h_{12} paramétereit nullának vesszük, és így a feszültség-visszahatástól eltekintünk, akkor az eredő "tranzisztor" további h -paraméterei a következők lesznek:

$$h_{11}^{(e)} = h_{11}^{(1)} + (h_{21}^{(1)} + 1) \cdot h_{11}^{(2)}$$

$$h_{21}^{(e)} = h_{21}^{(1)} + h_{21}^{(2)} + h_{21}^{(1)} \cdot h_{21}^{(2)} \approx h_{21}^{(1)} \cdot h_{21}^{(2)}$$

$$h_{22}^{(e)} = h_{22}^{(2)} + (h_{21}^{(2)} + 1) \cdot h_{22}^{(1)}$$

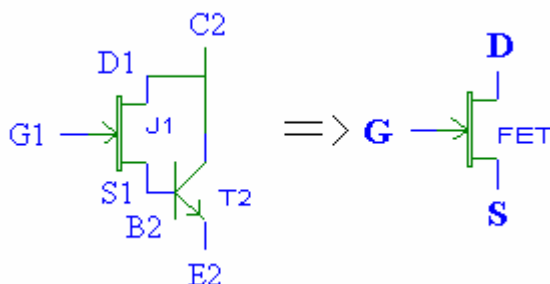
Darlington kapcsolást két ok miatt alkalmaznak előszeretettel. Egyrészt, ezáltal az eredő kapcsolás $h_{11}^{(e)}$ paramétere jelentősen megnő, másrészt az áramerősítési tényező $h_{21}^{(e)}$ értéke az eredetinek közel négyszeresére emelkedik. Az előbbi nagy bemeneti ellenállás elérését teszi lehetővé, az utóbbi pedig olyan esetekben is biztosíthatja a kellően nagy áramerősítést, amikor azt egyetlen tranzisztor az adott munkapontban nem képes szolgáltatni.

Ilyen eset például, amikor a teljesítményerősítők végtranzisztorai a nagy áramok mellett jelentősen lecsökkent h_{21} értéket mutatnak.

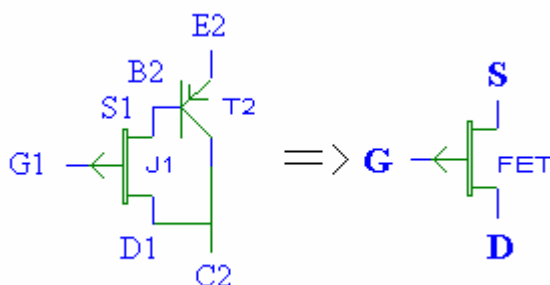
9.2. n-csatornás j-FET és npn, valamint p-csatornás j-FET és pnp tranzisztorpárok

Tranzisztorpárok esetén olyan kapcsolási megoldás is létezik, melyben az egyik tranzisztor térvezérlésű, míg a másik bipoláris tranzisztor. Olyan kialakítás, melyben mindkettő térvezérlésű tranzisztor lenne, nem lehetséges, mert a FET-ek feszültségvezérelt eszközök, miközben a drain, illetve a source áramot szolgáltat a kimenetén.

Ugyanezen ok miatt a térvezérlésű tranzisztor – bipoláris tranzisztor-párok első tagja mindig FET és a második tagja bipoláris tranzisztor. Ha n-csatornás j-FET-et és npn bipoláris tranzisztort, illetve p-csatornás j-FET-et és pnp bipoláris tranzisztort építünk össze, akkor a source kapcsolódik össze a bázissal, a drain a kollektorral. Az eredő kapcsolat ekkor j-FET-nek tekinthető, ahogy azt a 9.3., illetve a 9.4. ábrákon láthatjuk:



9.3. ábra. n-csatornás j-FET-tel és npn tranzisztorral felépített tranzisztorpár



9.4. ábra. p-csatornás j-FET-tel és pnp tranzisztorral felépített tranzisztorpár

A térvezérlésű tranzisztor miatt az ilyen kialakítású tranzisztorpárok gyakorlatilag végtelen nagy bemeneti ellenállással rendelkeznek. Az eredő térvezérlésű tranzisztor meredeksége megnő, értéke:

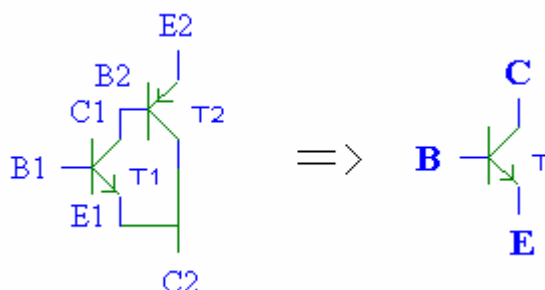
$$g_m^{(e)} = g_m^{(1)} \cdot h_{21}^{(2)}$$

Az eredő térvezérlésű tranzisztor drain-source közötti vezetése az alábbi képlettel adható meg:

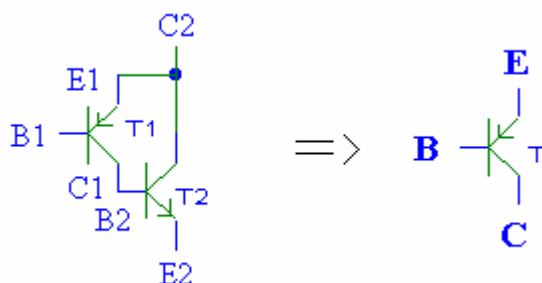
$$g_{DS}^{(e)} = h_{22}^{(2)} + (h_{21}^{(2)} + 1) \cdot g_{DS}^{(1)}$$

9.3. Kompozit tranzisztorpár

Kompozit tranzisztorpárok akkor állnak elő, ha két különböző típusú (npn és pnp) tranzisztort kapcsolunk úgy össze, hogy az első tranzisztor kollektora a második tranzisztor bázisára kapcsolódik, miközben az első tranzisztor emittere és a második tranzisztor kollektora össze van kötve. Ilyen megoldásokat mutat a 9.5 és a 9.6. ábra.



9.5. ábra. Eredően npn kompozit tranzisztorpár



9.6. ábra. Eredően pnp kompozit tranzisztorpár

Az eredő tranzistor típusát ezekben az esetekben mindig az első tranzistor határozza meg. A h_{12} paramétert elhanyagolva az eredő tranzistor többi h -paramétere az alábbi képletek által határozható meg:

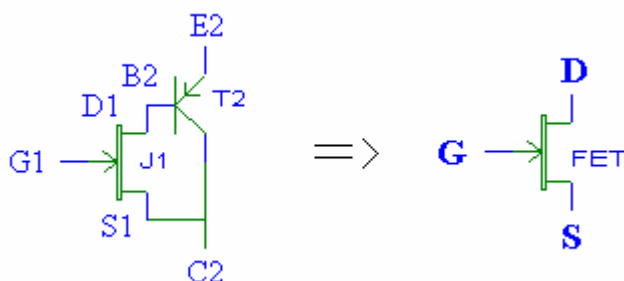
$$h_{11}^{(e)} = h_{11}^{(1)}$$

$$h_{21}^{(e)} = h_{21}^{(1)} \cdot h_{21}^{(2)} + h_{21}^{(1)}$$

$$h_{22}^{(e)} = h_{22}^{(2)} + (h_{21}^{(2)} + 1) \cdot h_{22}^{(1)}$$

Az így összeállított tranzisztorpárok közül a 9.6. ábrának megfelelő megoldást gyakran alkalmazták a gyengébb paraméterekkel rendelkező pnp végtranzistorok kiváltására, és ezáltal kvázikomplementer végfokozatok kialakítására.

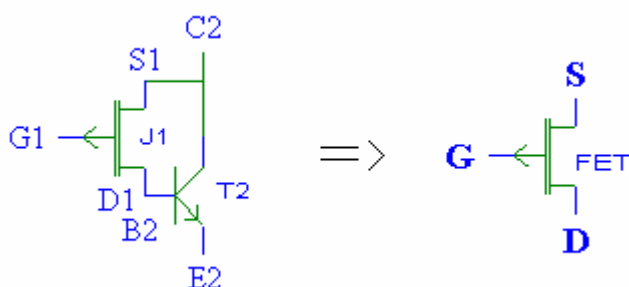
9.4. n-csatornás j-FET és pnp, valamint p-csatornás j-FET és npn tranzisztorpárok



9.7. ábra. Tranzisztorpár n-csatornás j-FET és pnp bipoláris tranzistor felhasználásával

Létrehozhatók működőképessé transzisztorpárok n-csatornás FET-ek és pnp bipoláris tranzisztorok, valamint p-csatornás FET-ek és npn bipoláris tranzisztorok felhasználásával is. Ezeket láthatjuk a 9.7. és 9.8. ábrán.

Az eredő eszköz ebben az esetben az elől elhelyezkedő FET-hez fog hasonlítani, de paraméterei módosulnak.



9.8. ábra. Tranzisztorpár p-csatornás j-FET és npn bipoláris tranzisztor felhasználásával

Az elől lévő FET miatt az eredő eszköz bemeneti ellenállása végtelen nagyra tekinthető. A meredekség előnyösen változik, értéke:

$$g_m^{(e)} = g_m^{(1)} \cdot h_{21}^{(2)}$$

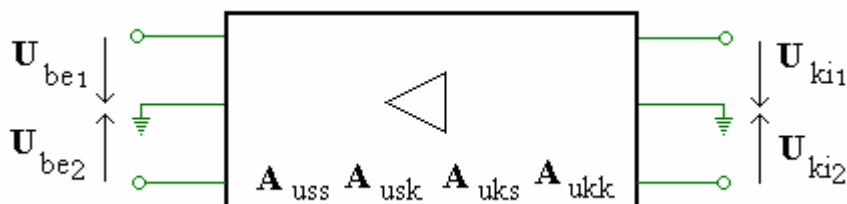
Az eredő térvezérlésű tranzisztor drain-source közötti vezetése az alábbi összefüggéssel adható meg:

$$g_{DS}^{(e)} = h_{22}^{(2)} + (h_{21}^{(2)} + 1) \cdot g_{DS}^{(1)}$$

Nagyon ritkán előfordul, hogy kettőnél több tranzisztort kapcsolnak össze az előzőekben vázolt (4.6.a-d.) megoldások kombinációjával. Ne felejtsük el azonban, hogy az áramerősítési tényező (B , illetve β) növelésére más módszerek is vannak. A keskenybázisú vagy szuperbétájú tranzisztorokkal elérhető az ezret meghaladó áramerősítési tényező is.

10. Szimmetrikus erősítők

Az eddigiek során mindig átmenő földdel rendelkező, egy bemenettel és egy kimenettel ellátott aszimmetrikus erősítőkről volt szó. Az ebben a fejezetben ismertetésre kerülő erősítőknek két, egymástól független bemenete és két (esetleg egy) kimenete lesz.

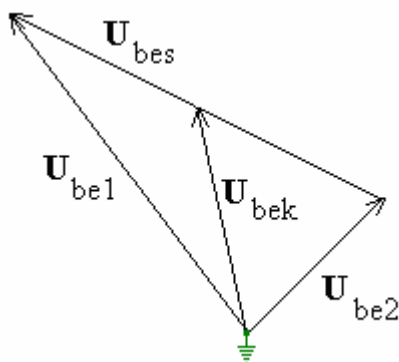


10.1. ábra. Szimmetrikus erősítő

A szimmetrikus erősítők vezérlési formája lehet:

- általános vagy
- speciális, ezen belül:
 - szimmetrikus,
 - aszimmetrikus vagy
 - közös vezérlés.

Általános vezérlés esetén semmilyen megkötést nem teszünk u_{be1} és u_{be2} kapcsolatára, egymástól teljesen függetlenül változhatnak. Az általános vezérlés vektordiagramját a 10.2. ábra mutatja:



10.2. ábra. Az általános vezérlés vektordiagramja

A feszültségeket vektorokkal ábrázolva jutunk a 10.2 ábrához. A bemeneteket vezérlő u_{be1} és u_{be2} feszültségeket felírhatjuk a bemenetekre jutó közös és szimmetrikus komponensek segítségével. A közös komponens a bemenetekre kerülő vezérlőjelek összegének a fele, míg a szimmetrikus komponens a két vezérlőjel különbségeként adható meg. Képletszerűen:

$$\overline{u_{bes}} = \overline{u_{be1}} - \overline{u_{be2}}$$

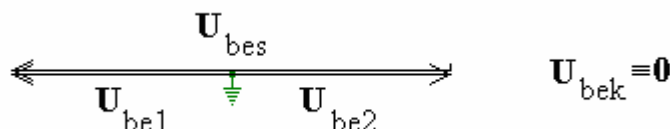
$$\overline{u_{bek}} = \frac{\overline{u_{be1}} + \overline{u_{be2}}}{2}$$

Ezek alapján a bemeneti jelek a közös és szimmetrikus összetevők segítségével a következő alakra hozhatók:

$$\overline{u_{be1}} = \overline{u_{bek}} + \frac{\overline{u_{bes}}}{2}$$

$$\overline{u_{be2}} = \overline{u_{bek}} - \frac{\overline{u_{bes}}}{2}$$

Most pedig térjünk rá a speciális vezérlési formákra. Abban az esetben, ha a bemeneti jeleknek közös komponense nincs, szimmetrikus vezérlésről beszélünk. A szimmetrikus vezérlés vektordiagramját a 10.3. ábra mutatja:



10.3. ábra. A szimmetrikus vezérlés vektordiagramja

A vektorok szemléletesen mutatják a feszültségek egymáshoz való viszonyát, kapcsolatát. Képletszerűen az alábbi összefüggések adhatók meg:

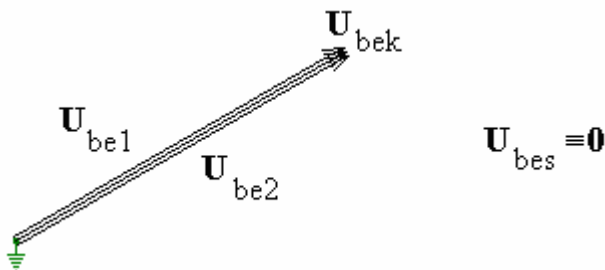
$$\overline{u_{bek}} \equiv 0$$

$$\overline{u_{be1}} = -\overline{u_{be2}} = \frac{\overline{u_{bes}}}{2}$$

$$\left| \overline{u_{be1}} \right| = \left| \overline{u_{be2}} \right|$$

Szimmetrikus vezérlés esetén tehát a bemeneti jelek azonos nagyságúak, de fázisuk ellentétes.

Szintén speciális vezérlési formának nevezhető az az eset, amikor a bemeneti jelek szimmetrikus komponense hiányzik. Ezt a vezérlési formát közös vezérlésnek nevezzük. A közös vezérlés vektordiagramját a 10.4. ábrán láthatjuk.



10.4. ábra. A közös vezérlés vektordiagramja

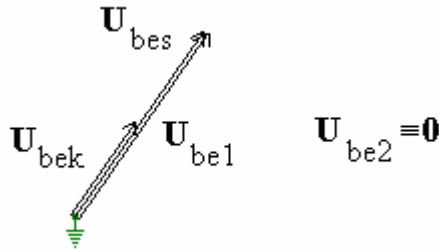
A közös vezérlés esetén az alábbi összefüggések állnak fenn:

$$\overline{u_{bes}} \equiv 0$$

$$\overline{u_{be1}} = \overline{u_{be2}} = \overline{u_{bek}}$$

Mivel közös vezérlésnél a két bemeneti jel amplitúdója és fázisa is megegyezik, gyakorlatilag úgy tekinthetjük, hogy a két bemenet össze van kötve.

A speciális vezérlési formák harmadik esete az, amikor az egyik bemeneti jel vezérlés nélkül marad. Ekkor aszimmetrikus vezérlésről beszélünk. Későbbi tanulmányaink során látni fogjuk, hogy a műveleti erősítők gyakran aszimmetrikus vezérléssel dolgoznak. Az aszimmetrikus vezérlés vektordiagramját a 10.5. ábra mutatja:



10.5. ábra. Az aszimmetrikus vezérlés vektordiagramja

$$\overline{u_{be2}} \equiv 0$$

$$\overline{u_{be1}} = \overline{u_{bes}} = 2 \cdot \overline{u_{bek}}$$

A bemeneti jelekre bemutatott felbontáshoz hasonlóan a kimeneti jelek is felírhatók közös és szimmetrikus komponensek segítségével:

$$\overline{u_{kis}} = \overline{u_{ki1}} - \overline{u_{ki2}}$$

$$\overline{u_{kik}} = \frac{\overline{u_{ki1}} + \overline{u_{ki2}}}{2}$$

$$\overline{u_{ki1}} = \overline{u_{kik}} + \frac{\overline{u_{kis}}}{2}$$

$$\overline{u_{ki2}} = \overline{u_{kik}} - \frac{\overline{u_{kis}}}{2}$$

Mindezek ismeretében már felírhatjuk a bemeneti és a kimeneti jelek közötti kapcsolatot:

$$\overline{u_{kis}} = A_{uss} \cdot \overline{u_{bes}} + A_{usk} \cdot \overline{u_{bek}}$$

$$\overline{u_{kik}} = A_{uks} \cdot \overline{u_{bes}} + A_{ukk} \cdot \overline{u_{bek}}$$

Az egyenletekben szereplő négy erősítés-paraméter definíció szerint az alábbi képletekkel adható meg:

$$A_{uss} = \frac{u_{kis}}{u_{bes}} \Big|_{u_{bek}=0} \quad A_{usk} = \frac{u_{kis}}{u_{bek}} \Big|_{u_{bes}=0} \quad A_{uks} = \frac{u_{kik}}{u_{bes}} \Big|_{u_{bek}=0} \quad A_{ukk} = \frac{u_{kik}}{u_{bek}} \Big|_{u_{bes}=0}$$

A két kimenet helyett gyakran csak egyetlen kimenettel rendelkezik az erősítő. Így szimmetrikus bemenetű és aszimmetrikus kimenetű kapcsoláshoz jutunk. Ilyenek az analóg kapcsolástechnikában nagyon elterjedt műveleti erősítők. Vezessük le egyetlen kimenet esetén a szimmetrikus bemenettel rendelkező erősítő kimeneti jelének nagyságát:

$$\begin{aligned} u_{kia} &= u_{kik} + \frac{u_{kis}}{2} = \frac{1}{2} \cdot A_{uss} \cdot u_{bes} + \frac{1}{2} \cdot A_{usk} \cdot u_{bek} + A_{uks} \cdot u_{bes} + A_{ukk} \cdot u_{bek} = \\ &= \frac{1}{2} \cdot A_{uss} \cdot \left(u_{bes} + \frac{A_{usk}}{A_{uss}} \cdot u_{bek} + 2 \cdot \frac{A_{uks}}{A_{uss}} \cdot u_{bes} + 2 \cdot \frac{A_{ukk}}{A_{uss}} \cdot u_{bek} \right) \approx \end{aligned}$$

A zárójelben szereplő harmadik tag a gyakorlati mérések tanúsága szerint elhanyagolhatóan kicsi, ezért

$$u_{kia} \approx \frac{1}{2} \cdot A_{uss} \cdot \left[u_{bes} + \left(\frac{A_{usk}}{A_{uss}} + 2 \cdot \frac{A_{ukk}}{A_{uss}} \right) \cdot u_{bek} \right]$$

A kettős zárójelben szereplő hányadosok reciprokát fontosságuk miatt külön névvel jelöljük. A szimmetrikus, illetve a közös bemeneti jel hatására létrejövő szimmetrikus kimeneti jelre vizsgált feszültség-erősítések hányadosát közösjel-elnyomási tényezőnek hívjuk, és E_k -val jelöljük.

$$E_k = \frac{A_{uss}}{A_{usk}}$$

A szimmetrikus bemeneti jel hatására létrejövő szimmetrikus kimeneti feszültség-erősítés és a közös bemeneti jel hatására létrejövő közös kimeneti feszültség-erősítés hányadosát diszkriminációs tényezőnek hívjuk, és D_u -val rövidítjük.

$$D_u = \frac{A_{uss}}{A_{ukk}}$$

Mindkét paraméter arra utal, hogy mennyire dominál a kimeneti jelben a szimmetrikus bemeneti jel hatására létrejövő szimmetrikus kimeneti komponens. Áramkörünk döntő többségében azt szeretnénk elérni,

hogy A_{uss} lényegesen nagyobb legyen a többi erősítéssparaméternél, azaz E_k és D_u minél nagyobb legyen, lehetőleg tartson a végtelenhez.

Behelyettesítve a fenti egyenletbe, a kimeneti jelre E_k és D_u segítségével az alábbi alakot kapjuk:

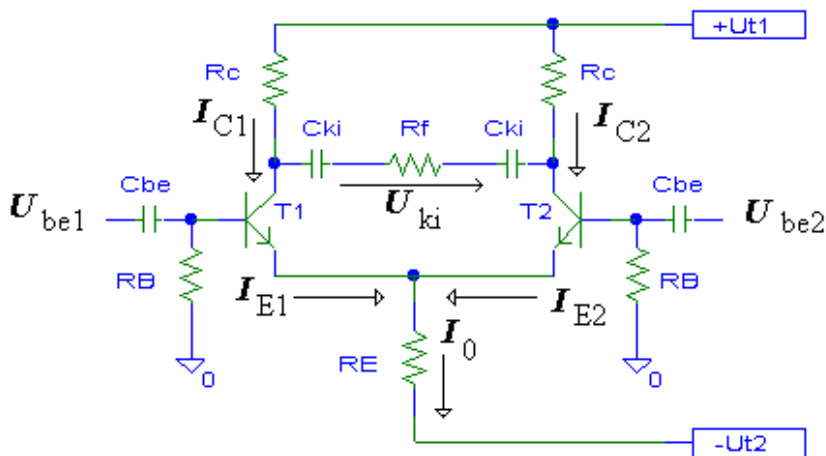
$$u_{kia} \approx \frac{1}{2} \cdot A_{uss} \cdot \left[u_{bes} + \left(\frac{1}{E_k} + \frac{2}{D_u} \right) \cdot u_{bek} \right]$$

Gyakran nem adják meg E_k és D_u értékeit külön-külön, hanem helyette egyetlen adattal jellemzik a kapcsolást, melyet közösmódusú jelel-nyomási tényezőnek hívnak. Angol nevének (Common Mode Rejection Ratio) rövidítése alapján ezt CMRR-rel jelöljük, meghatározása pedig a következő egyenlet alapján történhet:

$$\frac{1}{CMRR} = \frac{1}{E_k} + \frac{2}{D_u}$$

Természetesen szeretnénk, ha CMRR is minél nagyobb értéket venne fel.

10.1. A differenciálerősítő



10.6. ábra. Differenciálerősítő

Az analóg áramkörök között gyakorlati jelentősége miatt kiemelkedően fontos a differenciálerősítő. Az analóg integrált áramkörök alapvető eleme. Nélkülözhetetlen a műveleti erősítőkben, komparátorokban, szorzókban, modulátorokban, demodulátorokban és AM-FM készülékekben egyaránt. A kapcsolást – legegyszerűbb formájában – a 10.6. ábrán láthatjuk.

A differenciálerősítő transzfer karakterisztikáját (I_C - U_{bes}) az alábbi számításokkal határozhatjuk meg:

$$I_{E1} = I_{ES} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} - 1 \right) \approx I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}$$

$$I_{E2} = I_{ES} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}} - 1 \right) \approx I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}$$

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2} \approx I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} + I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}$$

$$I_0 \approx \underbrace{I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}}_{I_{E1}} \cdot \left(1 + e^{\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}} \right)$$

$$I_0 \approx \underbrace{I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}}}_{I_{E2}} \cdot \left(1 + e^{\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}} \right)$$

Most használjuk ki az alábbi trigonometriai összefüggést:

$$\frac{1}{1 + e^{-x}} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + th \frac{x}{2} \right)$$

Ez alapján:

$$I_{E1} \approx \frac{I_0}{1 + e^{\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}}} \approx \frac{1}{2} \cdot I_0 \cdot \left(1 + th \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{2 \cdot U_T} \right)$$

$$I_{E2} \approx \frac{I_0}{1 + e^{\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}}} \approx \frac{1}{2} \cdot I_0 \cdot \left(1 - th \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{2 \cdot U_T} \right)$$

Tudjuk továbbá, hogy

$$I_{C1} \approx \alpha \cdot I_{E1} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_{E1} \quad I_{C2} \approx \alpha \cdot I_{E2} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_{E2}$$

és

$$U_{BE1} - U_{BE2} = U_{be1} - U_{be2} = U_{bes}$$

ezért az alábbi – I_0 -ra és U_T -re normalizált (így mértékegység nélküli) – egyenletekhez jutunk:

$$\frac{I_{C1}}{I_0} \approx \alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(1 + th \frac{U_{bes}}{2 \cdot U_T} \right) \approx \frac{1}{2} \cdot \left(1 + th \frac{U_{bes}}{2 \cdot U_T} \right) \quad y_1 = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + th \frac{x}{2} \right)$$

$$\frac{I_{C2}}{I_0} \approx \alpha \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(1 - th \frac{U_{bes}}{2 \cdot U_T} \right) \approx \frac{1}{2} \cdot \left(1 - th \frac{U_{bes}}{2 \cdot U_T} \right) \quad y_2 = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - th \frac{x}{2} \right)$$

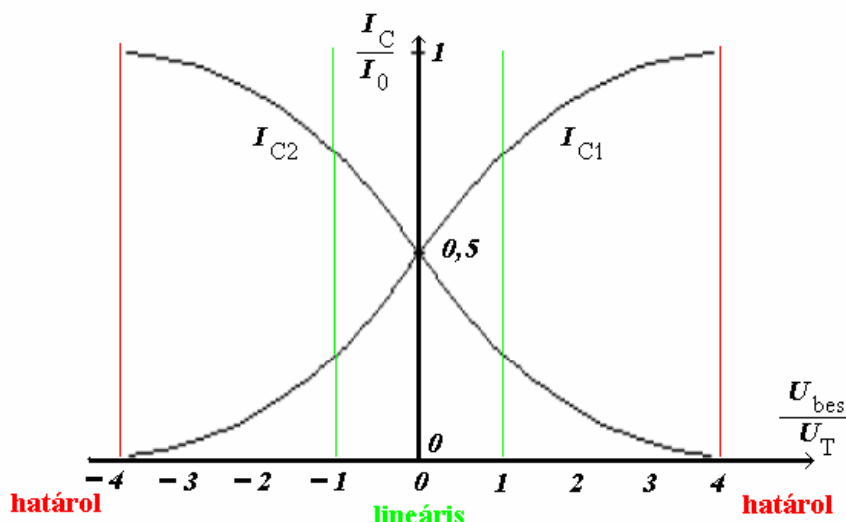
A jobb oldalon az áttekinthetőség érdekében x-y-nal helyettesítettük a változókat. (feltéve, hogy $\alpha \approx 1$)

Kiszámítva a konkrét értékeket az alábbi táblázathoz jutunk:

x	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
y ₁	0,018	0,047	0,12	0,27	0,5	0,73	0,88	0,953	0,982
y ₂	0,982	0,953	0,88	0,73	0,5	0,27	0,12	0,047	0,018

Eredményeinket grafikusán ábrázolva a 10.7. ábrán láthatjuk.

A karakterisztika alapján kijelenthetjük, hogy a differenciálerősítő csak kb. $\pm U_T$ bemeneti feszültségtartományban tekinthető lineárisnak, tehát kb. ± 25 mV-ig (!). Ha a bemeneti jel nagysága meghaladja a $\pm 4 U_T$ -t, azaz kb. ± 100 mV-ot, akkor gyakorlatilag csak az egyik tranzisztoron folyik áram, csaknem az összes, míg a másik lezártnak tekinthető. Ekkor a kapcsolás már határolni fog.



10.7. ábra. A differenciálerősítő transzfer karakterisztikája

A transzfer karakterisztika az $U_{bes} = 0$ esetén emelkedik a leggyorsabban. A kapcsolás meredeksége (S) ebben a pontban (S_0):

$$S_0 = \left. \frac{dI_C}{dU_{bes}} \right|_{U_{bes}=0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha \cdot I_0}{2 \cdot U_T} = \frac{\alpha \cdot I_0}{4 \cdot U_T}$$

A differenciálerősítő meredeksége a teljes bemeneti jeltartományban:

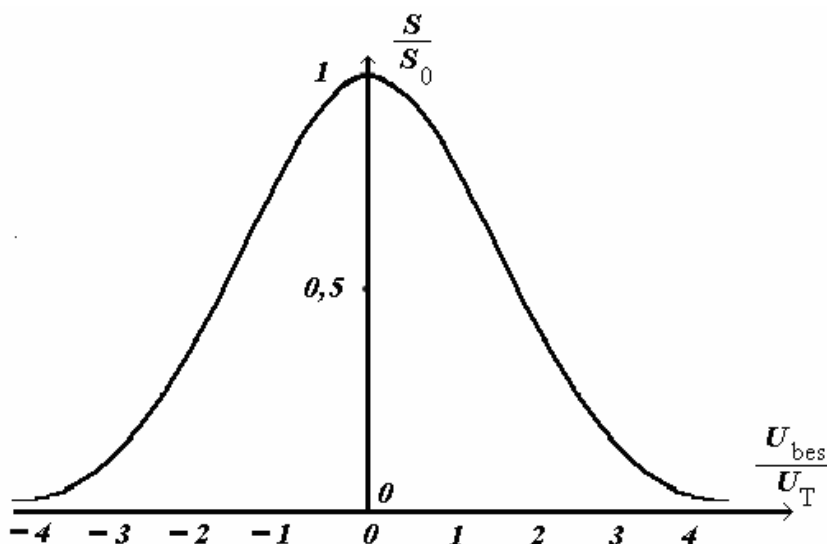
$$S = \frac{dI_C}{dU_{bes}} = \frac{\alpha \cdot I_0}{4 \cdot U_T} \cdot \left(1 - th^2 \frac{U_{bes}}{2 \cdot U_T} \right)$$

normalizálva:

$$\frac{S}{S_0} = 1 - th^2 \frac{U_{bes}}{2 \cdot U_T} \quad y = 1 - th^2 \frac{x}{2}$$

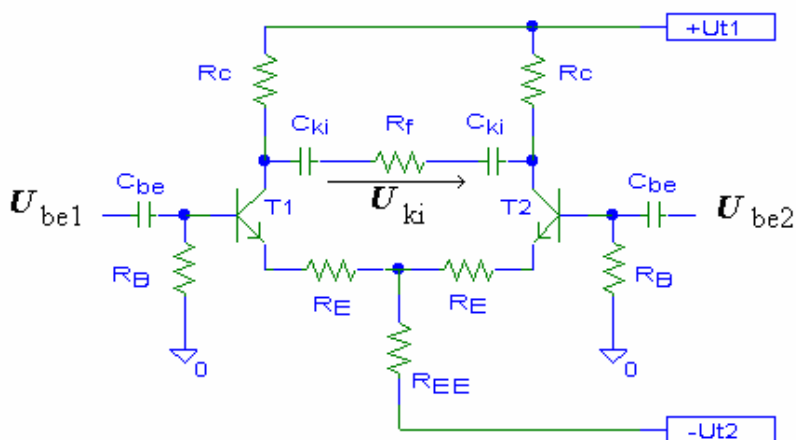
x	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
y	0,08	0,2	0,4	0,8	1	0,8	0,4	0,2	0,08

Ábrázolva a fenti adatokat a következő grafikont kapjuk:

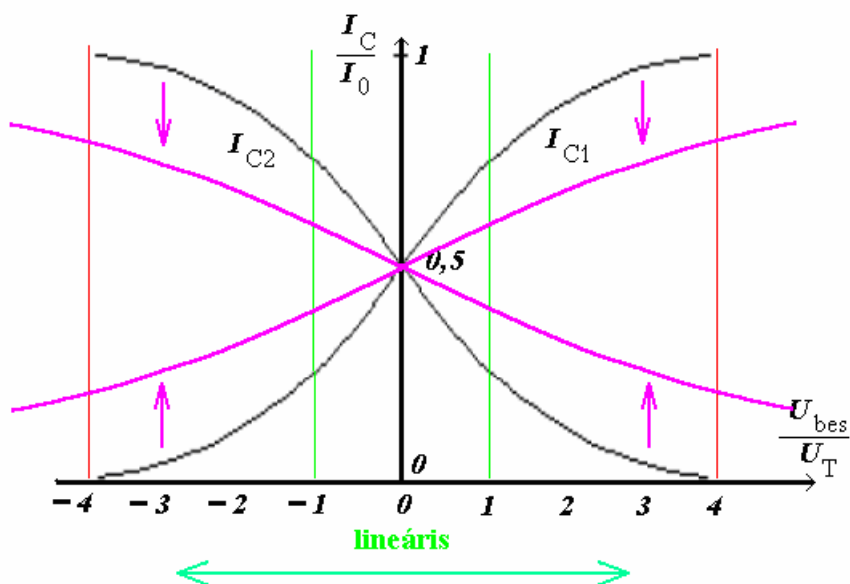


10.8. ábra. A differenciálerősítő meredekségének változása a vezérlés függvényében

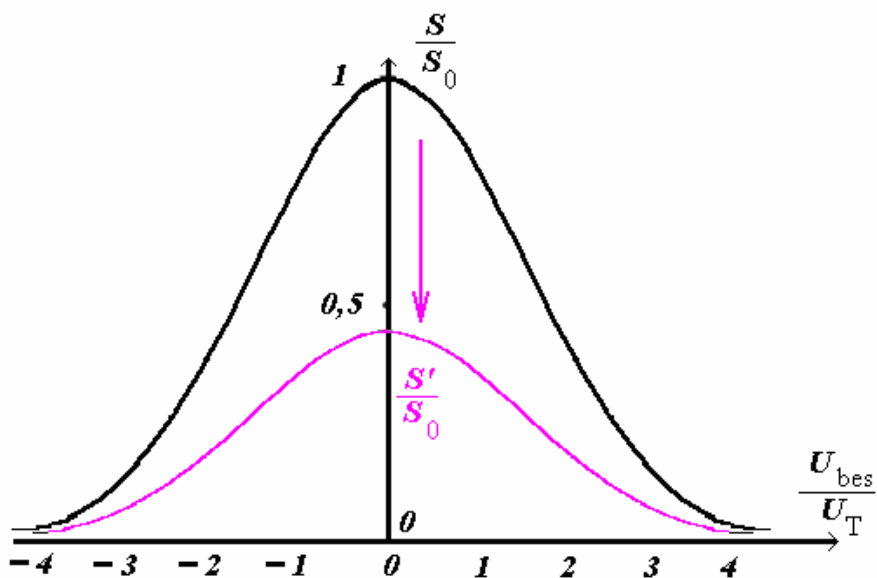
A linearitási tartomány növelése érdekében a 10.6. ábrán látható kapcsolást lássuk el negatív soros áram-visszacsatolással: (lásd 10.9. ábra)



10.9. ábra. A linearitási tartomány növelése -SI visszacsatolással (R_E)



10.10. ábra. A -SI visszacsatolás hatása a transzfer karakterisztikára



10.11. ábra. A meredekség változása a -SI-visszacsatolás következtében

Az emitterkörü R_E ellenállások beépítésével a transzfer karakterisztika laposabbá válik, és ezáltal a linearitási tartomány megnő. Ezzel egyidejűleg azonban a kapcsolás meredeksége (és ezáltal feszültségerősítése is) leromlik.

A 10.6. ábrán látható kapcsolásra határozzuk meg a különböző vezérlések mellett a differenciálerősítő üzemi paramétereit!

10.2. A differenciálerősítő különböző vezérlési formák esetén

10.2.1. A differenciálerősítő szimmetrikus vezérlése

Szimmetrikus vezérlés esetén a tranzisztorok közös emitterpontjának és a fogyasztó középpontjának egyenfeszültsége nem változik, így ezek virtuális földpontnak tekinthetők számításaink során. Ezáltal a kapcsolás két, ellentétes fázisban működő, hidegített emitteres közös emitteres kapcsolásra osztható, melyeknek kollektorán a fogyasztónak csak a fele látszik terhelésként. Szimmetrikus bemeneti jel hatására a kimeneti jel szimmetrikus komponensének erősítése ezek alapján:

$$A_{uss} = \frac{u_{kis}}{u_{bes}} = -g_m \cdot \left(R_C \times \frac{1}{h_{22}} \times \frac{R_f}{2} \right) \approx -g_m \cdot \left(R_C \times \frac{R_f}{2} \right)$$

A teljes szimmetria miatt szimmetrikus bemeneti jelre közös kimeneti komponens ideális esetben nem lesz, tehát:

$$A_{uks} = \frac{u_{kik}}{u_{bes}} = 0$$

A kapcsolás bemeneti ellenállása éppen kétszerese az így félbevágott kapcsolásnak:

$$R_{bes} = 2 \cdot (R_B \times h_{11}) = 2 \cdot \{ R_B \times [r_{BB\odot} + (h_{21} + 1) \cdot r_e] \}$$

A kimeneti ellenállás hasonlóan kétszerese a félbevágott kapcsolásnak:

$$R_{kis} = 2 \cdot \left(R_C \times \frac{1}{h_{22}} \right) \approx 2 \cdot R_C$$

10.2.2. A differenciálerősítő közös vezérlése

Közös vezérlés esetén az 5.6 kapcsolás két teljesen egyforma, párhuzamosan kötött hidegítetlen emitteres közös emitteres kapcsolásra osztható, ahol az emitterekhez az R_E ellenállások kétszeresének megfelelő ellenállás csatlakozik.

Ugyanakkor a fogyasztó két végpontja mindig azonos potenciálón lesz, ezért rajta áram nem fog folyni, következésképpen úgy tekinthető, mintha R_f ott sem lenne.

Közös bemeneti jel hatására a kimeneti jel közös komponensének erősítése ezek alapján:

$$A_{ukk} = \frac{u_{kik}}{u_{bek}} = - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot 2 \cdot R_E}$$

A teljes szimmetria miatt ideális esetben közös bemeneti jelre szimmetrikus kimeneti komponens nem lesz, tehát:

$$A_{usk} = \frac{u_{kis}}{u_{bek}} = 0$$

A kapcsolás bemeneti ellenállása éppen fele lesz a két teljesen egyforma, párhuzamosan kapcsolt áramkör egyikének, ezért:

$$R_{bek} = \frac{1}{2} \cdot \{R_B \times [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot 2 \cdot R_E]\}$$

A kimeneti ellenállás hasonlóan fele a párhuzamosan kötött kapcsolások egyikének, azaz:

$$R_{kik} = \frac{1}{2} \cdot R_C$$

10.2.3. A differenciálerősítő aszimmetrikus vezérlése

Aszimmetrikus vezérlés során a bemeneti jellel nem vezérelt tranzisztor (T_2) közös bázisú kapcsolássá válik, míg a vezérelt tranzisztor (T_1) közös emitteres kapcsolás lesz, melynek emitterkörében a T_2 -ből felépülő közös bázisú kapcsolás bemeneti ellenállása látszik.

A számítások egyszerűsítése miatt tekintsünk el a fogyasztó hatásától. Továbbá feltesszük, hogy a két tranzisztor teljesen azonos munkapontban dolgozik.

Ekkor a kapcsolás erősítése a vezérelt (Γ_1) tranzisztor kollektoráig:

$$A_{u1} = -\frac{g_m^{(1)} \cdot R_C}{1 + g_m^{(1)} R_{be}^{(KB)}} \approx -\frac{g_m^{(1)} \cdot R_C}{1 + g_m^{(1)} \cdot r_e^{(2)}} \approx -\frac{1}{2} \cdot g_m \cdot R_C$$

A T_2 -es tranzisztor kollektoráig mindkét tranzisztoron áthalad a jel. Az első tranzisztor ebből a szempontból közös kollektoros kapcsolásban dolgozik. Ennek kimeneti jele vezérli a közös bázisú második tranzisztort.

$$A_{u2} = A_{u2}^{(1)} \cdot A_{u2}^{(2)} = \frac{g_m^{(1)} \cdot R_t^{(1)}}{1 + g_m^{(1)} \cdot R_t^{(1)}} \cdot g_m^{(2)} \cdot R_t^{(2)} = \frac{g_m^{(1)} \cdot r_e^{(2)}}{1 + g_m^{(1)} \cdot r_e^{(2)}} \cdot g_m^{(2)} \cdot R_c$$

$$A_{u2} = \frac{1}{2} \cdot g_m^{(2)} \cdot R_c$$

A kapcsolás eredő erősítése (a két kollektor között értelmezve):

$$A_u^{(e)} = A_{u1} - A_{u2} = -g_m \cdot R_c$$

Láthatóan a kapcsolás teljesen úgy viselkedik, mintha szimmetrikus vezérlést kapna. Figyelembe véve a fogyasztót is, a kapcsolás feszültség-erősítése:

$$A_u^{(e)} = -g_m \cdot \left(R_C \times \frac{R_f}{2} \right) = -g_m \cdot \frac{R_C \cdot R_f}{2 \cdot R_C + R_f}$$

$$R_{bea} = R_B \times [h_{11}^{(1)} + (h_{21}^{(1)} + 1) \cdot (R_{be}^{(KB)} \times R_E)] \approx$$

$$\approx R_B \times [h_{11}^{(1)} + (h_{21}^{(1)} + 1) \cdot (r_e^{(2)} \times R_E)] \approx R_B \times [h_{11}^{(1)} + (h_{21}^{(1)} + 1) \cdot r_e^{(2)}] \approx$$

$$\approx R_B \times (h_{11}^{(1)} + h_{11}^{(2)}) \approx R_B \times (2 \cdot h_{11})$$

$$R_{kia} = 2 \cdot R_C$$

Az erősítéssparaméterek alapján már meghatározható a közösjel-elnyomási tényező (E_k) és a diszkriminációs tényező (D_w).

Az előző, idealizált (tökéletesen egyforma tranzisztorokat feltételező) számításaink szerint:

$$E_k = \frac{A_{uss}}{A_{usk}} = \frac{-g_m \cdot \left(R_C \times \frac{R_f}{2}\right)}{0} \Rightarrow \infty$$

A valóságos áramkörök közösjel-elnyomási tényezője véges, értéke bizonyítás nélkül:

$$E_k = \frac{-g_m \cdot R_C}{R_C \cdot \Delta g_m + g_m \cdot \Delta R_C} \cdot (1 + g_m \cdot 2 \cdot R_E) = -\frac{1 + g_m \cdot 2 \cdot R_E}{\frac{\Delta g_m}{g_m} + \frac{\Delta R_C}{R_C}}$$

A diszkriminációs tényező pedig:

$$D_u = \frac{A_{uss}}{A_{ukk}} = \frac{-g_m \cdot \left(R_C \times \frac{R_f}{2}\right)}{-g_m \cdot R_C} \cdot (1 + g_m \cdot 2 \cdot R_E) = \frac{R_f}{2 \cdot R_C + R_f} \cdot (1 + g_m \cdot 2 \cdot R_E)$$

10.3. Továbbfejlesztett változatok

Differenciálerősítőnkkel szeretnénk a bemeneti jel szimmetrikus komponenseit minél nagyobb mértékben erősíteni, ugyanakkor a bemeneti jel közös komponensei lehetőleg ne erősödjenek, sőt, ha lehet, ezeket csillapítsa a kapcsolásunk. Ezzel egyidejűleg persze jó lenne, ha az áramkör a bemeneti jel közös komponensének hatására nem produkálna a kimeneti jelben számottevő szimmetrikus jelet.

Ezeket a kívánalmakat úgy is megfogalmazhatjuk, hogy lehetőleg A_{uss} értéke legyen sokkal nagyobb, mint A_{usk} , illetve A_{ukk} . Azaz (a feszültség-erősítés-paraméterek hányadosában gondolkodva) E_k és D_u legyenek minél nagyobbak. Az eddig megismert kapcsolással (lásd 10.6. ábra) ezek a paraméterek 35-40 dB körül mozognak.

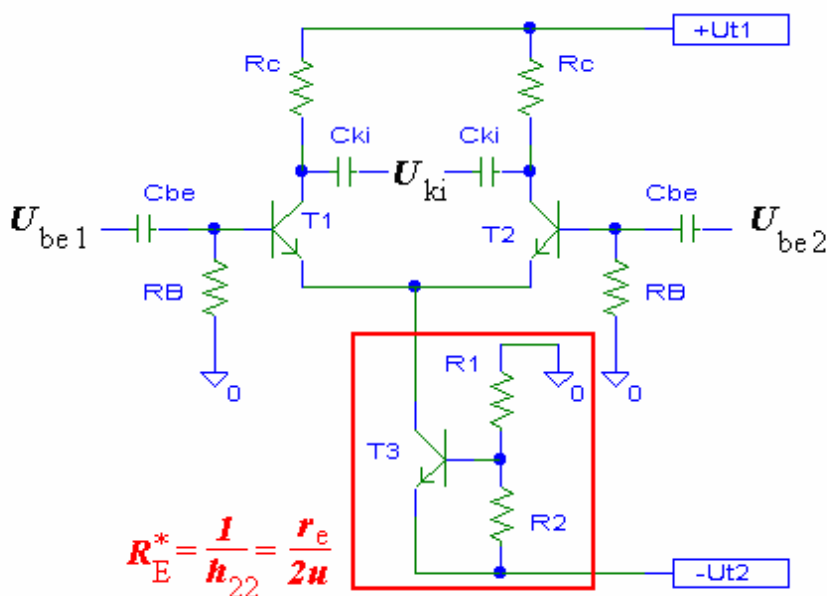
A fenti számításaink azt mutatják, hogy e két, az áramkörünk tulajdonságát jellemző paraméter akkor növelhető egyidejűleg, ha az

$$(1 + g_m \cdot R_E)$$

kellően nagy.

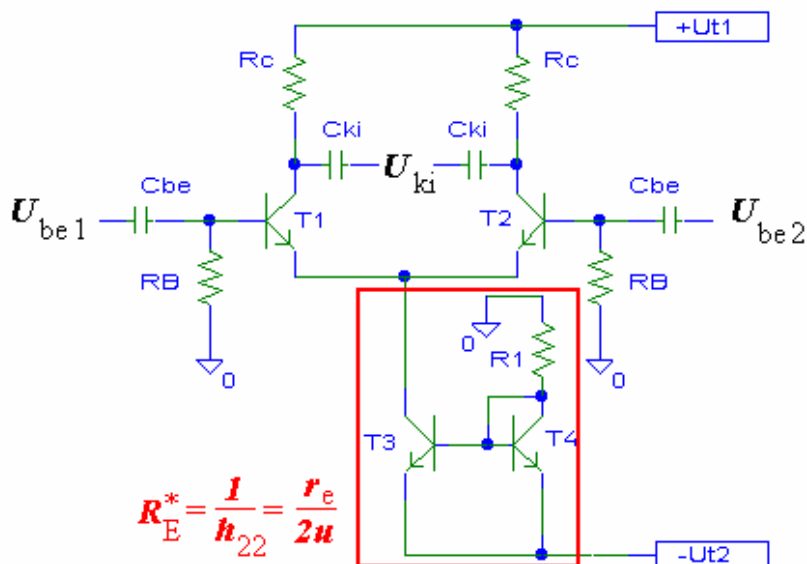
Vizsgáljuk ezt meg közelebbről! A tranzisztorok meredeksége a munkaponti áramtól függ. Ennek növelése a tápfeszültség által szabott korlátok miatt egy ponton túl már nem megy. Az emitter ellenállás (R_E) hasonló okok miatt nem lehet tetszőlegesen nagy. Használhatnánk ugyan a tranzisztorok telítésbe kerülésének megakadályozására nagyobb tápfeszültséget is, de ennek szintén van felső korlátja – a tranzisztorra megengedhető maximális kollektor-emitter feszültség (kb. 60-100 V).

A differenciálerősítő tulajdonságain ennek ellenére javíthatuk, de ehhez egy másik kapcsolásra van szükség. Olyanra, amelyik az emitter-ellenállást csak a kisjelű vezérlések szempontjából növeli meg, de az egyenáramú munkapont értékeit nem módosítja. Ezért az emitter-ellenállás helyére építsünk be a kapcsolásba áramgenerátort, ahogy az a 10.12. ábrán látható:

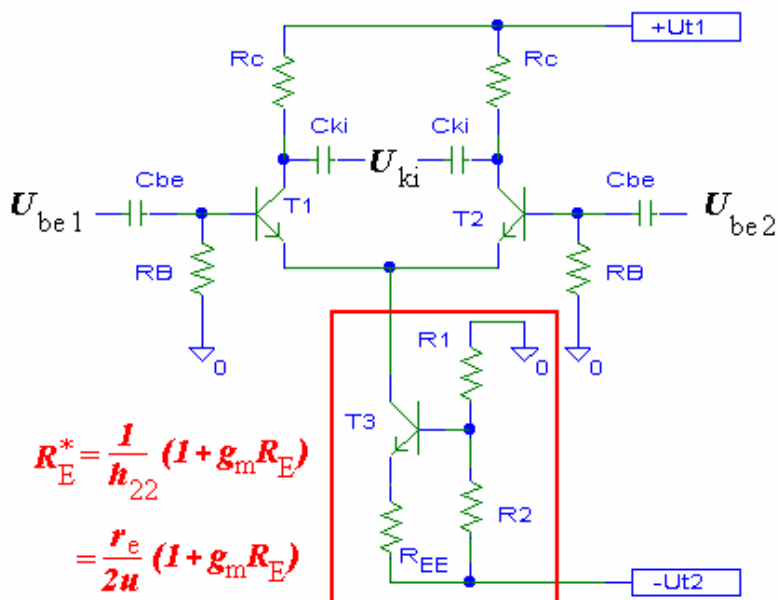


10.12. ábra. Differenciálerősítő, emitterkörében áramgenerátorral

Az emitterkörbe helyezett áramgenerátor lehet egy áramtükör egyik tagja is. Ezt a kapcsolást láthatjuk a 10.13. ábrán:



10.13. ábra. Differenciálerősítő, emitterkörében áramtükörrel



10.14. ábra. Javított kivitelű differenciálerősítő kapcsolás

Áramgenerátor alkalmazásával a differenciálerősítő közösjel-elnyomási tényezője és diszkriminációs tényezője jelentősen javul. Ne feledjük, hogy a fenti kapcsolások esetén az R_E^* meghatározásában szereplő h_{22} , μ és r_e a T3-as tranzisztorra vonatkoznak!

Az áramgenerátor belső ellenállásának növelésével a paraméterek még tovább javíthatók. (lásd. a 10.14. ábrát)

A 10.14. ábrán bemutatott kapcsolással elérhető a 60 dB-es E_k , illetve D_u érték is. Itt is ki kell hangsúlyozni, hogy a képletben szereplő h_{22} , μ , r_e és g_m a T3-as tranzisztorra vonatkozó adatok!

Ebben a kapcsolásban is lehet a T3-as tranzisztor egy áramtükör egyik tagja.

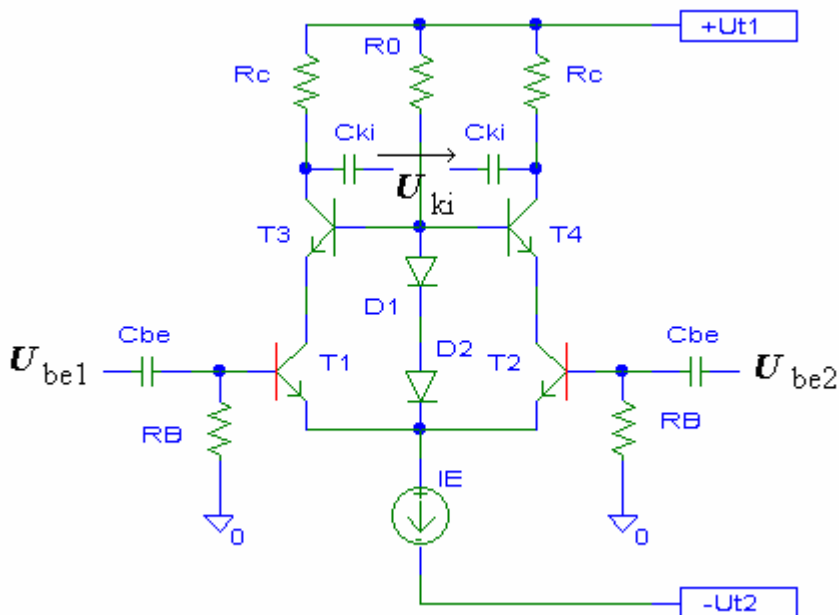
A linearitási tartomány növelése érdekében a 10.9. ábrához hasonlóan lehetőség van áramgenerátor alkalmazása mellett is a negatív soros áram-visszacsatolásra.

A differenciálerősítő további fontos paramétere a bemeneti ellenállása. Mint láttuk a közös vezérlés vizsgálatakor, az R_{bek} értéke lényegesen meghaladja R_{bes} értékét. A bemeneti szimmetrikus ellenállás növelhető a tranzisztor munkaponti áramának csökkentésével, hiszen ekkor r_e nőni fog, és vele nagyobb h_{11} értékeket kapunk.

Sajnos itt is kompromisszumra kell jutnunk, mert az emitteráram csökkenésével csökken a meredekség, azaz a feszültségerősítés is, továbbá előbb-utóbb zajproblémákba ütközünk. Többféle megoldás is kínálkozik.

Alkalmazhatunk a differenciálerősítőnkben T1 és T2 helyén Darlington tranzisztorpárokat. A bemeneti ellenállás növelhető azáltal is, hogy szuper β -jú tranzisztorokkal építjük fel kapcsolásunkat. Bár ilyen tranzisztorokkal a szimmetrikus bemeneti ellenállás elérheti a 20-50 M Ω -ot, beépítésük újabb problémákat vet fel.

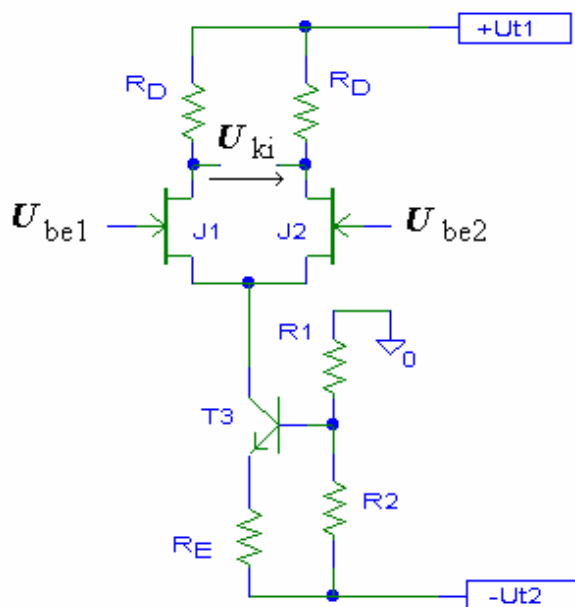
A nagyon keskeny bázisvastagság miatt ezeknek a tranzisztoroknak a kollektor-bázis diódája néhány V-os záróirányú előfeszítés mellett már letörik, mely az eszköz tönkremeneteléhez vezet. Ezért meg kell akadályozni ennél nagyobb záróirányú feszültség szintek kialakulását.



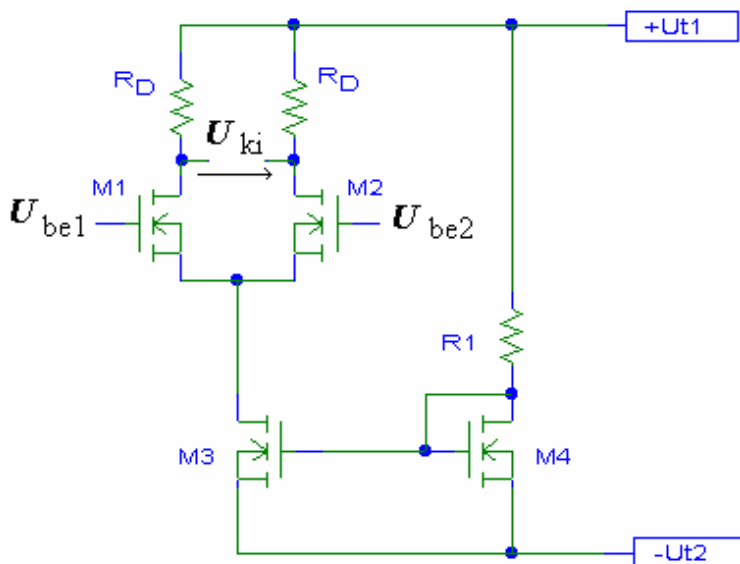
10.15. ábra. Differenciálerősítő kaszkód tranzisztorpárokkal kialakítva (T1 és T2 szuper β -jú tranzisztorok)

A 10.15. ábrán T1-T3, illetve T2-T4 kaszkód tranzisztorpárok. T1 és T2 közös emitteres, T3 és T4 közös bázisú alapkapsolásban üzemel. A két dióda D1 és D2 szerepe az, hogy a T1 és T2 szuper β -jú tranzisztorok kollektor-bázis feszültségét közel azonos szinten tartsa, függetlenül a bemeneti jel nagyságától. A diódák előfeszítésével elérhető, hogy rajtuk valamivel nagyobb feszültség essen, mint a tranzisztorok bázis-emitter feszültségei. Ezáltal a T1, illetve T2-es tranzisztorok kollektora pár tized V-tal pozitívabb lesz a bázisuk feszültségénél, ami biztosítja a normál aktív tartományban való munkapontot és a tranzisztorok védelmét.

Még nagyobb bemeneti ellenállás érhető el tervezérlésű tranzisztorokkal. Differenciálerősítőnket felépíthetjük j-FET-ekkel (10.16. ábra), vagy MOSFET-ekkel (10.17. ábra) is. A szimmetrikus bemeneti ellenállás ezekkel a kapcsolásokkal 10^{10} - $10^{12} \Omega$. A FET-ek kisebb meredeksége miatt ezen kapcsolások feszültségerősítése nem éri el a bipoláris tranzisztorokkal felépített áramkörökét.



10.16. ábra. Differenciálerősítő záróréteges térvezérlésű tranzisztorokkal

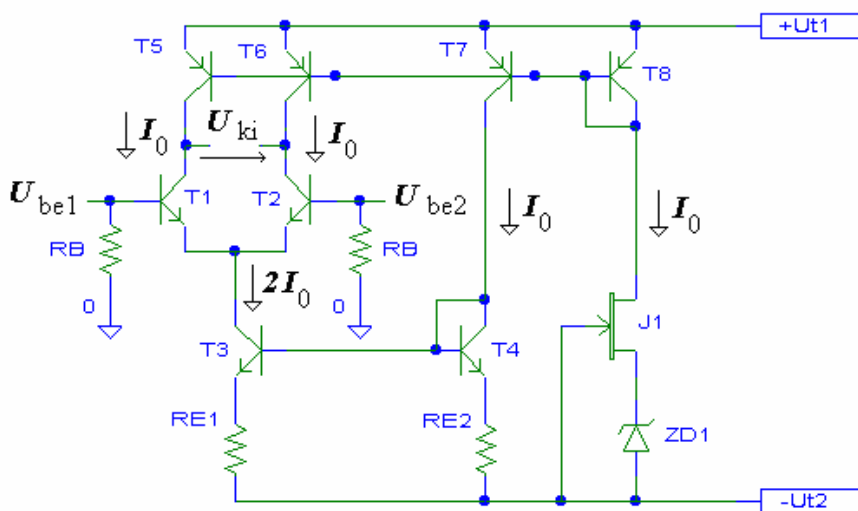


10.17. ábra. Differenciálerősítő szigetelt vezérlőelektródás térvezérlésű tranzisztorokkal

A differenciálerősítő kapcsolás feszültségerősítése a kollektorkörben elhelyezett aktív terhelésekkel növelhető tovább. Az aktív terhelések célszerűen áramgenerátorokkal valósíthatók meg.

A 10.18. ábrán látható kapcsolásban J1 és ZD1 egy stabil áramgenerátort képez. Ez az áram tükröződik a T5-T6-T7-T8 áramtükr-láncon az áramkör többi része felé.

A T3-T4 tranzisztorpár 2:1 arányú áramtükröt alkot. Ez úgy hozható létre, hogy R_{E2} -t nagyobbra választjuk, mint R_{E1} -et. Így a T4-es tranzisztor kevésbé lesz kinyitva, mint a T3-as. A megfelelő értékek esetén T4 árama fele akkora lesz, mint T3-é.



10.18. ábra. Differenciálerősítő aktív terheléssel

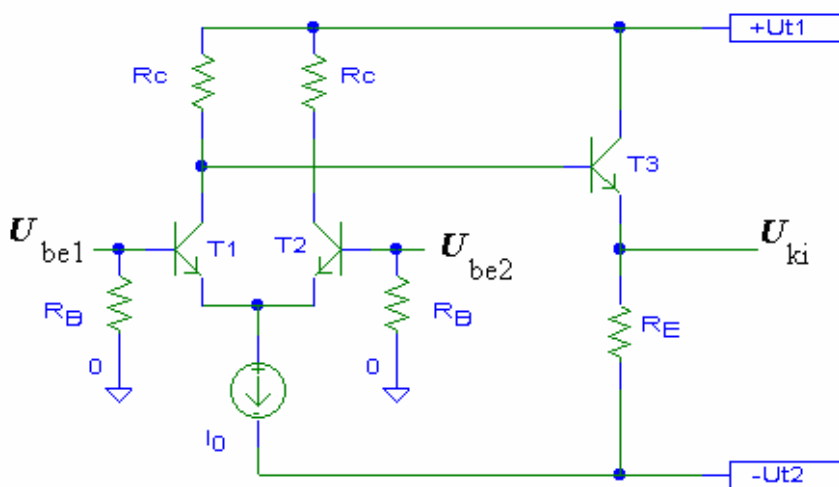
Az itt látható kapcsolás diszkrét alkatrészekből összeállítva nem nyújtja a várt jó paramétereket. Ennek oka, hogy a tranzisztorok gyártási szórásából eredő különbözőségek miatt sem T1-T2, sem az áramtükrök tranzisztorai nem egyeznek meg.

Ez a kapcsolás előrevetíti az integrált kiviteli forma szükségességét, ahol a tranzisztorok egy chipen készülve egymás "ikertestvérei" lesznek, ezáltal minden paraméterükben nagyon hasonlóak, közel azonosak lesznek.

10.4. Differenciálerősítő aszimmetrikus kimenettel

Az analóg kapcsolástechnika nagyon gyakran szimmetrikus bemenetű, de aszimmetrikus kimenetű erősítő kapcsolásokat igényel. A szimmetrikus bemenetet egyszerűen megvalósítható az előzőekben részletezett kapcsolások valamelyikével. Most vizsgáljuk meg, mi a legcélszerűbb módja annak, hogy a kimenetet aszimmetrikussá tegyünk.

Kézenfekvő lenne az a megoldás, hogy a differenciálerősítő egyik ágáról, az egyik tranzisztor kollektorpontjáról vegyünk le a kimeneti feszültséget. Ehhez megfelelne egy közös kollektoros kapcsolás, ahogy azt a 10.19. ábrán láthatjuk:



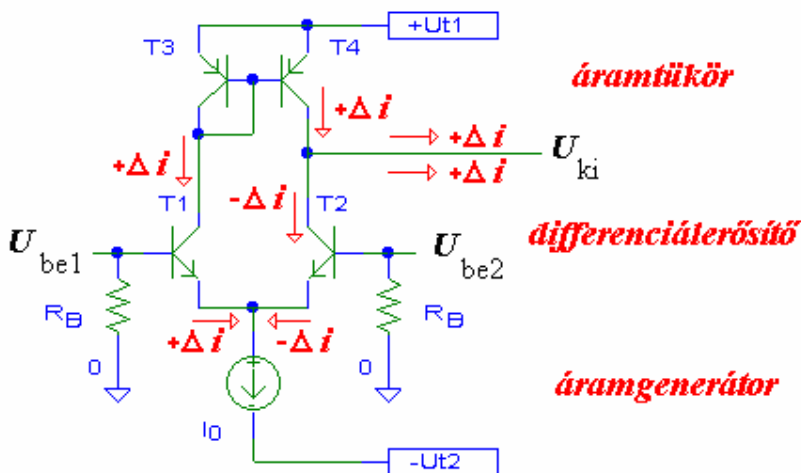
10.19. ábra. Differenciálerősítő aszimmetrikus kimenettel

Ez a kapcsolás sajnos számtalan hibával rendelkezik. A legfontosabbak a következők:

- A kimeneti feszültségszint mind a pozitív, mind a negatív tápfeszültségtől függ, annak változása kihat rá.
- A kimenetre erőteljes hatással van a bemeneti jel közös komponense is.
- A kimeneti feszültség fele elvész, mert a másik ágon jelentkező változásokat nem használjuk ki.

- T3 visszahat T1 munkapontjára, felbillentve ezzel a szimmetriát a két ág között.

Az aszimmetrikus kimenet megvalósítására született számtalan kapcsolási megoldás közül a legelterjedtebb az u.n. fázisösszegző kapcsolás. Ez három részből állítható össze. A differenciálerősítő (1) közös emitterágában áramgenerátor (2), kollektorkörében pedig áramtükör (3) található. Egy lehetséges kiviteli formáját a 10.20. ábrán láthatjuk.



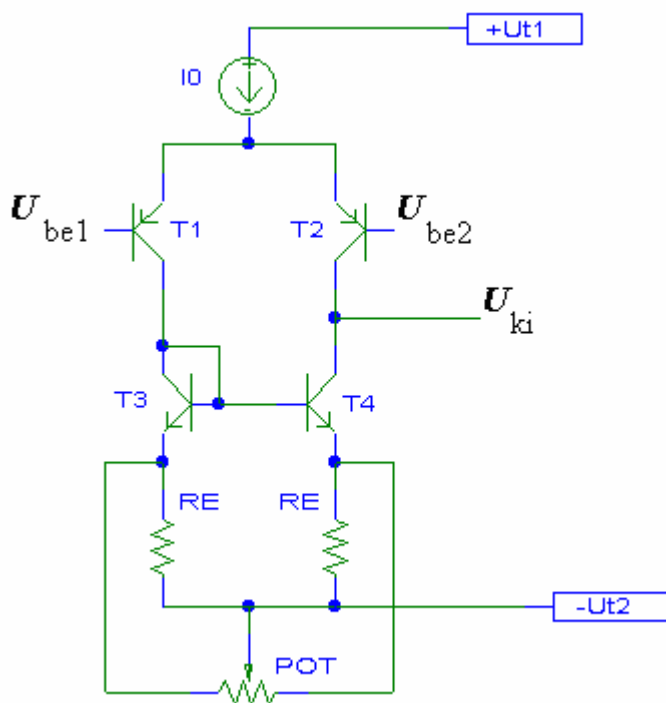
10.20. ábra. A fázisösszegző kapcsolás

A kapcsolás megértéséhez tegyük fel, hogy a T1 tranzisztorra pozitívabb bázisfeszültség érkezik. Ennek hatására a tranzistor jobban kinyit, árama (kollektor és emitterárama egyaránt) Δi -vel megnő. Ezzel egyidejűleg T2 bázisfeszültsége csökken (a szimmetrikus vezérlés miatt ugyanolyan mértékben, amilyen mértékben T1-é nőtt), aminek az lesz a következménye, hogy T2 emitter és kollektorárama Δi -vel csökkenni fog. Az alul elhelyezett áramgenerátor árama ezzel nem változik meg, értéke ugyanakkora marad.

T1 kollektoráramának növekedése azonban a T3-T4 áramtükör miatt Δi -vel megnöveli T4 kollektoráramát. T2 kollektorárama azonban Δi -vel kevesebb, mint a nyugalmi állapotban volt. Ezért ez a kettős Δi áramváltozás fog megjelenni a kimeneten, mely a fogyasztón (vagy a következő fokozaton) kétszeres feszültségváltozásként jelentkezik.

Láthatóan a fázisösszegző kapcsolás alig tartalmaz passzív alkatrészt. Jól integrálható, melynek további előnye, hogy a kapcsolás a tranzisztorok azonos viselkedése miatt egészen kiváló paraméterekkel rendelkezik.

Ha a 10.20. ábrán látható kapcsolást ellenkező típusú tranzisztorokkal készítjük el, továbbá ellátjuk a differenciálerősítő két ágának különbözőségét kiegyenlítő (ofszet-kompenzáló) áramkörrel, akkor már egy megvalósított integrált műveleti erősítő bemeneti fokozatát kapjuk, igaz még egyszerűsített formában. (lásd 10.21. ábra)



10.21. ábra. Műveleti erősítő bemeneti fokozata (egyszerűsített kapcsolási rajz)

A konkrét kapcsolásban ($\mu\text{A} 741$) a felső áramgenerátor egy áramtükör egyik tagjaként működő pnp bipolaris tranzisztor. T1 és T2 tranzisztorok helyett komplementer kaszkód (KC npn és KB szegmensvisszacsatolt pnp tranzisztoros) kapcsolásokat találunk, továbbá a T3-T4 áramtükör is precízebb kivitelű.

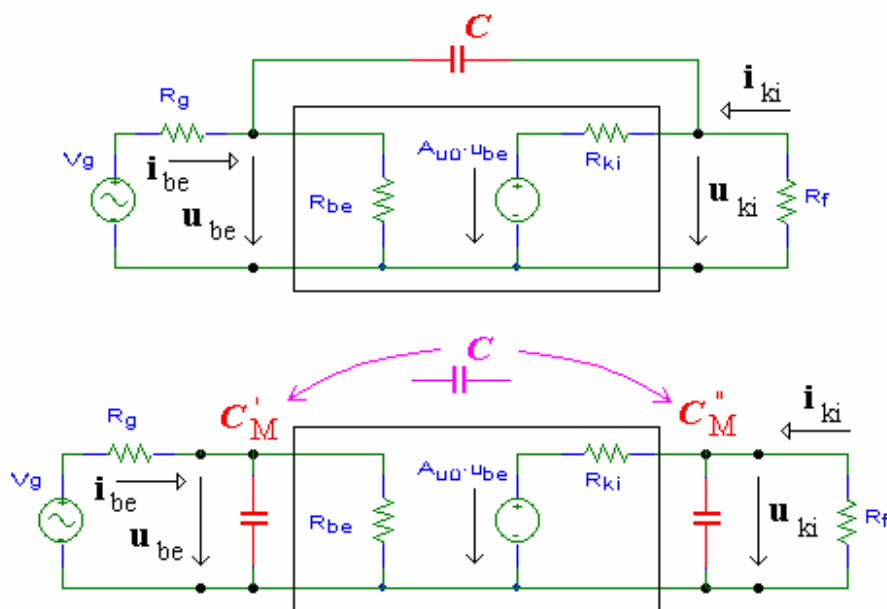
11. Alapkapcsolások frekvenciafüggése

Az alapkapcsolásaink frekvenciafüggésének tanulmányozása előtt meg kell ismernünk a Miller-elvet, továbbá ki kell egészítenünk az aktív alkatrészeinkről eddig kialakított képet azokkal a belső kapacitásokkal, melyek meghatározóak kapcsolásaink frekvenciamenetére nézve.

11.1. A Miller-elv

A Miller-elv vagy Miller-transzformáció alapján, ha az aszimmetrikus erősítő kapcsolásaink bemenete és kimenete közé egy kapacitást kötünk, akkor ez a kapacitás felbontható egy, a bemenet és a föld, továbbá egy, a kimenet és a föld közé kapcsolt kapacitásra. (A transzformáció tetszőleges impedancia esetére is általánosítható.)

A bemeneti oldalra az eredeti kapacitás $(1-A_u)$ -szorososa transzformálódik, míg a kimeneti oldalon $(A_u-1)/A_u$ -szorososa jelenik meg az eredeti kapacitásnak. A két kapcsolás ilyen feltételek mellett teljesen ekvivalens lesz. (lásd 11.1. ábra)

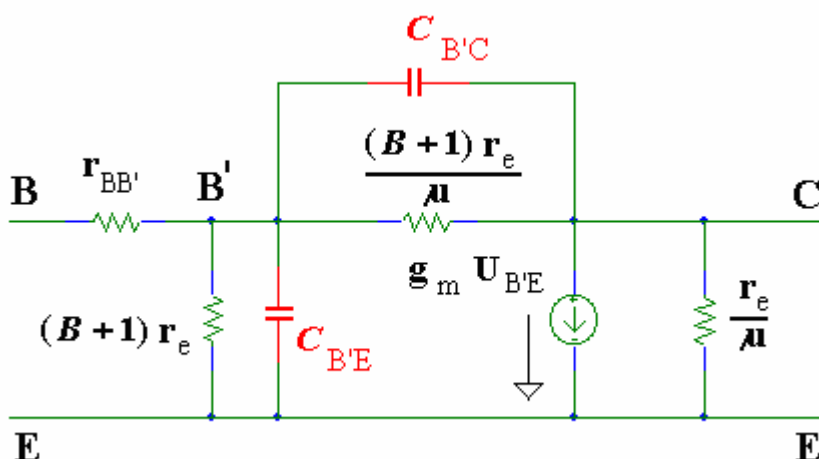


11.1. ábra. A Miller-elv

$$C_M' = (1 - A_u) \cdot C \quad C_M'' = \frac{A_u - 1}{A_u} \cdot C$$

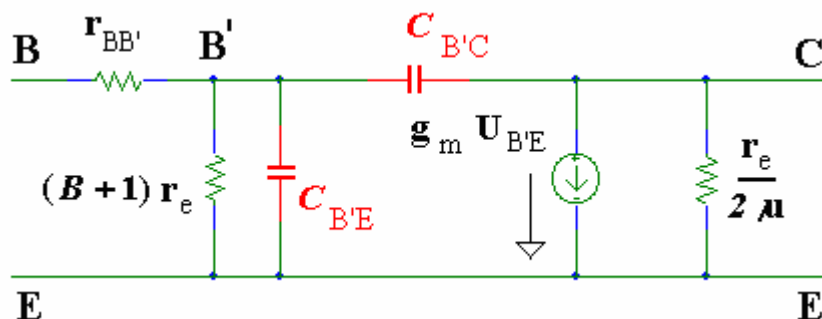
11.2. A bipoláris tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe

A bipoláris tranzisztor fizikai helyettesítő képét ki kell egészítenünk az eszközben lévő belső kapacitásokkal. Elsősorban ezek felelősek kapcsolásaink nagyfrekvenciás tulajdonságaiért. (lásd. 11.2. ábra)

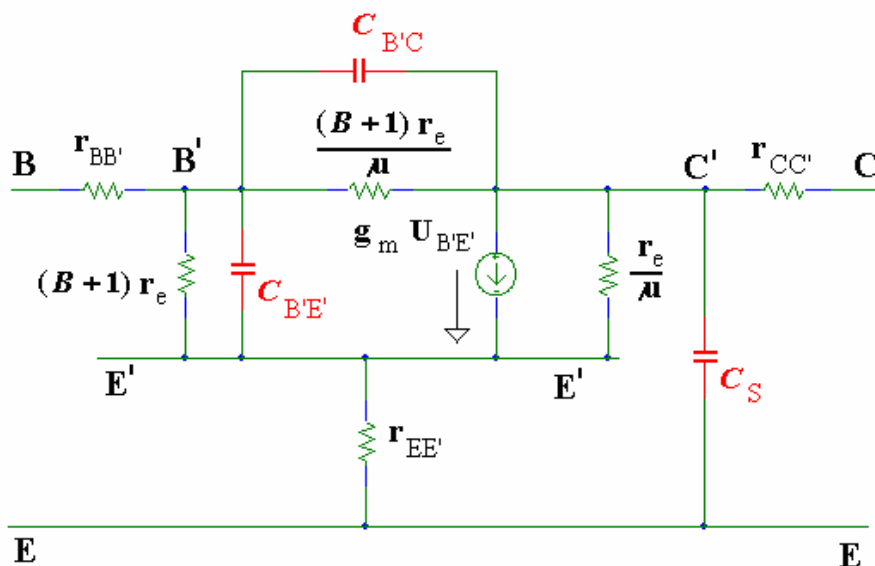


11.2. ábra. A bipoláris tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe

Számításaink során gyakran megelégszünk egy elhanyagoltabb egyszerűsített helyettesítő képpel is. Ez látható a 11.3. ábrán:



11.3. ábra. A bipoláris tranzisztor egyszerűsített nagyfrekvenciás helyettesítő képe



11.4. ábra. A bipoláris tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe egészen nagy frekvenciákon

A 11.4. ábrán egy még részletesebb helyettesítő kép látható, ahol figyelembe vettük a szubsztrát-kapacitást, valamint a kivezetések hozzáve-

zetési ellenállását. A helyettesítő kép tovább finomítható egészen addig, míg a mikrohullámú frekvenciatartomány felé haladva a bipoláris tranzisztor elosztott paraméterű hálózattá nem válik.

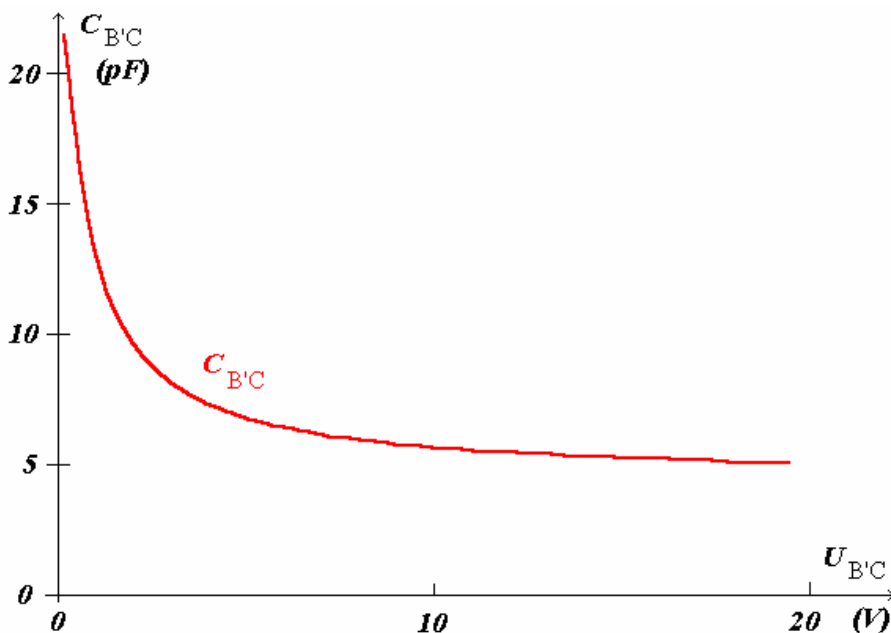
Vizsgáljuk meg a 11.2. ábrán látható helyettesítő kép két kapacitásának értékét és meghatározásuk módját.

A belső bázispont és a kollektor között található kapacitás ($C_{B'C}$) a lezárt kollektor-bázis dióda réteggkapacitása. Nagyságrendileg kb. 5 pF, de értéke nem állandó, függ a C-B diódára eső feszültségtől.

$$C_{B'C} = \frac{C_{B'C0}}{\sqrt[n]{1 + \frac{U_{B'C}}{U_D}}}$$

A fenti közelítő képletben $C_{B'C0}$ az $U_{B'C} = 0$ V-hoz tartozó kapacitásérték, U_D a diffúziós potenciál, melynek értéke kb. 0,7 V, n pedig 2 és 3 közé eső tapasztalati érték.

$C_{B'C}$ pontosabb meghatározása a munkaponti kollektor-bázis feszültség ismeretében a katalógus alapján vagy méréssel lehetséges.



11.5. ábra. A $C_{B'C}$ kondenzátor értékének változása a kollektor-bázis feszültség függvényében

Itt érdemes megjegyezni azt is, hogy a helyettesítő képben szereplő μ értéke sem állandó, hanem a bázisszélesség $U_{B'C}$ -től való függése (Early-effektus) miatt változik. Ennek a változásnak a jellege nagyon hasonló a $C_{B'C}$ kapacitás változásához:

$$\mu = \frac{\mu_0}{\sqrt[n]{1 + \frac{U_{B'C}}{U_D}}}$$

A belső bázispont és az emitter között fellépő kapacitás ($C_{B'E}$) két komponensből tevődik össze:

- egy közel állandó rétekapacitásból ($C_{B'E\text{réteg}}$), és
- egy, a munkaponti emitterárammal arányos diffúziós kapacitásból ($C_{B'E\text{diff}}$)

$$C_{B'E} = C_{B'E\text{réteg}} + C_{B'E\text{diff}}$$

A $C_{B'E\text{réteg}}$ rétekapacitás értéke 1-2 pF körüli, nagysága pedig közel állandó, mivel a bázis-emitter dióda feszültsége alig változik (kb. 0,6 V).

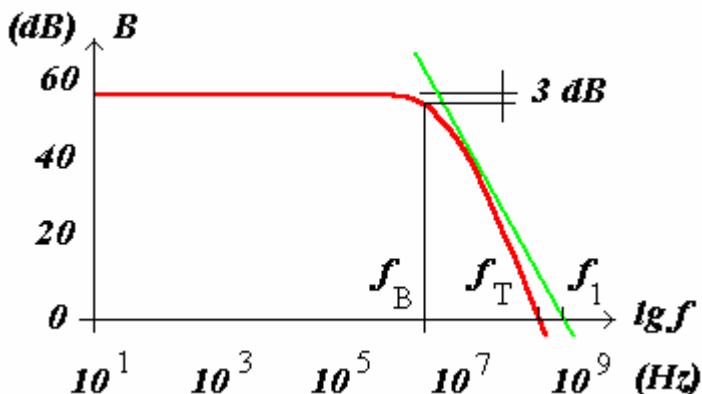
A $C_{B'E\text{diff}}$ diffúziós kapacitás közel százszorosa a $C_{B'E\text{réteg}}$ rétekapacitásnak.

A $C_{B'E\text{diff}}$ diffúziós kapacitás értékére a tranzisztor tranzit határfrekvenciájából (f_T , lásd alább) következtethetünk.

A bipoláris tranzisztor áramerősítési tényezője (B vagy β) szintén nem állandó. Értéke függvénye például a munkaponti áramnak, a frekvenciának, a hőmérsékletnek stb.

A 11.6. ábrán látható, hogy az áramerősítési tényező kb. 1 MHz-ig alig változik, gyakorlatilag megegyezik az egyenáramon mérhető B -val (β_0 -al). Az e feletti frekvenciákon értéke erőteljesen csökken. A csökkenés mértéke jó közelítéssel 20 dB/dekád. Az egyenáramon mérhető szinthez képest történő 3 dB-es esés frekvenciáját f_β -nak nevezzük. f_β -t a tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe alapján felírhatjuk, hiszen értékét a bázis és az emitter közötti impedanciák határozzák meg:

$$f_\beta \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (\beta + 1) \cdot r_e \cdot (C_{B'E} + C_{B'C})} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (\beta + 1) \cdot r_e \cdot C_{B'E}}$$



11.6. ábra. A bipoláris tranzisztor áramerősítésének frekvenciafüggése

A 20 dB/dekád meredekséggel extrapolálható 0 dB-es ($\beta = 1$ -hez tartozó) frekvenciaérték az f_1 . A ténylegesen mérhető $\beta = 1$ -hez tartozó frekvenciaértéket hívjuk tranzit határfrekvenciának, melynek jelölése f_T .

f_1 , melyet számítással vagy szerkesztéssel határoztunk meg, valamivel nagyobb, mint f_T , mert az $f(\beta)$ függvény a 100 MHz-es tartományban már gyorsabban esik, mint 20 dB/dekád.

Az irodalom definiál α -ra – $\beta/(\beta+1)$ -re – is egy felső határfrekvenciát. Ennek kapcsolata f_1 -gyel és f_β -val a következő:

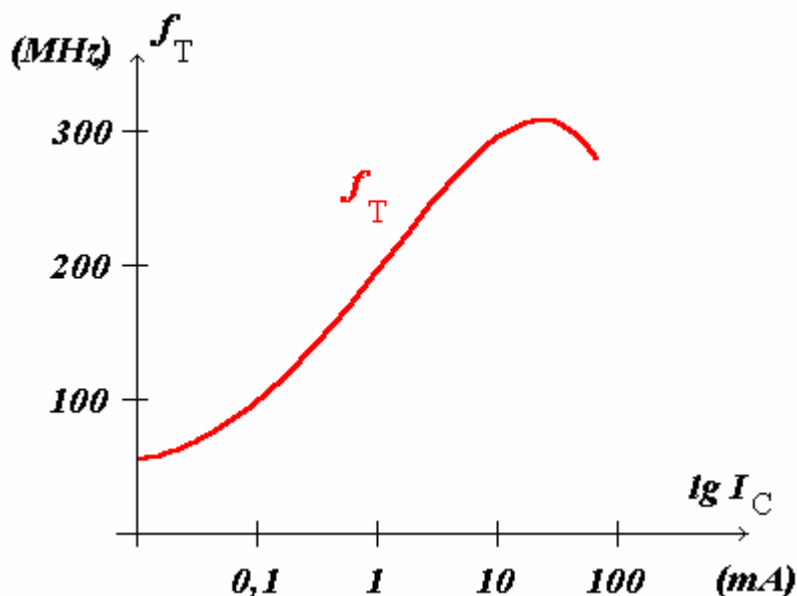
$$f_1 \approx (\beta + 1) \cdot f_\beta = \frac{f_\alpha}{1 + \alpha_0 \cdot m}$$

α_0 az egyenáramon mérhető α , m pedig kb. 0,2-re adódik a tapasztalatok szerint. Számításaink során f_1 -t, f_T -t és f_α -t közel azonosnak tekintjük. Így:

$$f_1 \approx f_T \approx f_\alpha \approx (\beta + 1) \cdot f_\beta \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r_e \cdot C_{B'E}}$$

A katalógusokban gyakran csak f_T -t találjuk meg, ezért ebből az adatból kell meghatároznunk $C_{B'E}$ értékét:

$$C_{B'E} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r_e \cdot f_T} \approx \frac{I_E}{2 \cdot \pi \cdot U_T \cdot f_T} \approx \text{const.} \cdot I_E$$

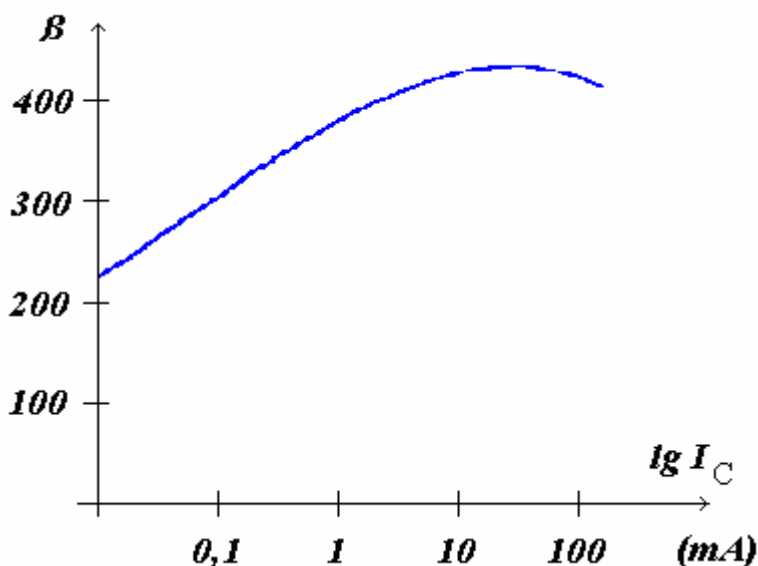


11.7. ábra. A tranzit határfrekvencia (f_T) függése a munkaponti áramtól (I_C)

f_T értéke egy kisteljesítményű, hangfrekvenciás tranzisztor esetén 250-300 MHz körül mozog, míg kisteljesítményű, nagyfrekvenciás tranzisztorok esetén értéke meghaladhatja a 10 GHz-t is. f_T maximuma a jelenlegi kísérleti eszközökben (HEMT és HBT) 700-1000 GHz felé tart. (Ilyen frekvencia-tartományban már nem könnyű méréssel meghatározni f_T értékét, ezért azt f_β -ból extrapolálják.)

A katalógusok néha f_T munkaponti áramtól való függését adják meg. Ilyen esetekben a munkapont ismeretében kell f_T -t meghatározni, majd f_T ismeretében C_{BE} -t kiszámítani.

A tranzisztorról kialakított képünk további finomításához tartozik, hogy az áramerősítési tényező hasonlóan munkapontfüggő, ahogy azt a 11.8 grafikon is mutatja:



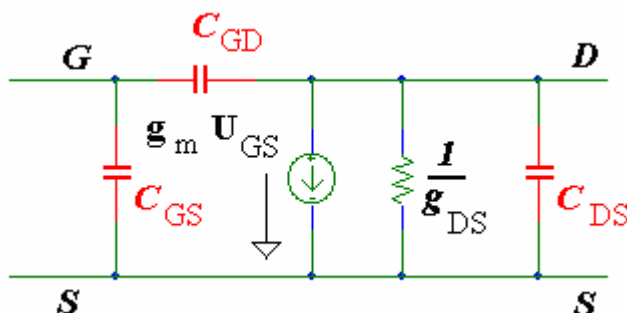
11.8. ábra. Az áramerősítési tényező (β) függése a munkaponti áramtól (I_C -től) kisteljesítményű, hangfrekvenciás tranzisztor esetén

11.3. A tervezérlésű tranzisztorok nagyfrekvenciás helyettesítő képe

A tervezérlésű tranzisztorok helyettesítő képét is ki kell egészítenünk kapacitásokkal, ha a belőlük felépített kapcsolások nagyfrekvenciás tulajdonságait szeretnénk meghatározni.

A FET-ek esetében három kapacitást kell figyelembe vennünk, ezek – közelítő értékekkel együtt – az alábbiak:

		j-FET	MOS-FET esetén
- a gate és a source között:	C_{GS}	10-15 pF	0,5-5 pF
- a gate és a drain között:	C_{GD}	2-5 pF	0,5-2 pF
- a drain és a source között:	C_{DS}	1-2 pF	1-5 pF



11.9. ábra. A térvezérlésű tranzisztor belső kapacitásai

A záróréteges térvezérlésű tranzisztorok (j-FET-ek) gate-source kapacitása a lezárt p-n átmenet rétegkapacitásával egyezik meg, ezért értéke a bipoláris tranzisztor kollektor-bázis kapacitásához hasonlóan változik a záróirányú előfeszítés függvényében. Mivel azonban U_{GS} változása csekély, C_{GS} értéke a gyakorlatban a vezérlőfeszültségtől függetlennek tekinthető.

A szigetelt vezérlőelektródás térvezérlésű tranzisztorok (MOSFET-ek) gate-source kapacitása az eszköz struktúrája miatt lényegesen kisebb a j-FET-eknél tapasztalt adatokhoz képest. A dual-gate-s MOSFET-ek C_{GS} kapacitása 0,1-0,5 pF, többek közt ezért ezek az eszközök kedvelt aktív alkatrészei a nagyfrekvenciás erősítő áramköröknek.

11.4. Alapkapcsolások nagyfrekvenciás töréspontjai

A bipoláris tranzisztor és a térvezérlésű tranzisztor frekvenciafüggő viselkedését leíró, belső kapacitásokkal kiegészített helyettesítő képeink már alkalmasak arra, hogy alapkapcsolásaink nagyfrekvenciás töréspontjait közelítő számítások segítségével felírjuk.

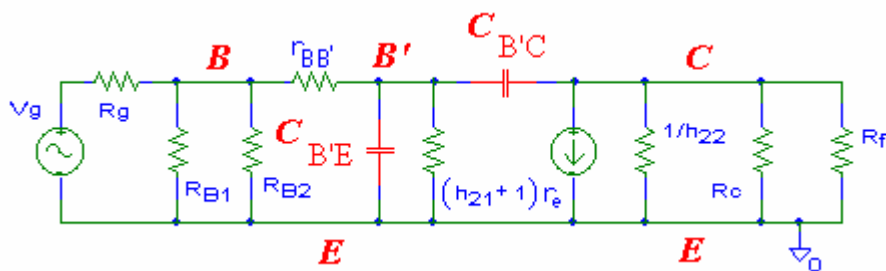
Ezek a belső kapacitások olyan kis értékűek, hogy a kapcsolások kisfrekvenciás tulajdonságait egyáltalán nem befolyásolják, ugyanakkor a kapcsolások nagyfrekvenciás viselkedése döntően tőlük függ.

A következő néhány fejezetben nagyfrekvenciás viselkedést fogunk tanulmányozni, ezért feltesszük (teljes joggal), hogy ezen a frekvencián a csatoló- és hidegítőkondenzátorok már rövidzárnak tekinthetők.

A megoldás érdekében igyekeznünk fogunk a Miller-elvet felhasználva egymástól független bemeneti és kimeneti RC körökre bontani a kapcsolásokat.

11.4.1. A közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjai (emitter hidegített)

A 6.3. ábrán látható a közös emitteres kapcsolás helyettesítő képe (hidegített emitter-ellenállással). Ebben a helyettesítő képbe kell beillesztenünk a bipoláris tranzisztor előbb megismert két belső kapacitását, a $C_{B'E}$ -t és a $C_{B'C}$ -t. A belső bázispont "láthatóvá tétele" érdekében bontsuk fel a h_{11} paramétert $r_{BB'}$ -re és $(\beta+1) \cdot r_e$ -re.

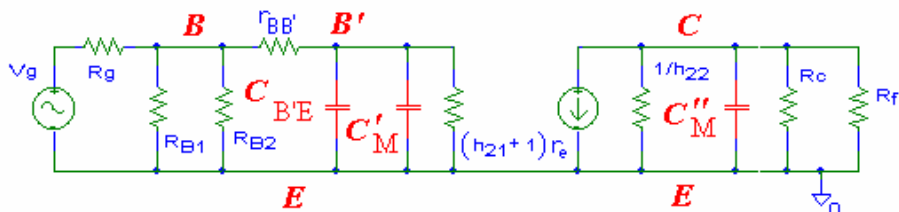


11.10. ábra. Helyettesítő kép a közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjainak meghatározásához I.

A fenti helyettesítő képben a $C_{B'C}$ kapacitás a Miller-elv segítségével áttanszformálható egy bemeneti oldali (C_M') és egy kimeneti oldali (C_M'') kapacitássá.

A így létrejövő két kapacitás értéke:

$$C_M' = (1 - A_u) \cdot C_{B'C} \quad C_M'' = \frac{A_u - 1}{A_u} \cdot C_{B'C} \approx C_{B'C}$$



11.11. ábra. Helyettesítő kép a közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjainak meghatározásához II.

Ennek a második helyettesítő képnek a felhasználásával már közvetlenül felírhatjuk a közös emitteres kapcsolás bemeneti és kimeneti nagyfrekvenciás töréspontjait:

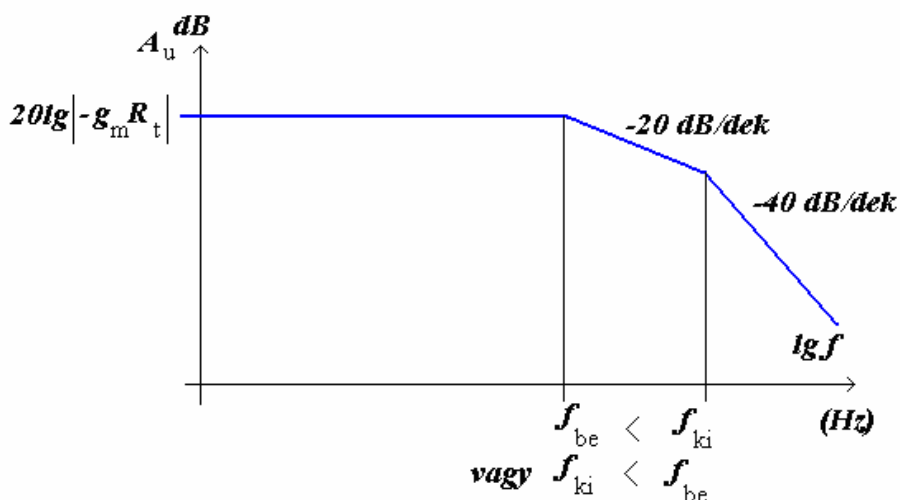
$$f_{be}^{KE_h} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left\{ (\beta + 1) \cdot r_e \right\} \times \left[r_{BB'} + (R_g \times R_{B1} \times R_{B2}) \right] \cdot [C_{B'E} + (1 - A_u) \cdot C_{B'C}]}$$

$$f_{ki}^{KE_h} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{r_e}{2 \cdot \mu} \times R_C \times R_f \right) \cdot C_{B'C}}$$

Ha a fogyasztóval párhuzamosan a kapcsolás kimenetét további kapacitások ($C_{szórt}$) is terhelik, akkor a kimeneti töréspont kiszámításánál ezt a $C_{B'C}$ -hez hozzá kell adni (a kapacitások párhuzamos kapcsolása miatt).

$$f_{ki}^{KE_h} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{r_e}{2 \cdot \mu} \times R_C \times R_f \right) \cdot (C_{B'C} + C_{szórt})}$$

A kapcsolás nagyfrekvenciás viselkedésének töréspontos Bode-diagramját ezek alapján felrajzolhatjuk. (Tekintsünk el attól az esettől, hogy a két töréspont egymás közelébe esve befolyásolja egymást.)

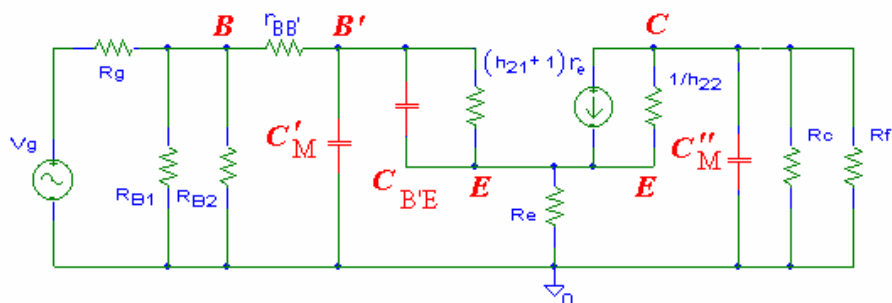


11.12. ábra. A közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjai (Bode-diagram töréspontos közelítéssel)

Csak a konkrét számítások után dől el, hogy a bemeneti vagy a kimeneti töréspont lesz-e a nagyobb.

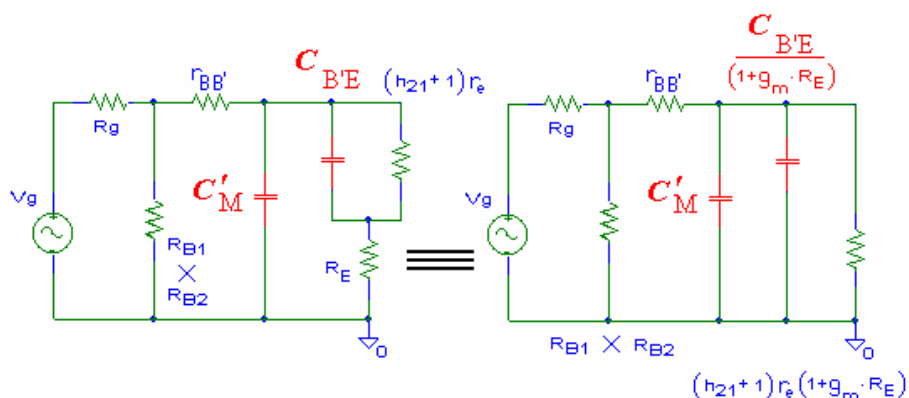
11.4.2. A közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjai (emitter hidegítetlen)

Ha a közös emitteres kapcsolásban az emitter-ellenállás nincs hidegítve, akkor a nagyfrekvenciás töréspontok jelentősen módosulnak. Ekkor a 6.5. ábrán látható helyettesítő képet kell a megismert kapacitásokkal kiegészíteni. Ebben az esetben is fel kell bontanunk a h_{11} ellenállást, majd a belső bázispont és a kollektor közötti C_{BC} kapacitást Miller-transzformálni kell. Ekkor az alábbi helyettesítő képhez jutunk:



11.13. ábra. Helyettesítő kép a hidegítetlen közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjainak meghatározásához

A bemeneti oldalon további átalakításokat kell végrehajtanunk az emitter-ellenállás okozta negatív soros áram-visszacsatolás miatt:



11.14. ábra. A bemeneti kör átalakítása közös emitteres kapcsolásnál

A két Miller-kapacitás értéke a transzformáció után:

$$C_M' = (1 - A_u) \cdot C_{B'C} \quad C_M'' = \frac{A_u - 1}{A_u} \cdot C_{B'E}$$

Mivel az elérhető feszültségerősítés ezzel a kapcsolással kisebb mint a hidegített esetben, ezért a jobb oldali képlet nem közelíthető $C_{B'C}$ -vel.

Emlékezzünk rá, hogy a kapcsolás feszültségerősítése:

$$A_u = -\frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_E}$$

A bemeneti nagyfrekvenciás töréspont mindezek alapján:

$$f_{be}^{KE} = \frac{1}{2\pi \left[(\beta + 1) r_e (1 + g_m R_E) \times [r_{BB'} + (R_g \times R_{B1} \times R_{B2})] \right] \left(\frac{C_{B'E}}{1 + g_m R_E} + C_{M'} \right)}$$

Elhanyagolva a kimeneti vezetést ($\mu \rightarrow 0$ esetén) a kapcsolás kimeneti törésponti frekvenciája:

$$f_{ki}^{KE} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_C \times R_f) \cdot \left(\frac{A_u - 1}{A_u} \cdot C_{B'C} \right)}$$

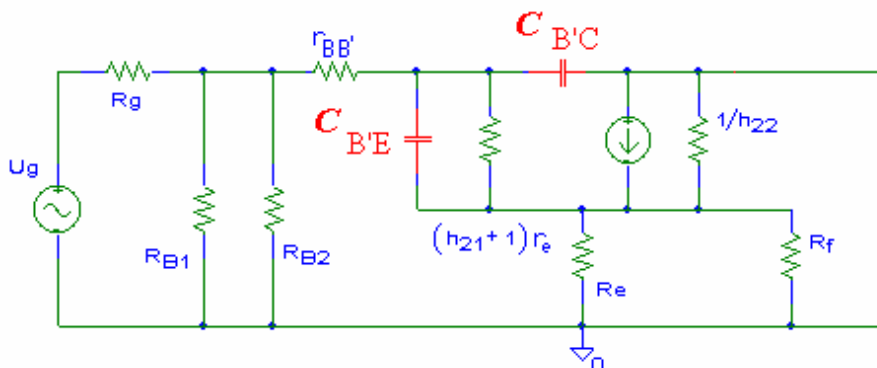
A számítások a gyakorlattal egyezően azt mutatják, hogy a kimeneti töréspont gyakorlatilag változatlan maradt, azonban a bemeneti töréspont $(1 + g_m R_E)$ -szeresére nőtt, éppen annyival, amennyivel a kapcsolás feszültség-erősítése csökkent.

Ez persze nem véletlen (a kapcsolás sávjáról változatlan maradt), de fontos megfigyelésre ad alkalmat. Az egyik paraméter javítása egy másik paraméter romlásával járt együtt. Itt a mérnök feladata megtalálni a helyes kompromisszumot.

(A bemeneti töréspont esetén az általában kicsi generátor-ellenállás miatt az ohmos tagoknál szereplő $(1 + g_m R_E)$ szorzótényező hatása elhanyagolható, viszont a kapacitások közel $(1 + g_m R_E)$ -ed részükre csökkentek a hidegített esethez képest, mely ugyanakkora frekvencia-növekedést okoz.)

11.4.3. A közös kollektoros kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjai

A közös kollektoros kapcsolás 6.7. ábrán látható helyettesítő képét egészítsük ki a tranzisztor belső kapacitásaival. Ekkor jutunk a 11.15. ábrához:



11.15. ábra. Helyettesítő kép a közös kollektoros kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjainak meghatározásához

A $C_{B'E}$ kapacitás a bemenet és a kimenet közé van kötve, ezért a Miller-elv értelmében két kapacitásra bontható. Az egyik a belső bázispont és a föld közé kapcsolódik, értéke:

$$C_M' = (1 - A_u) \cdot C_{B'E}$$

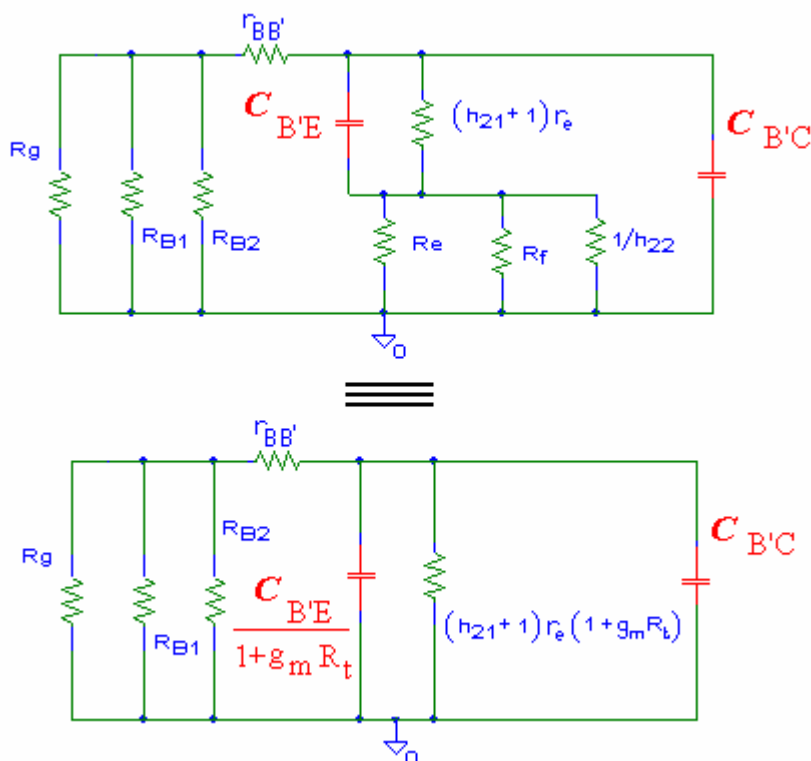
(A másik kapacitás a kimenet és a föld közé kapcsolódik. Ennek nagysága:

$$C_M'' = \frac{A_u - 1}{A_u} \cdot C_{B'E})$$

A közös kollektoros kapcsolás feszültségerősítésének ismeretében a C_M' értéke a következő lesz:

$$C_M' = (1 - A_u) \cdot C_{B'E} = \left(1 - \frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_t} \right) \cdot C_{B'E} = \frac{C_{B'E}}{1 + g_m \cdot R_t}$$

Ugyanerre az eredményre jutunk, ha a negatív soros áram-visszacsatolás figyelembevételével alakítjuk át a helyettesítő képet:



11.16. ábra. A közös kollektoros kapcsolás bemeneti nagyfrekvenciás töréspontjának meghatározásához szükséges helyettesítő kép

A 11.16. ábrán látható helyettesítő kép alapján a közös kollektoros kapcsolás bemeneti nagyfrekvenciás töréspontja az alábbi képlet segítségével számolható:

$$f_{be}^{KC} = \frac{1}{2\pi \left\{ (R_g \times R_{B1} \times R_{B2} + r_{BB'}) \times [(\beta+1)r_e(1+g_m R_t)] \right\} \left\{ C_{B'C} + \frac{C_{B'E}}{1+g_m R_t} \right\}}$$

ahol

$$R_t = R_e \times R_f \times \frac{r_e}{2 \cdot \mu}$$

Ez a törésponti frekvencia lényegesen magasabban van, mint a közös emitteres kapcsolat bemeneti nagyfrekvenciás töréspontja.

A közös kollektoros kapcsolat kimeneti nagyfrekvenciás töréspontjának meghatározásához figyelembe kell vennünk a kimenetre transzformálódott Miller-kapacitást, C_M'' -t (és – ha van – a fogyasztóval párhuzamosan kapcsolódó szórt kapacitást C_{SZ} -t), továbbá azokat az ellenállásokat, melyeket az emitter felől a báziskörben látunk. Ne feledkezzünk meg arról, hogy a bázisköri ellenállások az emitterkörből nézve $(h_{21}+1)$ -ed részükre csökkennek!

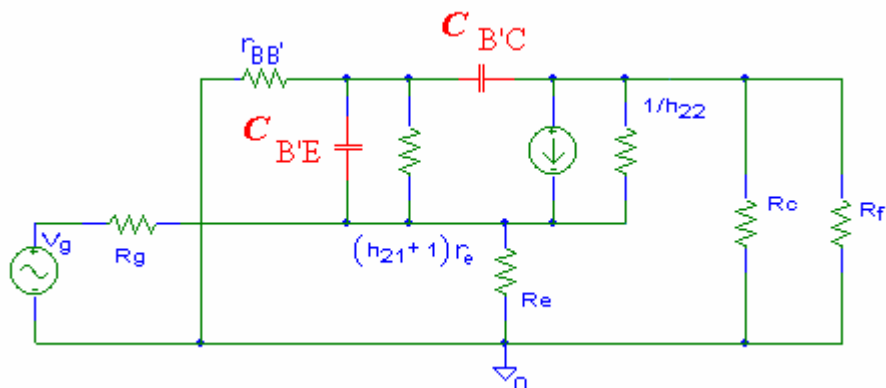
$$f_{ki}^{KC} = \frac{1}{2\pi \left\{ R_E \times R_f \times \frac{r_e}{2\mu} \times \frac{(\beta+1)r_e + r_{BB'} + [R_{B1} \times R_{B2} \times R_g]}{\beta+1} \right\} \left(\frac{A_u-1}{A_u} C_{B'E} + C_{SZ} \right)}$$

Ha R_g generátor-ellenállás kicsi (tart nullához), akkor a törésponti frekvenciát meghatározó képlet ohmos tagja eredőben szintén nagyon kicsi lesz. Másrészt a kapcsolat feszültségerősítése közel egységnyi, ezért a C_M'' értéke is nagyon kicsi lesz az $(A_u-1)/A_u$ szorzótényező miatt.

Mindebből az következik, hogy az ezzel a képlettel kiszámítható kimeneti törésponti frekvencia olyan magas tartományba esik, ahol már helyettesítő képünk nem ad kellően pontos eredményt. (Ráadásul C_M'' értéke negatív lesz, ami arra utal, hogy a közös kollektoros kapcsolat stabilizációja gyakran problémát okoz, a kapcsolat gerjedékeny.)

11.4.4. A közös bázisú kapcsolat nagyfrekvenciás töréspontjai

A közös bázisú kapcsolat 6.9. ábrán látható helyettesítő képét egészítsük ki a tranzisztor belső kapacitásaival! Ekkor a 11.17. ábrán látható helyettesítő képhez jutunk:



11.17. ábra. Helyettesítő kép a közös bázisú kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjainak meghatározásához

A nagyfrekvenciás töréspontok meghatározásához hanyagoljuk el $r_{BB'}$ értékét, továbbá tegyük fel, hogy a tranzisztor $1/h_{22}$ paramétere végtelen nagy. Mivel a bemenet az emitter, a kimenet pedig a kollektor, továbbá közöttük semmilyen kapacitás nincs, ezért ebben a kapcsolásban nincs Miller-kapacitás. A bemeneti nagyfrekvenciás töréspont meghatározására szolgáló képlet a fenti közelítések mellett a következő alakú lesz:

$$f_{be}^{KB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left(R_E \times R_g \times \frac{(\beta + 1) \cdot r_e}{\beta + 1} \right) \cdot C_{B'E}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_E \times R_g \times r_e) \cdot C_{B'E}}$$

Láthatóan ez a törésponti frekvencia lényegesen nagyobb, mint a közös emitteres kapcsolás esetén kapott érték. (Ez a magyarázata annak, hogy ezt a kapcsolást előszeretettel használják nagyfrekvenciás áramkörökben.)

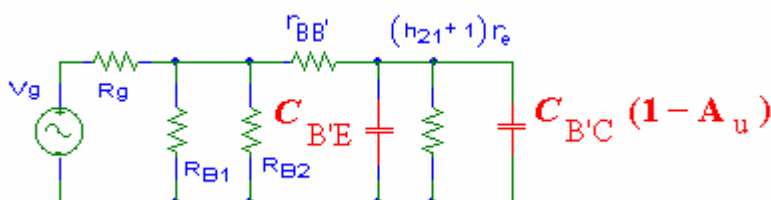
A kimeneti nagyfrekvenciás töréspont értéke az alábbi képlettel közelíthető:

$$f_{ki}^{KB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_C \times R_f) \cdot (C_{B'C} + C_{SZ})}$$

11.5. A kaszkód kapcsolás nagyfrekvenciás töréspontjai

A kaszkód kapcsolás szintén kedvelt erősítő áramkör a nagyfrekvenciás tartományban. Ennek oka a következőkben derül ki.

A kaszkód kapcsolásnak nagyfrekvencián három töréspontja lesz. Az első a bemeneti töréspont. Ennek értékét alapvetően az első, közös emitteres alapkapcsolásban dolgozó tranzisztor határozza meg. A helyettesítő kép felrajzolásakor ne feledkezzünk meg arról, hogy az első tranzisztor $C_{B'C}$ kapacitása Miller-kapacitás.



11.18. ábra. Helyettesítő kép a kaszkód kapcsolás bemeneti nagyfrekvenciás töréspontjának meghatározásához

Az előző tanulmányainkból már tudjuk, hogy a kaszkód kapcsolás első tranzisztora (-1) -szeres feszültség-erősítéssel rendelkezik, ezért a $C_{B'C}$ kapacitás a Miller-elv értelmében csak $[1 - (-1)] = 2$ -szeres mértékben nő meg, szemben a közös emitteres kapcsolásnál tapasztalt közel 100-szoros értékkel. Ezért a kaszkód kapcsolás bemeneti nagyfrekvenciás töréspontja magasabban fekszik, mint a közös emitteres kapcsolásé.

A kaszkód kapcsolás bemeneti nagyfrekvenciás töréspontja az alábbi összefüggéssel számolható:

$$f_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left\{ \left[R_g \times R_{B1} \times R_{B2} + r_{BB'} \right] \times [(\beta + 1) \cdot r_e] \right\} \{ C_{B'E} + 2 \cdot C_{B'C} \}}$$

A kaszkód kapcsolás második nagyfrekvenciás töréspontja az első tranzisztor kimenete és a második tranzisztor bemenete által meghatározott érték. Vegyük figyelembe, hogy az első tranzisztor $C_{B'C}$ kapacitása ide szintén kétszeres mértékben transzformálódik, hiszen:

$$C_M'' = \frac{A_u^{(1)} - 1}{A_u^{(1)}} \cdot C_{B'C} = \frac{(-1) - 1}{(-1)} \cdot C_{B'C} = 2 \cdot C_{B'C}$$

Az első tranzisztor kimeneti ellenállása lényegesen nagyobb, mint a második tranzisztor (KB-ú) bemeneti ellenállása, ezért elhanyagolható. A második tranzisztor bemeneti ellenállása gyakorlatilag r_e , és a bemeneten látható kapacitás értéke $C_{B'E}$. Mindezek alapján a törésponti frekvencia:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (C_{B'E}^{(2)} + 2 \cdot C_{B'C}^{(1)}) \cdot r_e^{(2)}}$$

Ez a töréspont is (elsősorban r_e kicsi értéke miatt) magasabb frekvenciartományban van, mint a közös emitteres kapcsolás bemeneti törésponti frekvenciája.

A kaszkód kapcsolás harmadik nagyfrekvenciás töréspontja a második, közös bázisú alapkapcsolásban üzemelő tranzisztor kimeneti nagyfrekvenciás töréspontja, mely megegyezik az előző bekezdés végén megadott értékkel:

$$f_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_C \times R_f) \cdot (C_{B'C} + C_{SZ})}$$

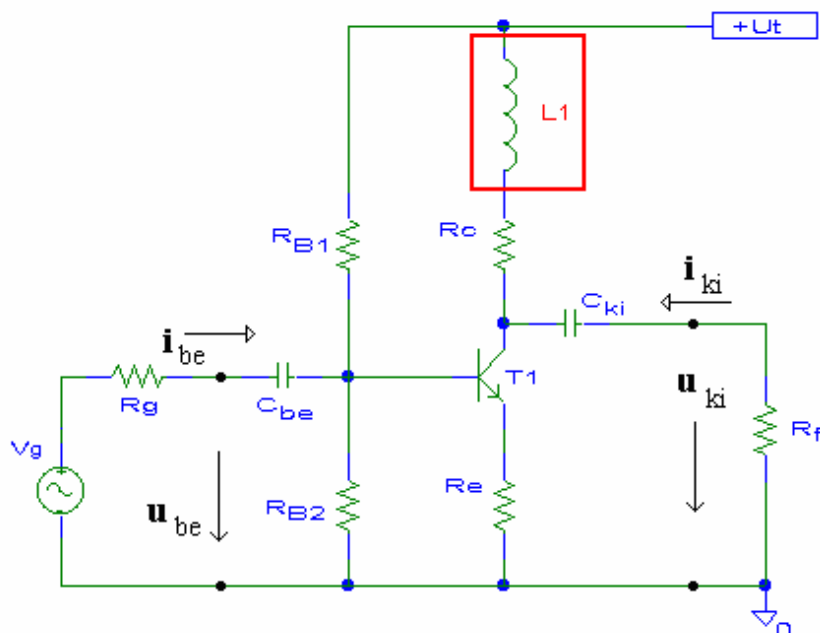
11.6. Nagyfrekvenciás frekvenciakompenzáció

A következőkben olyan közös emitteres kapcsolásokról lesz szó, melyeknek a nagyfrekvenciás átviteli tulajdonságait a kapcsolás csekély módosításával javítani tudjuk. A cél majd minden esetben a nagyfrekvenciás töréspont minél magasabbra helyezése.

(A frekvenciakompenzáció ennél azonban lényegesen nagyobb területet fog át, mivel a kapcsolások amplitúdó-menetének módosítása kihat a fázismenetre is, mely szoros kapcsolatban van az áramkörök stabilitási kérdéseivel. A frekvenciakompenzációnak nagy szerepe van a visszacsatolt áramkörök stabilitási kérdéseinek tisztázásában.)

11.6.1. A párhuzamos kompenzáció

A párhuzamos kompenzáció során úgy igyekszünk R_c -t növelni, hogy az ezzel elérhető erősítésnövekedés kompenzálja a kapcsolás nagyfrekvencián jelentkező erősítéscsökkenését. Ennek érdekében a kollektor-ellenállással sorba kell kapcsolnunk egy induktív elemet, ahogy azt a 10.19. ábra mutatja:



11.19. ábra. A párhuzamos kompenzáció

Előző ismereteinkből tudjuk, hogy a közös emitteres kapcsolás feszültségerősítése hidegítetlen emitter-ellenállás esetén:

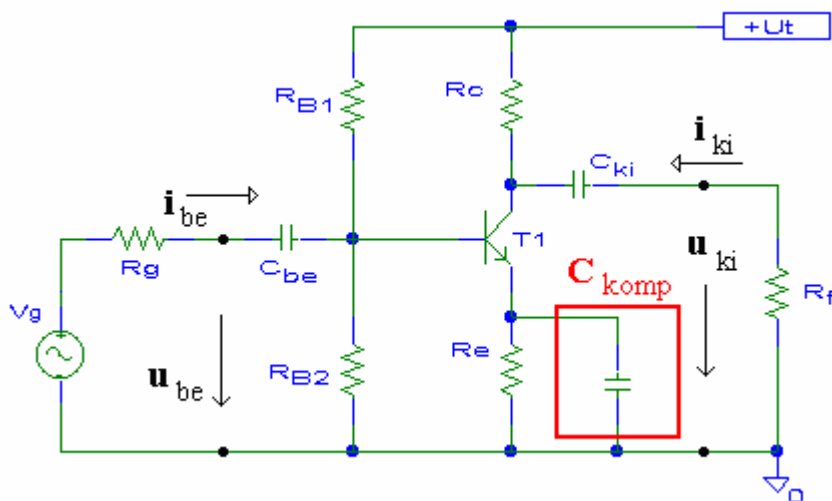
$$A_u = -\frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_E}$$

A párhuzamos kompenzáció R_t értékét növeli meg – helyes méretezés esetén – attól a frekvenciától kezdve, ahol már e nélkül a kapcsolás feszültségerősítése csökkenni kezdene.

Optimális esetben ezzel a kompenzáció-típussal a nagyfrekvenciás törésponti frekvencia a kétszeresére növelhető.

11.6.2. Az emitterkörü kompenzáció

Az emitterkörü kompenzáció azzal ér el erősítésnövekedést a nagyfrekvenciás tartományban, hogy az emitter-ellenállást csökkenti le egy azal párhuzamosan kötött kapacitással. Helyes méretezés esetén ez a kapacitás akkor fejt ki hatását (söntöli R_E -t, és ezáltal növeli A_u -t), amikor a kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele esni kezd. Lásd 10.20. ábra:



11.20. ábra. Az emitterkörü kompenzáció

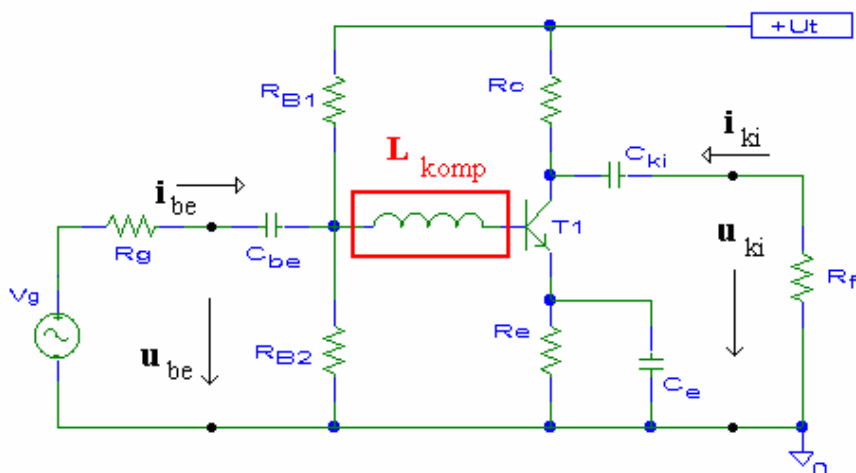
Elméleti számítások alapján, maximálisan lapos átvittelt feltételezve, az emitterkörü kompenzációval 1,72-szeresére növelhető a töréspont-hoz tartozó frekvencia. Két megjegyzés még ide kívánczik:

Először is az emitterkörü kompenzáció kompenzáló kapacitása (C_{komp}) nem azonos a közös emitteres kapcsolás emitterhidegítő kondenzátorával (C_E -vel)! A kompenzáló kapacitás a nagyfrekvenciás tartományban fejt ki hatását, míg az emitterhidegítő kondenzátor a kisfrekvenciás átvitelben okoz töréspontokat (lásd később). C_{komp} és C_E értékei között több nagyságrend különbség van ($\text{pF} \rightarrow \mu\text{F}$).

Másodikként figyeljük meg azt a tényt, hogy az emitterkörü kompenzáció az emitterhidegítő kondenzátor elhagyása mellett alkalmazható, tehát sávközépen és annak közelében az elérhetőnél kisebb feszültségerősítéssel működik a kapcsolat.

11.6.3. A soros kompenzáció

A soros kompenzáció a bipoláris tranzisztor bemeneti kapacitásainak kihangolásával igyekszik felső határfrekvencia-növekedést elérni. Ehhez a bázissal sorba kell kötni egy induktivitást.



11.21. ábra. Soros kompenzáció

Ezzel a bemeneten soros rezgőkör alakul ki, mely helyes méretezés mellett a kívánt frekvencián rövidzárként viselkedik. Felhasználhatósága egyrészt korlátozott, másrészt feltételezi, hogy a bipoláris tranzisztor eleve kicsi $r_{BB'}$ értékkel rendelkezik. Maximálisan 1,41-szeres határfrekvencia-növekedés érhető el általa.

11.7. A kisfrekvenciás átvitelt befolyásoló tényezők

A bipoláris tranzisztornak önmagában nincsen kisfrekvenciás töréspontja, egyenfeszültségen és egyenáramon is működik. Kapcsolásaink kisfrekvenciás töréspontjait a bemeneti és kimeneti csatoló-kondenzátor, az emitterhidegítő kondenzátor, a bázishidegítő kondenzátor, a feszültségutánhúzó kondenzátor stb. okozza.

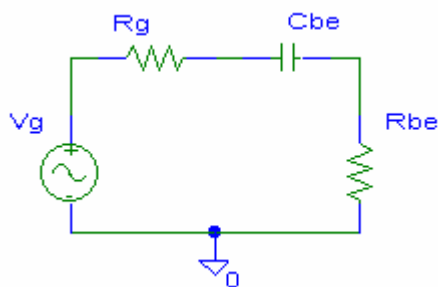
Az előbb felsorolt kondenzátorok a minél alacsonyabb törésponti frekvencia miatt általában μF nagyságrendűek. Ekkora kapacitások elektrolitkondenzátorokkal valósíthatók meg, melyek lényegesen kisebb helyet foglalnak el, mint más típusok. Hátrányuk azonban a nagy értékszórás és a gyakori meghibásodás.

A kisfrekvenciás átvitelt nem kapcsolásonként vizsgáljuk, mint azt nagyfrekvenciás esetben tettük, hanem a kondenzátorok alapján.

A tárgyalás során feltételezzük, hogy az egyes hatások egymástól elkülönítve jelennek meg. Ez a valóságban sokkal összetettebb probléma, hiszen a kondenzátorok közel azonos frekvenciatartományban fejtik ki hatásukat.

11.7.1. A bemeneti csatoló-kondenzátor

A bemeneti csatoló-kondenzátort eddig rövidzárnak tekintettük, ami a sávközépi frekvenciákon nagyon jó közelítés. A kisfrekvenciás tartomány felé haladva azonban a bemeneti csatoló-kondenzátor egyre növekvő impedanciával fog rendelkezni, ami befolyásolja a kapcsolat átvitelét.



11.22. ábra. A bemeneti csatoló-kondenzátor

A kapcsolat bemeneti ellenállásán a vezérlőgenerátor feszültségének csak egy része jelenik meg. A feszültségosztás a bemeneti csatolókon-
denzátor miatt frekvenciafüggő lesz:

$$A_u^{be}(\omega) = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g + \frac{1}{j\omega C_{be}}} = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{be}(R_{be} + R_g)}} =$$

$$A_u^{be}(\omega) = \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g} \cdot \frac{j\omega C_{be}(R_{be} + R_g)}{1 + j\omega C_{be}(R_{be} + R_g)} = A_{uo} \cdot \frac{j\omega \tau_{be}}{1 + j\omega \tau_{be}}$$

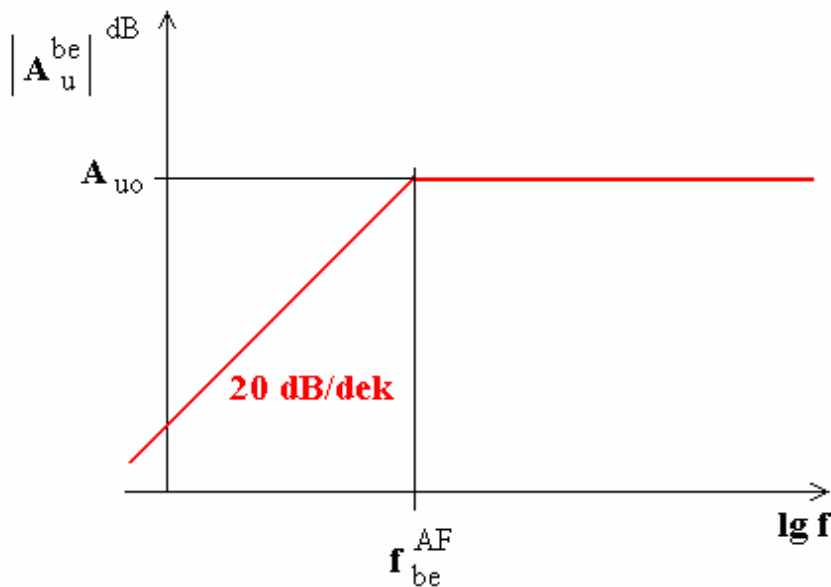
ahol

$$\tau_{be} = C_{be}(R_{be} + R_g)$$

melyből következően:

$$f_{be}^{AF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{be} \cdot (R_{be} + R_g)}$$

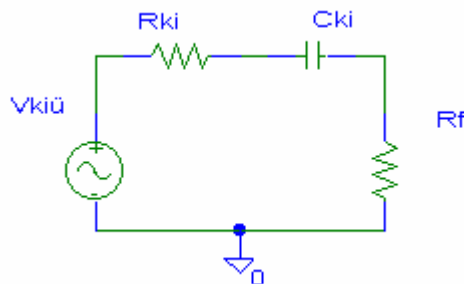
A fenti frekvenciafüggő képletnek az alábbi frekvenciamenet felel meg:



11.23. ábra. A bemeneti csatolókondenzátor által okozott kisfrekvenciás töréspont

11.7.2. A kimeneti csatolókondenzátor

A kimeneti csatolókondenzátornak a kisfrekvenciás átvitelre gyakorolt hatása ugyanazon elvek alapján vezethető le, mint ahogy azt az előző bekezdésben láttuk. Itt is valamennyi kapcsolás egységesen tárgyalható. (lásd 11.24. ábra)



11.24. ábra. A kimeneti csatolókondenzátor

Az erősítő kimeneti üresjárási feszültsége ($U_{kiü}$) a fogyasztóhoz csak leosztás után jut el. Az a feszültségosztás a kimeneti csatolókondenzátor miatt frekvenciafüggő:

$$A_u^{ki}(\omega) = \frac{R_f}{R_f + R_{ki} + \frac{1}{j\omega C_{ki}}} = \frac{R_f}{R_f + R_{ki}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{ki}(R_f + R_{ki})}} =$$

$$A_u^{ki}(\omega) = \frac{R_f}{R_f + R_{ki}} \cdot \frac{j\omega C_{ki}(R_f + R_{ki})}{1 + j\omega C_{ki}(R_f + R_{ki})} = A_{uo} \cdot \frac{j\omega\tau_{ki}}{1 + j\omega\tau_{ki}}$$

ahol

$$\tau_{ki} = C_{ki}(R_f + R_{ki})$$

melyből következően:

$$f_{ki}^{AF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ki} \cdot (R_f + R_{ki})}$$

A kimeneti csatolókondenzátornak a frekvenciamenetre gyakorolt hatása a bemeneti csatolókondenzátoréhoz teljesen hasonló. (A 11.23. ábrán gondolatban cseréljük fel a be $\rightarrow$ ki indexeket.)

11.7.3. Az emitterhidegítő kondenzátor

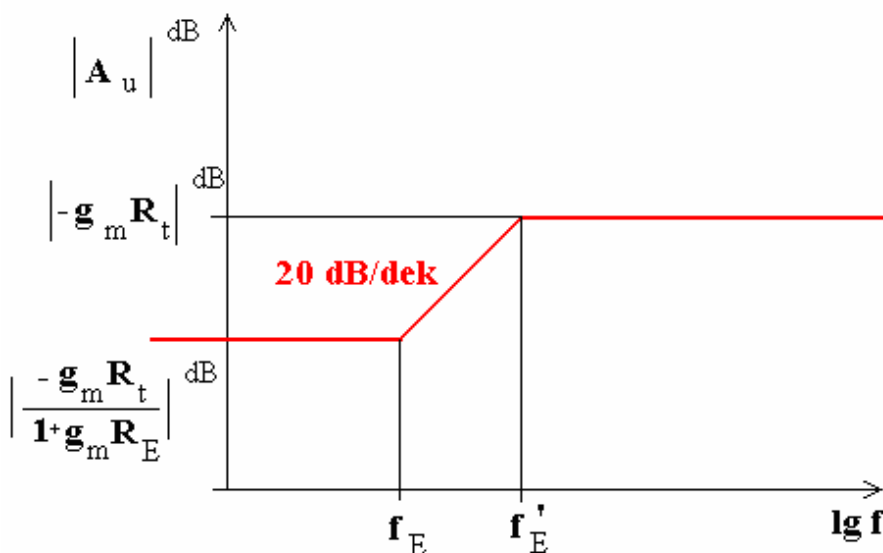
Az emitterhidegítő kondenzátor értelemszerűen csak a közös emitteres kapcsolásnál fordul elő. Sávközépen és a felett az emitterhidegítő kondenzátor rövidzárnak tekinthető, ezért a kapcsolás feszültség-erősítése itt:

$$A_{u1} = -g_m \cdot R_t$$

Egészen kis frekvenciákon az emitterhidegítő kondenzátor már nem kapcsolja az emittert a földpotenciálra, nem söntöli ki az emitterellenállást, ezért ebben a frekvenciatartományban a feszültségerősítés csak:

$$A_{u2} = \frac{-g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_E}$$

Töréspontos közelítésben a két erősítésszint között 20 dB/dekádus átmenet van, ahogy azt a 11.25. ábra mutatja:



11.25. ábra. Az emitterhidegítő kondenzátor által okozott kisfrekvenciás töréspontok

A 11.25. ábra alapján látható, hogy az emitterhidegítő kondenzátor a kisfrekvenciás tartományban két töréspontot idéz elő. A részletes számítások mellőzésével az f_E töréspont helye:

$$f_E = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot R_E}$$

Az f'_E töréspont kialakításában részt vesznek az emitterellenállással párhuzamosan kapcsolódó mindazon elemek, melyek az emitter felől a báziskör irányában látszanak. (Ne feledkezzünk meg, hogy a bázisköri ellenállások $(\beta+1)$ -ed részére csökkennek az emitterkörből vizsgálva.)

$$f_E' = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot \left(R_E \times \frac{(\beta + 1) \cdot r_e + r_{BB'} + R_{B1} \times R_{B2} \times R_g}{\beta + 1} \right)}$$

Az előző képlet precízen megadja f_E' értékét. Ha azonban R_g kellően kicsi, akkor a képlet három replusszos tagja gyakorlatilag elhanyagolható. Ekkor a következő közelítő képletet írhatjuk fel:

$$f_E' \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot \left(R_E \times \frac{h_{11}}{h_{21} + 1} \right)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot \frac{R_E \cdot \frac{h_{11}}{h_{21} + 1}}{R_E + \frac{h_{11}}{h_{21} + 1}}} =$$

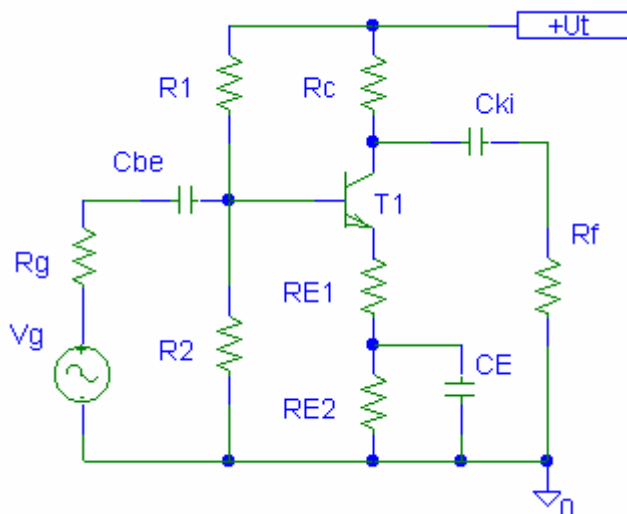
$$f_E' \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot R_E \cdot \frac{h_{11}}{h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot R_E \cdot \frac{1}{1 + g_m \cdot R_E}} =$$

$$f_E' \approx \frac{1 + g_m \cdot R_E}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot R_E} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{g_m}{C_E}$$

A közelítő képletek alapján a következő megállapításokat tehetjük. A fenti ésszerű közelítések esetén az f_E' törésponti frekvenciát megadó összefüggés lényegesen egyszerűbb alakra hozható. Az f_E' töréspont jó közelítéssel $(1 + g_m R_E)$ -szerese az f_E töréspontnak. Vegyük észre, hogy a két töréspontonál a feszültségerősítések között is $(1 + g_m R_E)$ -szeres különbség van, ami a 20 dB/dekádus frekvenciamenetből is következik.

Ahhoz, hogy az f_E' töréspont is kellően alacsony frekvenciára essen (f_{be}^{AF} és f_{ki}^{AF} közelébe kerüljön), C_E értékét egy-két nagyságrenddel nagyobbra kell választani, mint C_{be} , illetve C_{ki} értékeit.

Ha az emitter csak részben hidegített, azaz ha az emitter-ellenállás több tagból áll, és csak az egyikkel párhuzamosan található hidegítő kondenzátor, akkor a számítások az előző gondolatmenethez hasonlóan alakulnak (11.26. ábra).



11.26. ábra. Osztott emitteres közös emitteres kapcsolás

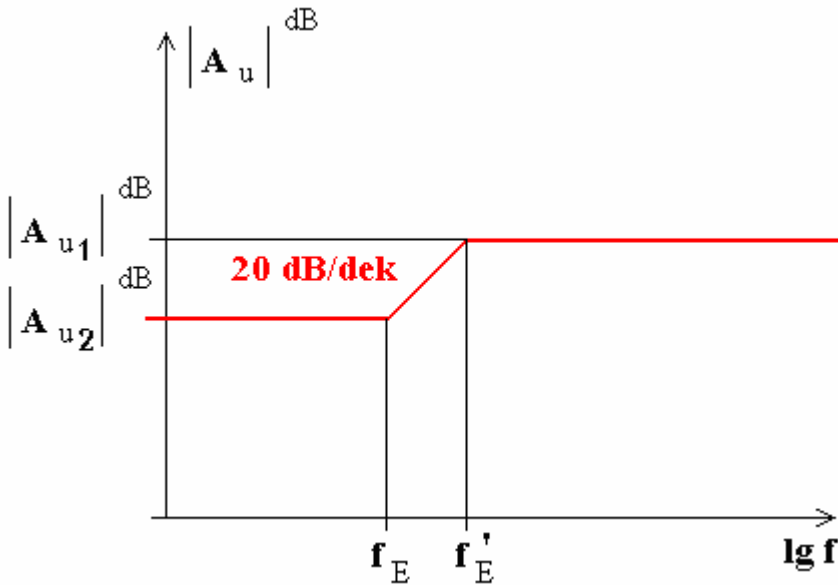
Sávközépen és a felett az emitterhidegítő kondenzátor (C_E) rövid-zárnak tekinthető, ezért a kapcsolás feszültségerősítése ekkor:

$$A_{u1} = -\frac{g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot R_{E1}}$$

Egészen kis frekvenciákon az emitterhidegítő kondenzátor hatása már nem érvényesül, ezért ebben a frekvenciatartományban a feszültségerősítés csak:

$$A_{u2} = \frac{-g_m \cdot R_t}{1 + g_m \cdot (R_{E1} + R_{E2})}$$

Töréspontos közelítésben a két erősítésszint között 20 dB/dekádós átmenet van, ahogy azt a 11.27. ábra mutatja:



11.27. ábra. Az emitterhidegítő kondenzátor frekvenciamenetre gyakorolt hatása osztott emitter-ellenállás esetén

Az f_E töréspont helye:

$$f_E = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot R_{E2}}$$

Az f'_E töréspontnál mindazon elemeket figyelembe kell venni, melyek az emitter felől a báziskör irányában látszanak, tehát:

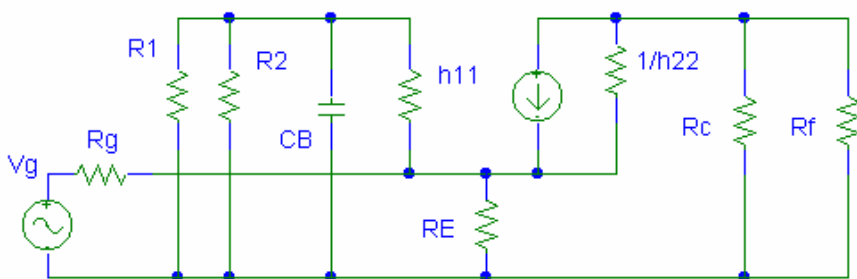
$$f'_E = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_E \cdot \left(R_{E2} \times \left[R_{E1} + \frac{(\beta + 1) \cdot r_e + r_{BB'} + R_1 \times R_2 \times R_g}{\beta + 1} \right] \right)}$$

Az előzőekben részletezett közelítések alkalmazásával látható, hogy:

$$\frac{|A_{u1}|}{|A_{u2}|} \approx \frac{f'_E}{f_E} \approx \frac{1 + g_m \cdot (R_{E1} + R_{E2})}{1 + g_m \cdot R_{E1}}$$

11.7.4. A bázishidegítő kondenzátor

A bázishidegítő kondenzátor a közös bázisú kapcsolás kisfrekvenciás átvitelére lesz hatással. Egészen kis frekvenciákon a közös bázisú kapcsolás 6.8. ábrán látható kapcsolási rajza nem helyettesíthető a 6.9. ábrán látható képpel, mert a bázishidegítő kondenzátor nem tekinthető rövidzárnak. A korrekt helyettesítő kép ebben a frekvenciatartományban a 11.28. ábrán látható (a be- és kimeneti csatoló kondenzátorok hatását elhanyagolva tekintjük azokat rövidzárnak):

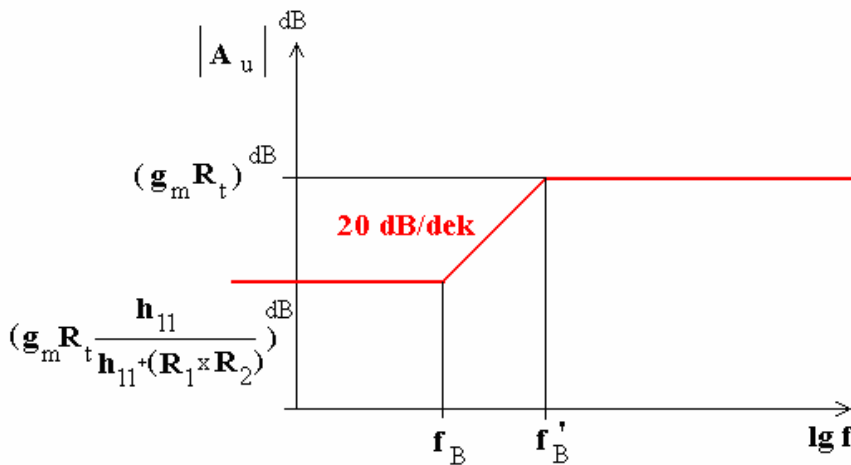


11.28. ábra. Helyettesítő kép a bázishidegítő kondenzátor frekvenciamenetre gyakorolt hatásának leírásához

Kicsi generátorellenállás esetén ($R_g \rightarrow 0$) a vezérlőfeszültségnek csak egy része jut a tranzisztor vezérlésére. A vezérlőfeszültség h_{11} és $R_1 \times R_2$ között megoszlik. Mivel a tranzisztorra a vezérlőfeszültségnek csak egy része jut, ezért a kapcsolás feszültségerősítése ugyanilyen mértékben (a_u) csökkenni fog.

$$a_u = \frac{h_{11}}{h_{11} + \left(R_1 \times R_2 \times \frac{1}{j\omega C_B} \right)} = \frac{h_{11}}{h_{11} + R_1 \times R_2} \cdot \frac{1 + j\omega C_B (R_1 \times R_2)}{1 + j\omega C_B (h_{11} \times R_1 \times R_2)}$$

A fenti képletből következően a közös bázisú kapcsolás bázishidegítő kondenzátora is két töréspontot idéz elő kisfrekvencián, ahogy ezt a 11.29. ábra mutatja:



11.29. ábra. A bázishidegítő kondenzátor hatása a kisfrekvenciás átvitelre

A két törésponti frekvencia képlettel kifejezve az alábbi:

$$f_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_B \cdot (R_1 \times R_2)}$$

illetve

$$f'_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_B \cdot (h_{11} \times R_1 \times R_2)}$$

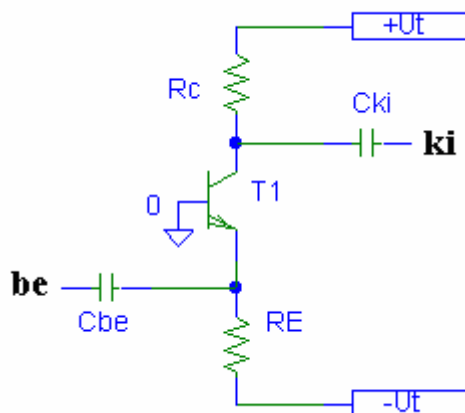
A kapcsolás feszültségerősítése sávközépen a már megismert $g_m R_t$. Alacsony, f_B -nél kisebb frekvenciákon:

$$A_{u2} = g_m R_t \frac{h_{11}}{h_{11} + (R_1 \times R_2)}$$

Ebben a kapcsolatban is megfigyelhetjük, hogy a feszültségerősítések aránya megegyezik a törésponti frekvenciák arányával, azaz

$$\frac{|A_{u1}|}{|A_{u2}|} \approx \frac{f'_B}{f_B} \approx \frac{h_{11} + (R_1 \times R_2)}{h_{11}}$$

A bázishidegítő kondenzátornak az átvitelre gyakorolt hatása kettős tápfeszültség alkalmazásával, és ezáltal C_B elhagyásával, kiküszöbölhető:



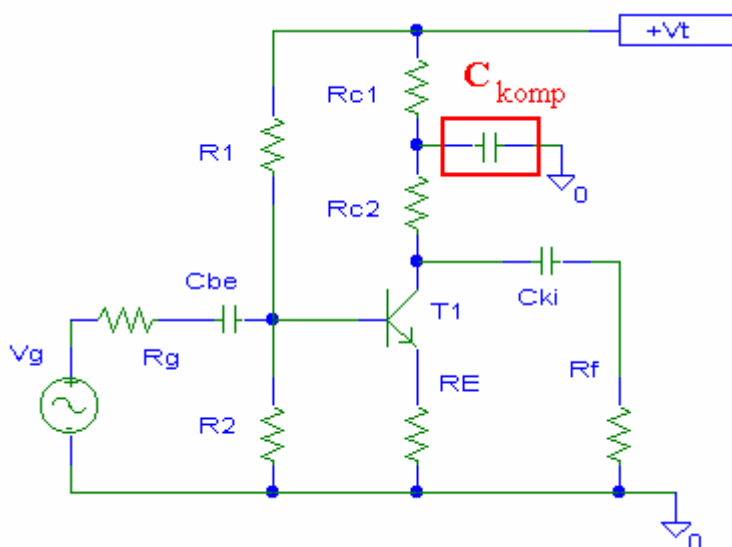
11.30. ábra. Közös bázisú kapcsolás bázishidegítő kondenzátor nélkül kettős tápfeszültség alkalmazásával

11.8. A kisfrekvenciás kompenzáció

A következőkben olyan kapcsolástechnikai megoldásokról lesz szó, melyekkel a kisfrekvenciás tartomány kívánt értékeinél erősítésnövekedés érhető el. A mintapéldák valamennyien közös emitteres kapcsolások lesznek.

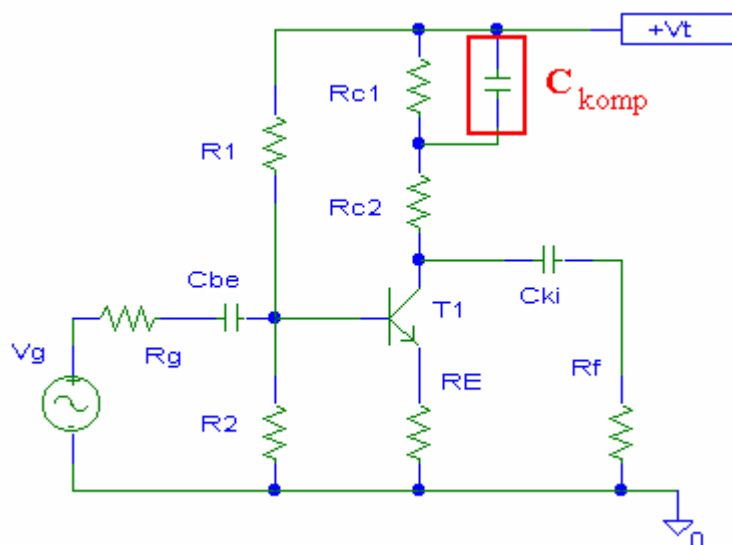
A 11.31. ábrán látható kapcsolás osztott kollektor-ellenállással felépített közös emitteres kapcsolás. Sávközépi frekvenciákon és a felett a kompenzáló kapacitás a felső R_{C1} ellenállást váltakozó áramú szempontból kiiktatja a kapcsolásból. (Az egyenáramú munkapontot tekintve a tranzisztor továbbra is $R_{C1} + R_{C2}$ ellenállást lát a kollektorán, de váltakozó áramú szempontból csak az R_{C2} ellenállást érzékeli.)

A kisfrekvenciák felé közeledve a kompenzáló kapacitás már nem húzza földpotenciálra a kollektor-ellenállások közös pontját, ezért a terhelő-ellenállások kiszámításánál R_{C2} helyett most már $R_{C1} + R_{C2}$ -t kell figyelembe venni, ami nagyobb R_t értéket, és ezáltal nagyobb feszültségerősítést eredményez.



11.31. ábra. Kisfrekvenciás kompenzáció osztott kollektor-ellenállással I.

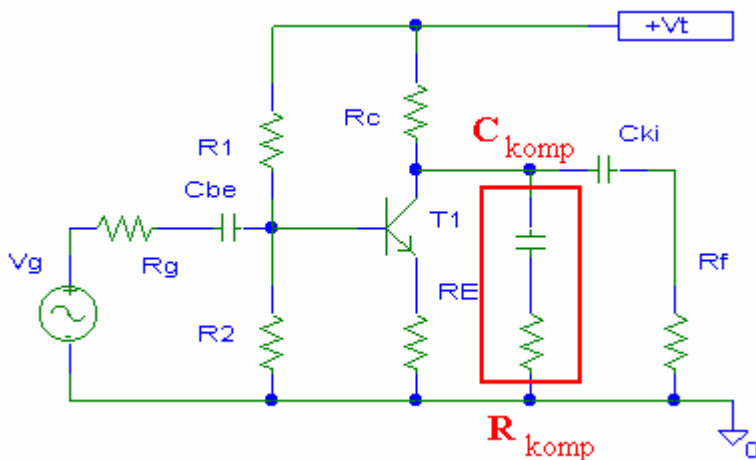
A 11.32. ábra kapcsolási megoldása ugyanezen az elven fejt ki hatását.



11.32. ábra. Kisfrekvenciás kompenzáció osztott kollektor-ellenállással II.

A törésponti frekvenciák helyes megválasztásával elérhető, hogy a fellépő feszültségerősítés növekedés kompenzálja a kisfrekvenciás tartományban egyébként jelentkező erősítéseszköket. Ezáltal alacsonyabb frekvenciákig lineáris frekvencia-átvitel érhető el.

A kollektor és a föld közé helyezett soros RC taggal, ahogy az a 11.33. ábrán látható, szintén kisfrekvenciás erősítésnövekedést érhetünk el. Abban a frekvenciatartományban, amelyben C_{komp} rövidzárnak tekinthető, az R_{komp} ellenállás párhuzamosan kapcsolódik a fogyasztóval, és ezáltal csökkenti R_t értékét, és vele a feszültségerősítést is.



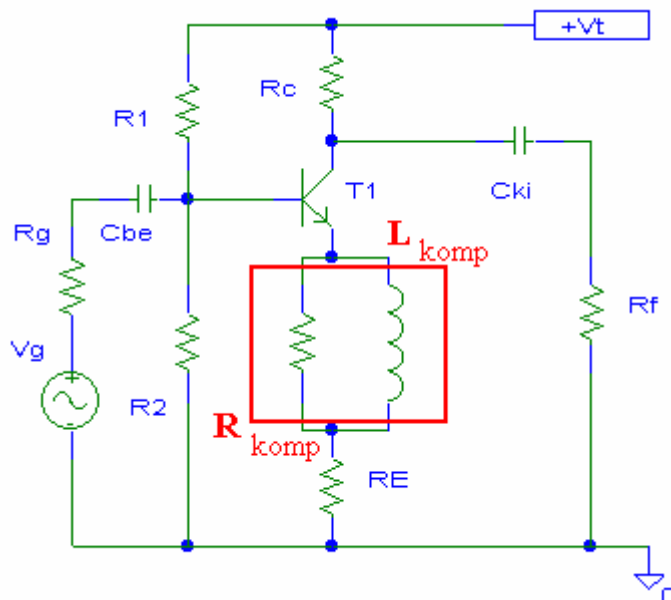
11.33. ábra. Kisfrekvenciás kompenzáció soros RC taggal

A kisfrekvenciás tartományban viszont a kompenzáló kapacitás leválasztja a fogyasztóról az R_{komp} ellenállást, ezért R_t értéke megnő, ami járulékos erősítésnövekedést idéz elő.

Szintén megoldást jelentene az emitterkörbe beépített párhuzamos RL-kör is. A kapcsolást a 11.34. ábra mutatja.

A kompenzáló tekercs kicsi soros ellenállása az alacsony frekvenciákon sőtöli R_{komp} ellenállás értékét, ezáltal az emitterkörüli ellenállások csökkennek. Ennek következtében a kapcsolás feszültségerősítése megnő.

Ennek a kapcsolási megoldásnak nagy hátránya, hogy (a hangfrekvenciás tartományra gondolva) túlságosan nagy értékű induktivitásokra lenne szükség. Ezért ez inkább elvi, mint gyakorlati megoldás.

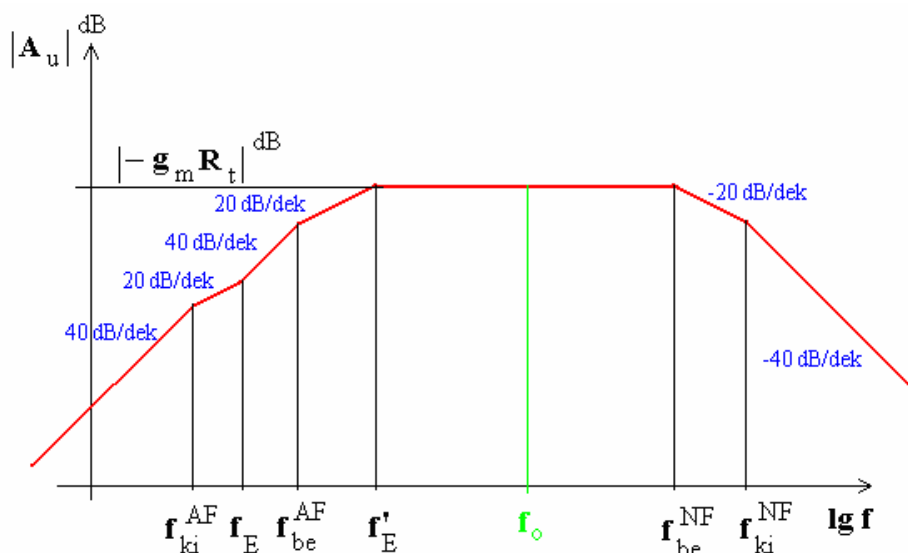


11.34. ábra. Kisfrekvenciás kompenzáció párhuzamos RL-körrel

11.9. Az eredő frekvenciaátvitel

Kapcsolásaink eredő frekvenciaátvitel tartalmazza mind a kis-, mind a nagyfrekvenciás töréspontokat. Az egyes hatások azonban nem tekinthetők minden esetben egymástól függetlennek, ugyanis a töréspontok gyakran egymás közelébe esnek. Például az emitterhidegítő kondenzátor kihat a kapcsolat bemeneti ellenállására, mely befolyásolja a bemeneti kisfrekvenciás töréspont értékét is. Ezért az eredő frekvenciaátvitel az esetek többségében összetett hatások eredményeként jön létre.

A 11.35. ábrán egy hidegített emitteres közös emitteres kapcsolat tipikus frekvenciamenete látható töréspontosan közelítve:



11.35. ábra. Közös emitteres kapcsolat (emitter hidegítve) eredő frekvenciamenete töréspontos közelítéssel

A kisfrekvenciás töréspontok közül a legmagasabb adja meg a kapcsolat alsó határfrekvenciáját (f_a -t). A nagyfrekvenciás töréspontok közül a legalacsonyabb lesz a kapcsolat felső határfrekvenciája (f_f). Az alsó és a felső határfrekvencia ismeretében már megadható a kapcsolat sávközépi frekvenciája (f_o) is:

$$f_o = \sqrt{f_a \cdot f_f}$$

Természetesen f_a és f_r konkrét értékeit a sávközépen mérhető erősítéshez viszonyított pl. 3 dB-es erősítéscsökkenés helyén mérésrel kell meghatározni.

A frekvenciafüggéssel kapcsolatos vizsgálataink végén még pár impulzusteknikai vonatkozásra kell felhívni a figyelmet.

Kapcsolásaink frekvenciamenete és impulzusátvittele között szoros kapcsolat van. Minél magasabban fekszik a felső határfrekvencia, annál jobb (rövidebb) lesz a négyszögjel-átvitel során tapasztalható felfutási idő. Ha a nagyfrekvenciás töréspontot egyetlen domináns időállandó határozza meg, akkor a felfutási idő:

$$t_f \approx 2,2 \cdot \tau_{dom} = \frac{2,2}{2 \cdot \pi \cdot f_{dom}}$$

A túllövés mértéke maximálisan lapos amplitúdó-menet mellett is kb. 3%-os, de nagyfrekvenciás túlkompenzálás (amikor az amplitúdó-menetben nagyfrekvencián kiemelés látható) esetén a túllövés még nagyobb.

A véges alsó határfrekvencia miatt az átvitt négyszögjelnek tetőesése lesz. Ennek értéke annál kisebb, minél alacsonyabban fekszik az alsó törésponti frekvencia. Egyetlen domináns kisfrekvenciás időállandó mellett a tetőesés az alábbi összefüggéssel közelíthető:

$$\delta \approx 1 - e^{-\frac{T}{\tau_{dom}}} \approx \frac{T}{\tau_{dom}}$$

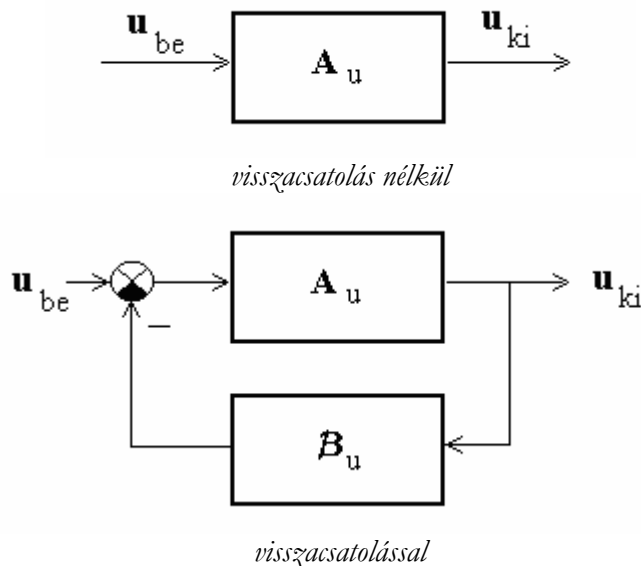
A kisfrekvenciás túlkompenzáció (amikor a kisfrekvenciás tartományban kiemelés lép fel az amplitúdó-menetben) esetén a négyszögjel-átvitelben tetőemelkedést tapasztalunk.

12. Visszacsatolás

A kimeneti jelnek vagy annak egy részének visszacsatolása a bemenetre többféle céllal történhet.

- Az áramkörünk aktív alkatrészei (bipoláris tranzisztor, térvezérlésű tranzisztor stb.) csak nagy paraméterszórással gyárthatók. Ezért célszerű az erősítő tulajdonságait inkább a jól meghatározott értékkel rendelkező passzív elemekre bízni.
- Visszacsatolást létrehozhatunk a kapcsolásunk valamilyen tulajdonságának javítása érdekében is. Ez lehet a frekvenciame-
net, az erősítés, az impulzusátvitel, a bemeneti vagy kimeneti impedancia stb.
- A kapcsolás stabil működése szintén megkövetelheti tőlünk a visszacsatolás alkalmazását. De lehet, hogy éppen az instabil állapot előidézése a feladatunk (például oszcillátorok esetén), melyhez szintén visszacsatolás alkalmazásával jutunk el.

A 12.1. ábrán a visszacsatolás általános blokksémáját láthatjuk:



12.1. ábra. A visszacsatolás elve

A_u helyére képzeljük oda aszimmetrikus erősítő kapcsolásainkat az eddig megismert tulajdonságaikkal együtt. β_u az esetek többségében ellenállásokból kialakított passzív hálózat. Szeretnénk, ha β_u a kimeneti jelnek csak egy részét juttatná vissza a kapcsolat bemenetére, méghozzá ellenkező fázisban és lehetőleg frekvenciafüggetlenül.

Mivel a visszacsatoló hálózat kimenetén megjelenő jel $\beta_u u_{ki}$, ezért a fázisfordítást is figyelembe véve erősítőnk bemenetére ($u_{be} - \beta_u u_{ki}$) nagyságú jel kerül. Ez A_u -szorosára erősítve jelenik meg a kimeneten. Ebből következően:

$$u_{ki} = A_u \cdot (u_{be} - \beta_u \cdot u_{ki}) = A_u \cdot u_{be} - A_u \cdot \beta_u \cdot u_{ki}$$

$$u_{ki}(1 + A_u \cdot \beta_u) = A_u \cdot u_{be}$$

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{A_u}{1 + A_u \cdot \beta_u} = A_u^*$$

(A továbbiakban az $A_u \beta_u$ szorzatot hurokerősítésnek (H) fogjuk nevezni.)

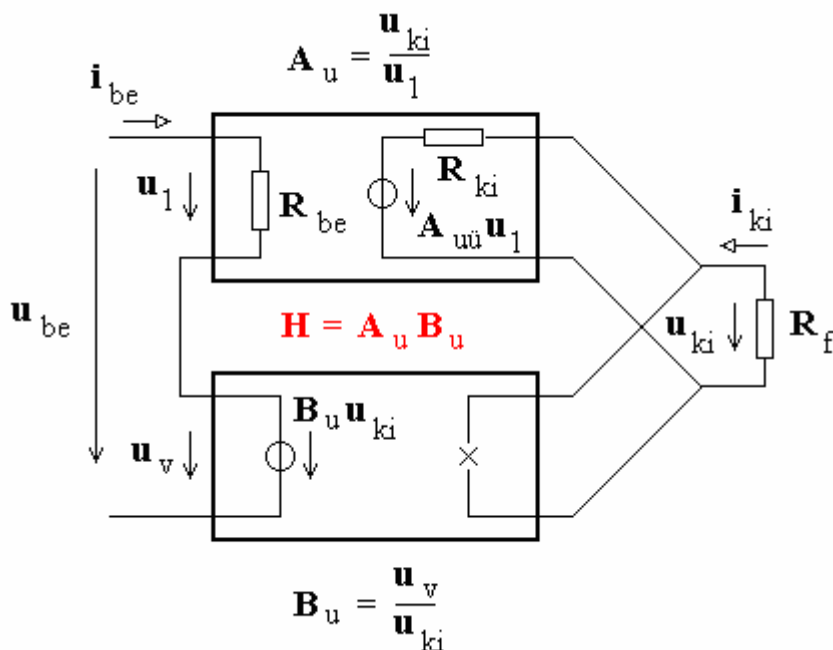
A kapcsolat eredeti tulajdonságai a visszacsatolás következtében jelentősen megváltozhatnak.

- ha $H > 0$, akkor $A_u^* < A_u$, tehát a kapcsolat visszacsatolt erősítése kisebb lesz, mint az eredeti visszacsatolás nélküli állapotban volt. Ezt az esetet negatív visszacsatolásnak hívjuk.
- ha $-1 < H < 0$, akkor $A_u^* > A_u$, a visszacsatolás hatására az erősítés megnő. Ekkor pozitív visszacsatolásról beszélünk.
- abban a speciális esetben, ha $H = -1$, akkor A_u^* határozatlan lesz. Ilyenkor bemeneti jel nélkül is kapunk kimeneti jelet. Önfenntartó gerjedés, oszcilláció lép fel.
- ha $H < -1$, akkor bemeneti jel nélkül is egy növekvő amplitúdójú oszcilláló kimeneti jelet kapunk, melynek az esetek többségében a tápfeszültség szab határt.

A továbbiakban részletesen megvizsgáljuk az aszimmetrikus erősítők visszacsatolásának négy alapesetét. Áttekintjük a visszacsatolás hatását az erősítőkapcsolás üzemi paramétereire, így a feszültség- és áramerősítésre, a bemeneti és a kimeneti ellenállásra. Valamennyi esetben negatív visszacsatolást alkalmazunk.

12.1. Soros feszültség-visszacsatolás (SU)

Soros feszültség-visszacsatolás (SU) esetén a kimeneti feszültséggel arányos jelet csatolunk vissza a kapcsolás bemenetére. A visszacsatolt feszültséggel sorba kapcsolódik az erősítő vezérlő jellel. A soros feszültség-visszacsatolás általános blokkdiagramját a 12.2. ábrán láthatjuk:



12.2. ábra. Soros feszültség-visszacsatolás (SU)

Soros feszültség-visszacsatolás esetén a hurokerősítés értéke

$$H = A_u \cdot \beta_u$$

A soros feszültség-visszacsatolás hatását a kapcsolás üzemi paramétereire az alábbi képletek fejezik ki:

$$A_u^* = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{A_u \cdot u_1}{u_1 + u_v} = \frac{A_u \cdot u_1}{u_1 + u_1 \cdot A_u \cdot \beta_u} = \frac{A_u}{1 + A_u \cdot \beta_u} = \frac{A_u}{1 + H}$$

$$A_i^* = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = A_i$$

$$R_{be}^* = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_1 + u_v}{i_{be}} = \frac{u_1 + u_1 \cdot A_u \cdot \beta_u}{i_{be}} = \frac{u_1}{i_{be}} (1 + A_u \cdot \beta_u) = R_{be} (1 + H)$$

A kimeneti ellenállás kiszámításakor vegyük figyelembe, hogy a kimeneti rövidzárási áram meghatározásakor a kimenet rövidzártban van. Ennek következtében visszacsatolt jel nincs, $u_v = 0$, és ebből következően $u_{be} = u_1$.

$$R_{ki}^* = -\frac{u_{kiu}}{i_{kir}} = -\frac{\frac{A_{uii}}{1 + A_{uii} \cdot \beta_u} \cdot u_{be}}{-\frac{A_{uii} \cdot u_{be}}{R_{ki}}} = \frac{R_{ki}}{1 + A_{uii} \cdot \beta_u}$$

Ha figyelembe vesszük a vezérlőgenerátor belső ellenállását is, akkor a visszacsatolt kapcsolás kimeneti ellenállása még pontosabban megadható:

$$R_{ki}^* = \frac{R_{ki}}{1 + \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g} A_{uii} \cdot \beta_u}$$

Két további paraméter szokott még előfordulni a gyakorlati számítások során. Ezek a transzfer impedancia (Z_A) és a transzfer admittancia (Y_A). Értékük a visszacsatolást következtében az alábbi alakot ölti:

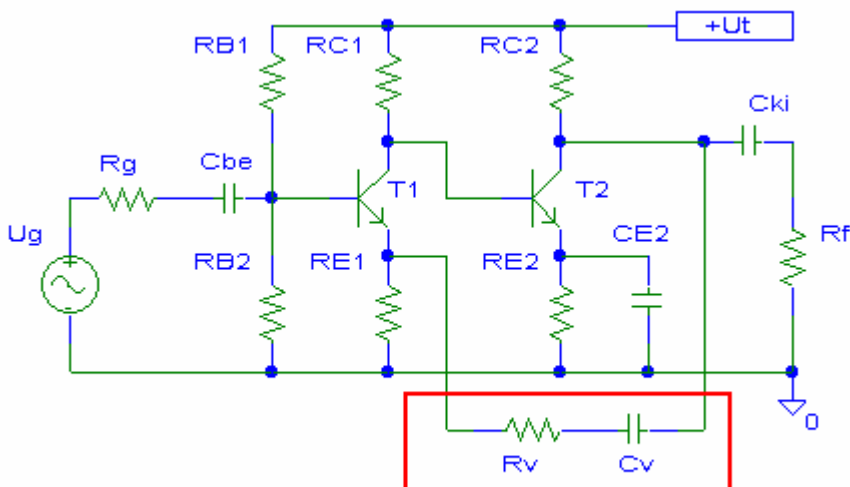
$$Z_A^* = \frac{u_{ki}}{i_{be}} = Z_A$$

$$Y_A^* = \frac{i_{ki}}{u_{be}} = \frac{i_{ki}}{u_1 + u_v} = \frac{i_{ki}}{u_1 + u_1 \cdot A_u \cdot \beta_u} = \frac{i_{ki}}{u_1 \cdot (1 + A_u \cdot \beta_u)} = \frac{Y_A}{1 + H}$$

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a soros feszültség-visszacsatolás hatására kapcsolásunk visszacsatolt feszültségerősítése $(1+H)$ -ad részére csökken, miközben az áramerősítés változatlan marad. Soros feszültség-visszacsatolás hatására a kapcsolás bemeneti ellenállása $(1+H)$ -szorosára nő, a kimeneti ellenállás pedig hozzávetőlegesen ugyanilyen mértékben csökken.

A feszültségerősítés csökkenése ugyan első pillanatban nem teszi előnyössé a soros feszültség-visszacsatolás alkalmazását, de ezen negatívum ellenére óriási előny lehet a bemeneti ellenállás jelentős növekedése és a kimeneti ellenállás csökkenése. Éppen ezen előnyös tulajdonságai

miatt a soros feszültség-visszacsatolás az egyik legelterjedtebb visszacsatolási forma.



soros feszültség-visszacsatolás

12.3. ábra. Kapcsolási példa soros feszültség-visszacsatolásra

A 12.3. ábrán két, egymást követő közös emitteres kapcsolásból felépített erősítő kapcsolást láthatunk. A kimeneti feszültséggel arányos jelet juttatunk vissza (feszültség-visszacsatolás) a kapcsolás bemenetére, a kapcsolást vezérlő feszültséggel sorba kötve (soros visszacsatolás). A C_v kapacitást rövidzárnak tekintve a kimeneti jel R_{E1} és R_v által leosztott része jut a bemenetre, ezért

$$\beta_u = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_v}$$

A kapcsolást vezérlő jel két közös emitteres fokozaton keresztül haladva jut vissza a bemenetre, ezért a visszacsatolás azonos fázisban történik (kétszer történik fázisforgatás). Ez azonban azt jelenti, hogy az emitterpont változása olyan, hogy csökkenteni fogja a bázisra jutó vezérlő-feszültség hatását. Ezért ez a visszacsatolás negatív soros feszültség-visszacsatolás lesz.

(Ha például a vezérlés hatására a bázis feszültsége megnő, akkor az első tranzisztor jobban kinyit. Az azonos fázisban történő visszacsatolás miatt viszont az emitter feszültsége emelkedni fog, ami csökkenteni igyek-

szik az első tranzisztor bázis-emitter feszültségét, azaz lezárás felé vezérli a tranzisztort.)

A fenti kapcsolat visszacsatolás nélküli eredő feszültségerősítése (A_{ue}) a két fokozat feszültségerősítéseinek szorzata alapján számolható.

$$A_{ue} = A_u^{(1)} \cdot A_u^{(2)}$$

A visszacsatolással kapható feszültségerősítés ennél kisebb, éppen ennek $(1+H)$ -ad része, azaz:

$$A_u^* = \frac{A_{ue}}{1+H} = \frac{A_{ue}}{1+A_{ue} \cdot \beta_u}$$

Ha a nevezőben szereplő $A_{ue}\beta_u$ tényező jóval nagyobb mint egy, akkor a visszacsatolt erősítés az alábbi képlettel közelíthető:

$$A_u^* \approx \frac{1}{\beta_u} = \frac{R_{E1} + R_v}{R_{E1}}$$

A kapcsolat visszacsatolással nyert feszültségerősítését láthatóan a passzív alkatrészek határozzák meg (R_{E1} és R_v). Az erősítés az aktív elemek paramétereitől közel függetlenné vált.

12.2. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás (PU)

A párhuzamos feszültség-visszacsatolás esetében is a kimeneti feszültséggel arányos jel jut vissza a bemenetre, de most a visszacsatolt jel a bemeneti jellel párhuzamosan kapcsolódik. A párhuzamos feszültség-visszacsatolás általános blokkdiagramját a 12.4. ábra mutatja.

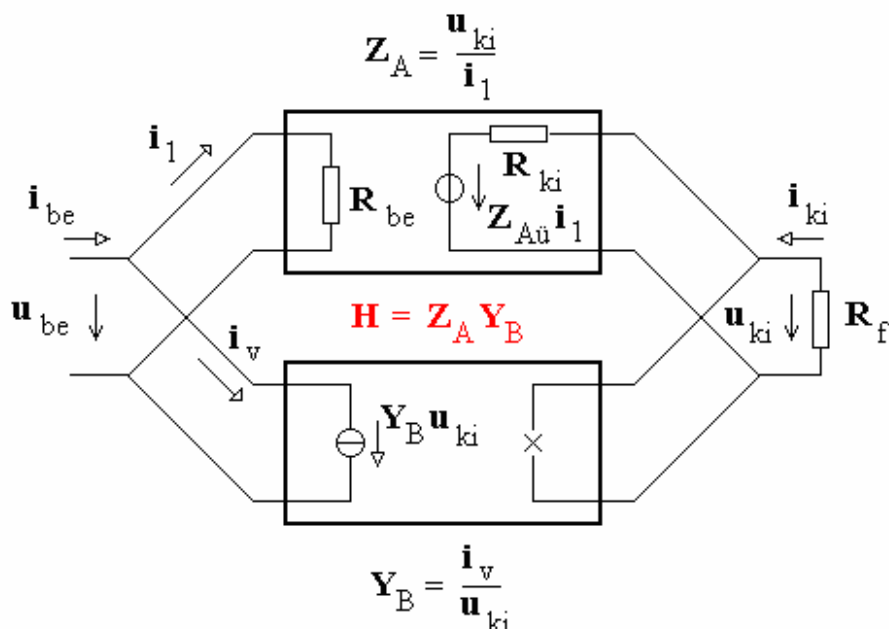
Párhuzamos feszültség-visszacsatolás esetén a hurokerősítés értékét a következőképpen adhatjuk meg:

$$H = Z_A \cdot Y_\beta$$

A párhuzamos visszacsatolással kapott kapcsolat üzemi paramétereit az alábbiak lesznek:

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

$$A_i^* = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{A_i \cdot i_1}{i_1 + i_v} = \frac{A_i \cdot i_1}{i_1 + Z_A \cdot Y_\beta \cdot i_1} = \frac{A_i \cdot i_1}{i_1 \cdot (1 + Z_A \cdot Y_\beta)} = \frac{A_i}{1 + H}$$



12.4. ábra. A párhuzamos feszültség-visszacsatolás

$$R_{be}^* = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_{be}}{i_1 + i_v} = \frac{u_{be}}{i_1 + Z_A \cdot Y_\beta \cdot i_1} = \frac{u_{be}}{i_1 \cdot (1 + Z_A \cdot Y_\beta)} = \frac{R_{be}}{1 + H}$$

A visszacsatolás hatására a kimeneti ellenállás is megváltozik. Ki-számításakor vegyük figyelembe, hogy a kimenet rövidre zárása esetén visszacsatolt jel nem lesz, továbbá, hogy a kapcsolás visszacsatolással nyert transzfer impedanciája (Z_A^*) az eredeti Z_A (1+H)-ad része lesz (lásd alább).

$$R_{ki}^* = -\frac{u_{kiu}}{i_{kir}} = \frac{-Z_{Aü} \cdot i_1}{-\frac{Z_{Aü} \cdot i_{be}}{R_{ki}}} = \frac{-\frac{Z_{Aü}}{1 + Z_{Aü} \cdot Y_\beta} \cdot i_{be}}{-\frac{Z_{Aü} \cdot i_{be}}{R_{ki}}} = \frac{R_{ki}}{1 + Z_{Aü} \cdot Y_\beta}$$

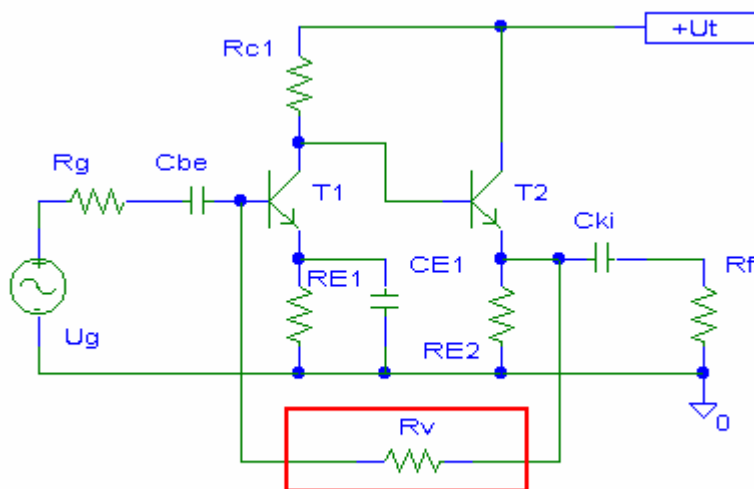
Nullától különböző, véges generátor-ellenállás esetén a kimeneti ellenállás visszacsatolással kapott értéke még pontosabban is kifejezhető:

$$R_{ki}^* = \frac{R_{ki}}{1 + \frac{R_g}{R_g + R_{be}} Z_{Aü} \cdot Y_\beta}$$

$$Z_A^* = \frac{u_{ki}}{i_{be}} = \frac{u_{ki}}{i_1 + i_v} = \frac{u_{ki}}{i_1 + Z_A \cdot Y_\beta \cdot i_1} = \frac{u_{ki}}{i_1 \cdot (1 + Z_A \cdot Y_\beta)} = \frac{Z_A}{1 + Z_A \cdot Y_\beta} = \frac{Z_A}{1 + H}$$

$$Y_A^* = \frac{i_{ki}}{u_{be}} = Y_A$$

A 12.5. ábrán látható kapcsolás olyan párhuzamos feszültség-visszacsatolást mutat, mely egyenáramú visszacsatolást (is) tartalmaz.



párhuzamos feszültség-visszacsatolás

12.5. ábra. Kapcsolási példa párhuzamos feszültség-visszacsatolásra

Ebben a kapcsolásban a T_1 -es tranzisztor bázisárama a visszacsatoló ellenálláson (R_v) folyik keresztül. A visszacsatolt jel a kimeneti feszültséggel arányos, a bemeneti jellel ellentétes fázisú, továbbá a bemeneti jellel párhuzamosan kapcsolódik. Ezért ez egy negatív párhuzamos feszültség-visszacsatolás.

A visszacsatolás a kapcsolás feszültségerősítését nem befolyásolja. Az eredő feszültségerősítés a két fokozat erősítésének szorzata lesz. Az első fokozat közös emitteres kapcsolás, melynek terhelésekor figyelembe kell venni a második fokozat bemeneti ellenállását is. A második fokozat egy közös kollektoros kapcsolás, melyet a visszacsatoló R_v ellenállás is terhel.

A hurokerősítés meghatározásához szükségünk van Z_A és Y_β értékeire. Ezek a következő egyenletekkel adhatók meg:

$$Z_A = \frac{u_{ki}}{i_{be}} = \frac{-i_{be} \cdot \beta^{(1)} \cdot (R_{C1} \times R_{be}^{(2)}) \cdot A_u^{(2)}}{i_{be}} = -\beta^{(1)} \cdot (R_{C1} \times R_{be}^{(2)}) \cdot A_u^{(2)}$$

$$Y_\beta = \frac{i_v}{u_{ki}} = \frac{-\frac{u_{ki} - \frac{h_{11}^{(1)}}{h_{11}^{(1)} + R_v} \cdot u_{ki}}{R_v}}{u_{ki}} = -\left(1 - \frac{h_{11}^{(1)}}{h_{11}^{(1)} + R_v}\right) = -\frac{1}{R_v + h_{11}^{(1)}} \approx -\frac{1}{R_v}$$

A fenti összefüggések ismeretében a hurokerősítés már meghatározható. A számításokat már elvégezhetjük Z_A^* -ra is, mely Z_A értékének $(1+H)$ -ad része lesz. Abban az esetben, ha a hurokerősítés jóval meghaladja az egységet, akkor Z_A^* egész egyszerű összefüggéssel megadható.

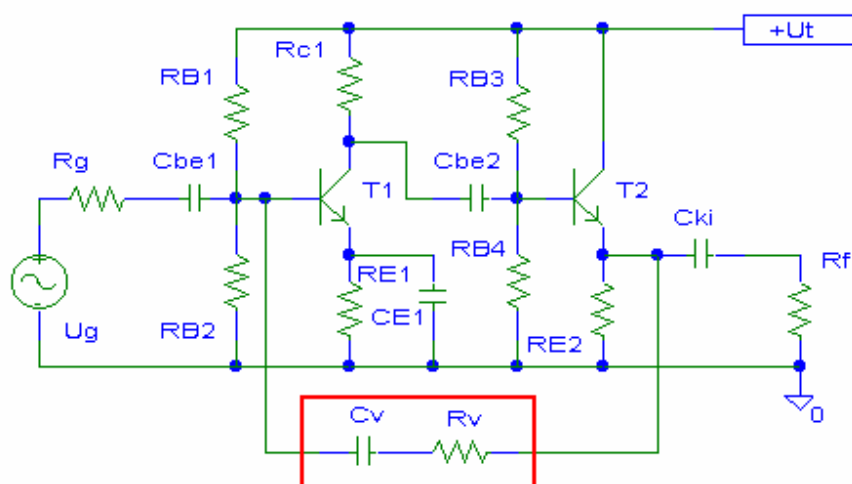
$$Z_A^* = \frac{Z_A}{1+H} \approx \frac{Z_A}{H} = \frac{Z_A}{Z_A \cdot Y_\beta} = \frac{1}{Y_\beta}$$

A konkrét kapcsolásban

$$Z_A^* = -R_v$$

A párhuzamos feszültség-visszacsatolás hatására mind a bemeneti, mind a kimeneti ellenállás csökken, ezért ezt a visszacsatolási megoldást elsősorban nagyfrekvenciás áramkörökben találjuk meg, ahol a tápvonalakhoz történő illesztés megköveteli a kicsi be- és kimeneti ellenállást, például 75Ω -ot.

A 12.6. ábra szintén párhuzamos feszültség-visszacsatolás, de csak váltakozó áramúlag jön létre benne visszacsatolás.

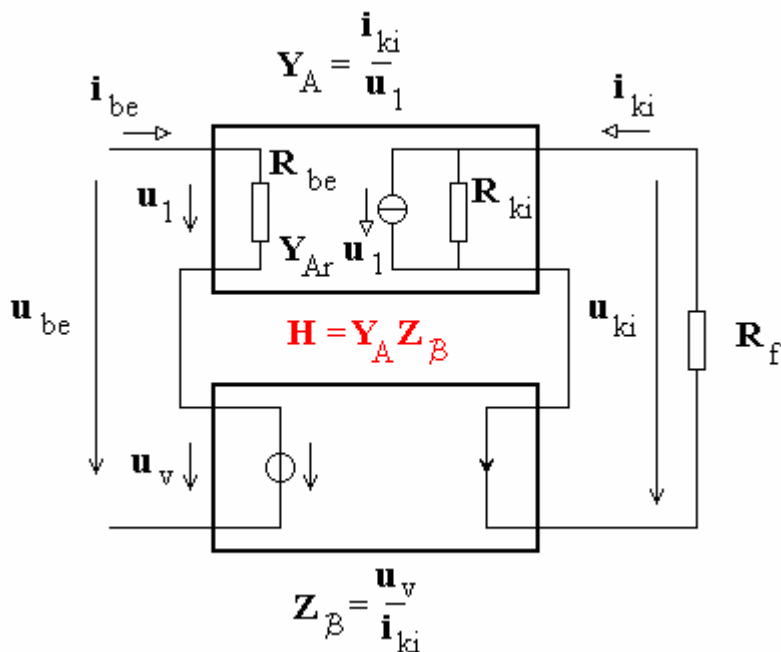


párhuzamos feszültség-visszacsatolás

12.6. ábra. Kapcsolási példa párhuzamos feszültség-visszacsatolásra
(csak AC-n)

12.3. Soros áram-visszacsatolás (SI)

Soros áram-visszacsatolás esetén a kimeneti árammal arányos feszültségjelet csatolunk vissza az erősítő vezérlő jellel sorba, ahogy azt a 12.7. ábra mutatja.



12.7. ábra. Soros áram-visszacsatolás

Soros áram-visszacsatolás mellett kapcsolásunkat a bemeneti feszültségjellel vezérelt kimeneti áram fogja jellemezni (ezt fejezi ki az Y_A), és a visszacsatolt jel a kimeneti árammal arányos feszültségjellel lesz (Z_β által meghatározott mértékben). Így a hurokerősítés értékét Y_A és Z_β szorzata adja:

$$H = Y_A \cdot Z_\beta$$

A visszacsatolás hatására a kapcsolás feszültségerősítése csökkenni fog, melynek mértéke:

$$A_u^* = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{u_{ki}}{u_1 + u_v} = \frac{u_1 \cdot A_u}{u_1 + Y_A \cdot Z_\beta \cdot u_1} = \frac{A_u}{1 + Y_A \cdot Z_\beta}$$

A kapcsolás áramerősítésére a soros áram-visszacsatolás nincs hatással:

$$A_i^* = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = A_i$$

A bemeneti ellenállás változása az alábbi összefüggéssel adható meg:

$$R_{be}^* = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_1 + u_v}{i_{be}} = \frac{u_1 + Y_A \cdot Z_\beta \cdot u_1}{i_{be}} = \frac{u_1 \cdot (1 + Y_A \cdot Z_\beta)}{i_{be}} = R_{be} \cdot (1 + Y_A \cdot Z_\beta)$$

A kimeneti ellenállás meghatározásakor most arra kell ügyelni, hogy a kimeneti üresjárási feszültség felírásakor a kimenetet szabadon hagyva nem lesz kimeneti áram, ezért a visszacsatolás nem fog érvényesülni.

$$R_{ki}^* = -\frac{u_{kiu}}{i_{kir}} = \frac{-(-Y_{Ar} \cdot u_{be} \cdot R_{ki})}{Y_{Ar}^* \cdot u_{be}} = \frac{Y_{Ar} \cdot R_{ki}}{\frac{Y_{Ar}}{1+H}} = R_{ki} \cdot (1 + Y_{Ar} \cdot Z_\beta)$$

Ha figyelembe vesszük a véges (nullától különböző) generátor-ellenállás hatását is, akkor a kimeneti ellenállás az alábbi alakot ölti:

$$R_{ki}^* = R_{ki} \cdot \left(1 + \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g} Y_{Ar} \cdot Z_\beta \right)$$

A transzfer impedancia és a transzfer admittancia az alábbi összefüggésekkel adható meg:

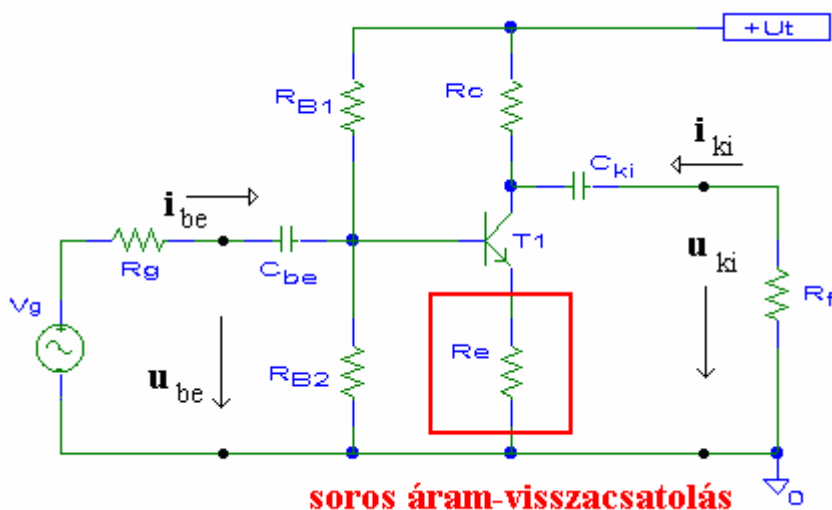
$$Z_A^* = \frac{u_{ki}}{i_{be}} = Z_A$$

$$Y_A^* = \frac{i_{ki}}{u_{be}} = \frac{i_{ki}}{u_1 + u_v} = \frac{i_{ki}}{u_1 \cdot (1+H)} = \frac{Y_A}{(1+H)}$$

A negatív soros áram-visszacsatolás legtipikusabb példája a hidegítetlen emitteres közös emitteres kapcsolás. (lásd 12.8. ábra)

A visszacsatolt jel ebben az esetben a kimeneti árammal lesz arányos (áram-visszacsatolás), a tranzisztort vezérlő jellel sorba kapcsolódik (soros visszacsatolás), és a bemeneti jellel azonos fázisú (ez negatív visszacsatolást eredményez, mert például a bázis feszültségének emelkedése az

emitterfeszültség emelkedését vonja maga után, ami a tranzisztort vezérlő bázis-emitter feszültség csökkenésével jár).



12.8. ábra. Negatív soros áram-visszacsatolás

A hurokerősítés értéke soros áram-visszacsatolás esetén $Y_A Z_\beta$. Az Y_A a közös emitteres kapcsolásra vonatkoztatva:

$$Y_A = \frac{i_{ki}}{u_{be}} = \frac{i_C}{u_{BE}} = g_m$$

A Z_β szintén egyszerűen meghatározható, értéke:

$$Z_\beta = \frac{u_v}{i_{ki}} = \frac{u_E}{i_C} = \frac{R_E \cdot i_E}{i_c} \approx R_E$$

Mindezek alapján a hurokerősítés:

$$H = g_m \cdot R_E$$

Visszacsatolás nélkül a kapcsolás feszültségerősítése $-g_m R_t$ volt, a visszacsatolás hatására ez $(1+H)$ -ad részére csökken, tehát

$$A_u^* = \frac{-g_m \cdot R_t}{1+H} = \frac{-g_m \cdot R_t}{1+g_m \cdot R_E}$$

Ez igazolja a korábban más megfontolás alapján kapott eredményünket.

Az emitter-ellenállás által okozott visszacsatolás az áramerősítésre nem lesz hatással, azaz

$$A_i^* = A_i$$

A bemeneti ellenállás esetében azt várjuk, hogy az a visszacsatolás következtében $(1+H)$ -szorosára növekszik, de ez csak a visszacsatolásban szereplő h_{11} paraméterre igaz. R_{B1} és R_{B2} bázisellenállások a visszacsatolásban nem vesznek részt. Ezért

$$R_{be}^* = R_{B1} \times R_{B2} \times [h_{11} \cdot (1 + H)] = R_{B1} \times R_{B2} \times [h_{11} \cdot (1 + g_m \cdot R_E)] \approx$$

$$R_{be}^* \approx R_{B1} \times R_{B2} \times [h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_E]$$

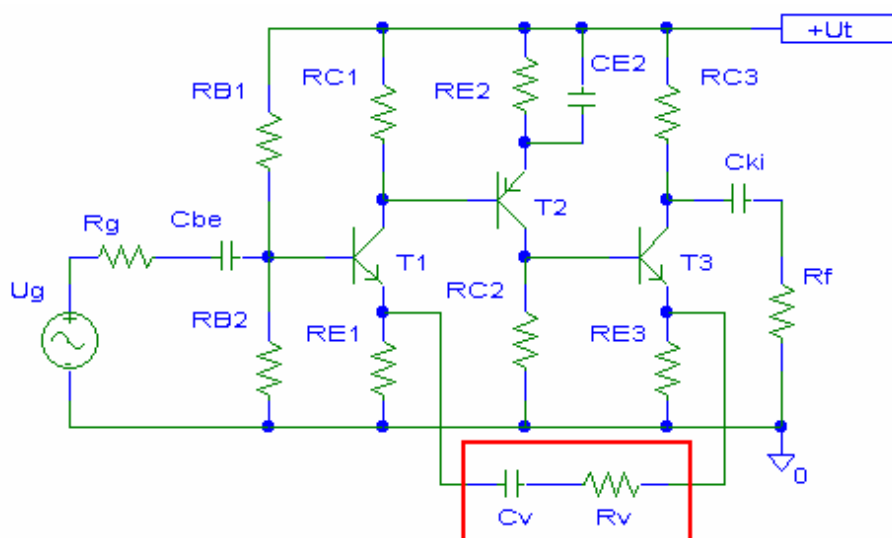
Az így kapott eredmény is megegyezik korábbi tanulmányainkkal.

A kimeneti ellenállás számottevően nem változik, mert a visszacsatolás csak a h_{22} paramétert növeli $(1+H)$ -szorosára. Így a kimeneti ellenállás értékében továbbra is R_C dominál:

$$R_{ki}^* = R_C \times \left[\frac{1}{h_{22}} \cdot (1 + H) \right] = R_C \times \left[\frac{1}{h_{22}} \cdot (1 + g_m \cdot R_E) \right] \approx R_C$$

Természetesen bonyolultabb kapcsolások esetében is kialakíthatunk negatív soros áram-visszacsatolást (12.9. ábra).

Arra azonban ügyelni kell, hogy a visszacsatolt jel a bemenettel sorba kapcsolódjon, a kimeneti árammal legyen arányos, és azonos fázisban legyen a vezérlőjellel. Ez pedig páros számú közös emitteres kapcsolást tételez fel a visszacsatoláson belül.



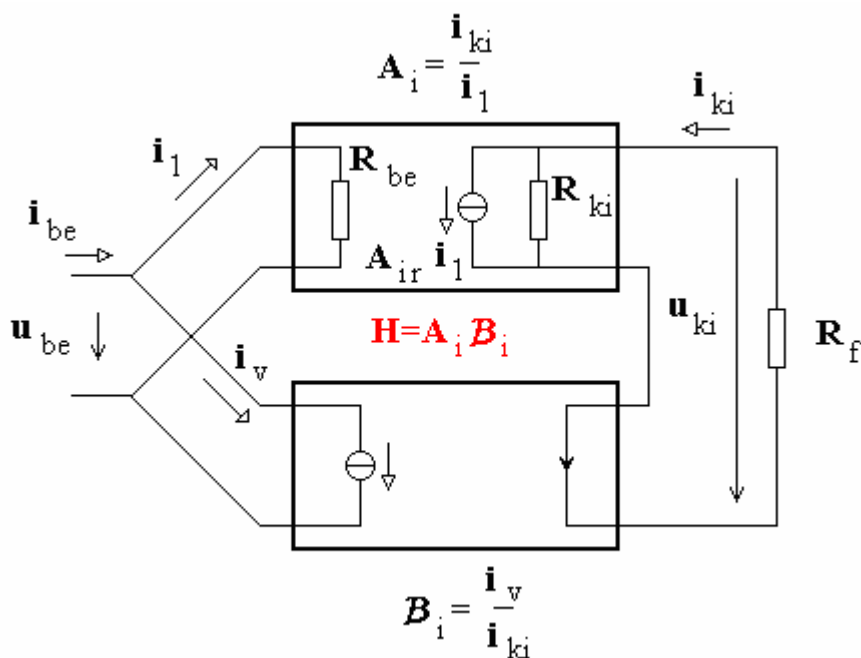
negatív soros áram-visszacsatolás

12.9. ábra. Negatív soros áram-visszacsatolás többfokozatú erősítőben

12.4. Párhuzamos áram-visszacsatolás (PI)

A párhuzamos áram-visszacsatolás a legkevésbé elterjedt visszacsatolási forma. Ennek több oka is van. Egyrészt a feszültségerősítés nem tartható kézben vele, mivel arra nincs hatással. Másrészt csökkenti a bemeneti ellenállást, továbbá ezzel egyidejűleg növeli a kimeneti ellenállást. E két utóbbi változás jellege az esetek döntő többségében kedvezőtlen.

A 12.10. ábrán a párhuzamos áram-visszacsatolás általános blokk-diagramját láthatjuk.



12.10. ábra. Párhuzamos áram-visszacsatolás

Párhuzamos áram-visszacsatolás esetén a H hurokerősítést a két áramerősítési tényező szorzata adja:

$$H = A_i \cdot \beta_i$$

A párhuzamos áram-visszacsatolásnak a kapcsolás üzemi paramétereire gyakorolt hatását a következő képletekkel fejezhetjük ki:

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

$$A_i^* = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{i_{ki}}{i_1 + i_v} = \frac{A_i \cdot i_1}{i_1 + A_i \cdot \beta_i \cdot i_1} = \frac{A_i}{1 + A_i \cdot \beta_i} = \frac{A_i}{1 + H}$$

$$R_{be}^* = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_{be}}{i_1 + i_v} = \frac{u_{be}}{i_1 + A_i \cdot \beta_i \cdot i_1} = \frac{u_{be}}{i_1 \cdot (1 + A_i \cdot \beta_i)} = \frac{R_{be}}{1 + H}$$

A feszültségerősítés változatlanul hagyása mellett ez a visszacsatolási típus (1+H)-ad részére csökkenti a kapcsolás áramerősítési tényezőjét, és ugyanilyen mértékben csökkenti a bemeneti ellenállást is. A kimeneti ellenállás kiszámításakor figyelembe kell venni, hogy a kimeneti üresjárási feszültség meghatározásakor visszacsatolt jel nincs.

$$R_{ki}^* = -\frac{u_{kiü}}{i_{kir}} = \frac{-(-A_{ir} \cdot i_{be} \cdot R_{ki})}{A_{ir}^* \cdot i_{be}} = \frac{A_{ir} \cdot i_{be} \cdot R_{ki}}{\frac{A_{ir}}{1 + A_{ir} \cdot \beta_i} \cdot i_{be}} = R_{ki} \cdot (1 + A_{ir} \cdot \beta_i)$$

Ha figyelembe vesszük a generátor-ellenállást is, akkor a kimeneti ellenállást pontosabban is kifejezhetjük:

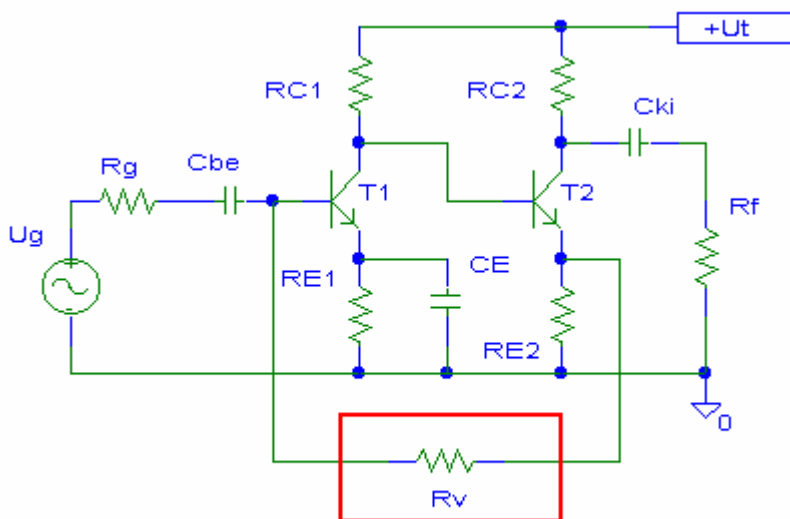
$$R_{ki}^* = R_{ki} \cdot \left(1 + \frac{R_g}{R_g + R_{be}} A_{ir} \cdot \beta_i \right)$$

A transzfer jellemzőket az alábbi képletekkel határozhatjuk meg:

$$Z_A^* = \frac{u_{ki}}{i_{be}} = \frac{u_{ki}}{i_1 + i_v} = \frac{u_{ki}}{i_1 + A_i \cdot \beta_i \cdot i_1} = \frac{u_{ki}}{i_1 \cdot (1 + A_i \cdot \beta_i)} = \frac{Z_A}{1 + H}$$

$$Y_A^* = \frac{i_{ki}}{u_{be}} = Y_A$$

A 12.11. ábrán egy kéttranzisztoros kapcsolási példát láthatunk negatív párhuzamos áram-visszacsatolásra. A visszacsatolás ebben az esetben az egyenáramú munkapont beállításában is szerepet játszik. A visszacsatoló ellenálláson keresztül kap bázisáramot az első tranzisztor.



párhuzamos áram-visszacsatolás

12.11. ábra. Kapcsolási példa negatív párhuzamos áram-visszacsatolásra

A fenti kapcsolásban a visszacsatolt jel nagysága a kimeneti árammal arányos (áram-visszacsatolás), a visszacsatolt jel a bemenettel párhuzamosan kapcsolódik (párhuzamos visszacsatolás), továbbá a visszacsatolt jel az őt létrehozó hatással – a bemeneti jellel – ellentétes fázisú (negatív visszacsatolás).

A kapcsolat eredő feszültségerősítésére a visszacsatolás nincs hatással, ezért

$$A_u^* = A_u = A_u^{(1)} \cdot A_u^{(2)}$$

Az áramerősítés $(1+H)$ -ad részére csökken, ezért határozzuk meg H értékét, mely A_i és β_i szorzatával egyenlő.

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_1} = -\frac{u_{E2}}{R_{E2} \times R_v} \approx -\frac{u_{C1}}{R_{E2}} \approx -\frac{i_1 \cdot \beta^{(1)} \cdot (R_{C1} \times R_{be}^{(2)})}{R_{E2}} \approx -\frac{\beta^{(1)} \cdot R_{C1}}{R_{E2}}$$

$$\beta_i = \frac{i_v}{i_{ki}} = \frac{-R_{E2}}{R_{E2} + R_v} \approx -\frac{R_{E2}}{R_v}$$

β_i értékének meghatározásakor az R_{E2} és R_v által létrehozott áramosztót kell figyelembe vennünk. Ezek után a hurokerősítés értéke:

$$H = A_i \cdot \beta_i \approx \left(-\frac{\beta^{(1)} \cdot R_{C1}}{R_{E2}} \right) \cdot \left(-\frac{R_{E2}}{R_v} \right) = \frac{\beta^{(1)} \cdot R_{C1}}{R_v}$$

A hurokerősítés ismeretében már megadható a kapcsolás visszacsatolás miatt megváltozott áramerősítése:

$$A_i^* = \frac{A_i}{1+H} \approx \frac{-\frac{\beta^{(1)} \cdot R_{C1}}{R_{E2}}}{1 + \frac{\beta^{(1)} \cdot R_{C1}}{R_v}} \approx -\frac{R_v}{R_{E2}}$$

A közelítések során feltételeztük, hogy a hurokerősítés jóval nagyobb 1-nél ($1 \ll H$).

A kapcsolás bemeneti ellenállása a következő összefüggéssel közelíthető:

$$R_{be}^* = \frac{R_{be}}{1+H} \approx \frac{h_{11}^{(1)}}{1 + \frac{\beta^{(1)} \cdot R_{C1}}{R_v}}$$

A kimeneti ellenállás értéke gyakorlatilag R_{C2} , mivel a visszacsatolás az amúgy is nagy $1/h_{22}$ értékét növeli tovább:

$$R_{ki}^* \approx R_{C2}$$

Összefoglalva a különböző visszacsatolásokról leírtakat, a következőket állapíthatjuk meg:

- a soros visszacsatolások $(1+H)$ -ad részére csökkentik a feszültség-erősítést, nincsenek hatással az áramerősítésre, és a bemeneti ellenállást $(1+H)$ -szorosára növelik. A visszacsatolt jel a bemeneti jellel sorba kapcsolódik, és – negatív visszacsatolás esetén – a bemeneti jellel azonos fázisú, mert ekkor fejt ki az őt létrehozó jellel ellentétes hatást.
- a párhuzamos visszacsatolások a feszültségerősítésre nincsenek hatással, viszont az áramerősítést $(1+H)$ -ad részére csökkentik. Hatásukra a bemeneti ellenállás is $(1+H)$ -ad részére csökken. A visszacsatolt jel a bemeneti jellel párhuzamosan kapcsolódik,

- és – negatív visszacsatolás esetén – a bemeneti jellel ellentétes fázisú.
- a feszültség-visszacsatolások csökkentik a kimeneti ellenállást, míg
 - az áram-visszacsatolások a kimeneti ellenállást növelik.

Összefoglaló megállapításainkat az alábbi táblázat egyesíti:

Visszacsatolás	H	A_u^*	A_i^*	R_{be}^*	R_{ki}^*	Z_A^*	Y_A^*
soros feszültség-	$A_u \cdot \beta_u$	$\frac{A_u}{1+H}$	A_i	$R_{be} \cdot (1+H)$	csökken	Z_A	$\frac{Y_A}{1+H}$
párhuzamos feszültség-	$Z_A \cdot Y_\beta$	A_u	$\frac{A_i}{1+H}$	$\frac{R_{be}}{1+H}$	csökken	$\frac{Z_A}{1+H}$	Y_A
soros áram-	$Y_A \cdot Z_\beta$	$\frac{A_u}{1+H}$	A_i	$R_{be} \cdot (1+H)$	nő	Z_A	$\frac{Y_A}{1+H}$
párhuzamos áram-	$A_i \cdot \beta_i$	A_u	$\frac{A_i}{1+H}$	$\frac{R_{be}}{1+H}$	nő	$\frac{Z_A}{1+H}$	Y_A

13. Végerősítők

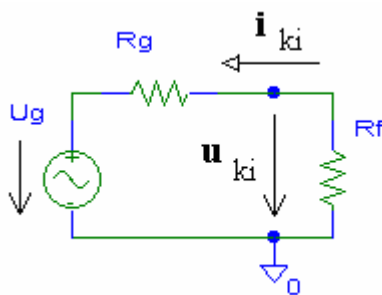
A végerősítők feladata a megfelelő teljesítmény biztosítása a fogyasztó felé. Általában 1 W kimeneti teljesítmény felett a végerősítő fokozatot teljesítményerősítőnek hívjuk.

A végerősítők tárgyalásakor három teljesítményadatot szoktunk definiálni. Az első a kapcsolat által felvett P_f teljesítmény. Ezt a kapcsolást működtető tápegységnek kell biztosítania. A felvett teljesítménynek egy része (szándékaink szerint minél nagyobb része) a kimeneten leadott hasznos teljesítménnyé alakul. Legyen ennek jele P_{ki} . A felvett teljesítmény fennmaradó része az esetek döntő többségében hővé alakul. Ennek a P_d disszipált teljesítménynek az arányát célszerű minél kisebbre leszorítani.

A végerősítő hatásfokát (η) a hasznos kimeneti teljesítmény és a felvett teljesítmény hányadosa határozza meg százalékban kifejezve:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_f}$$

A hatásfok növelésének adott kimeneti teljesítmény mellett többféle célja is lehet. Telepes, akkumulátoros táplálás esetén a P_f felvett teljesítmény csökkentésével megnövelhetjük a kapcsolat aktív működésének időtartamát. De célunk lehet a disszipált teljesítmény csökkentése is, mert az alkatrész méretének csökkenése miatt egyre nehezebbé válik a kapcsolat hőmérsékletének alacsony szinten tartása.



13.1. ábra. A generátorból kivethető maximális teljesítmény meghatározása

A tervezés során mindjárt az első kérdések között szerepel az, hogy vajon mekkora legyen a fogyasztó R_f ellenállása ahhoz, hogy egy

generátorból – esetünkben egy végerősítő fokozatból – kivehető teljesítmény maximális legyen. Tekintsük a 13.1. ábrán látható összeállítást!

Az R_f fogyasztón fellépő teljesítmény (P_{ki}) meghatározásához számítsuk ki először a kimeneti áramot (i_{ki}) és a kimeneti feszültséget (u_{ki})!

$$i_{ki} = -\frac{u_g}{R_g + R_f}$$

$$u_{ki} = \frac{R_f}{R_g + R_f} \cdot u_g$$

A kimeneti teljesítményt a kettő szorzata adja:

$$P_{ki} = u_{ki} \cdot i_{ki} = -\frac{R_f}{(R_g + R_f)^2} \cdot u_g^2$$

Ennek a kifejezésnek kell meghatározni R_f függvényében a maximumát, azaz

$$\frac{\partial P_{ki}}{\partial R_f} = -\frac{u_g^2}{(R_g + R_f)^2} + (-u_g^2 \cdot R_f) \cdot (-2) \cdot \frac{1}{(R_g + R_f)^3} = 0$$

Melyből következően

$$R_{f-P_{ki_max}} = R_g$$

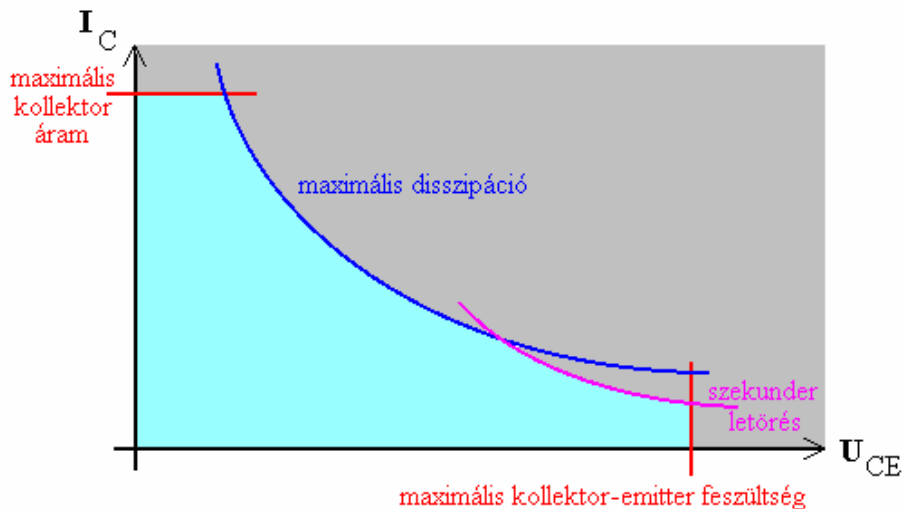
esetén kapunk maximális kimeneti teljesítményt. Ez az eredmény azonban csak abban az esetben igaz, ha az u_{ki} és i_{ki} maximális értékeire semmilyen megkötést nem teszünk.

u_{ki_max} és i_{ki_max} korlátokat általában a végtranzisztorok határadatai szabják meg. A 13.2. ábrán láthatjuk a végtranzisztorokra megengedhető határadatokat a tranzisztor kimeneti karakterisztikájában ábrázolva.

A megengedhető maximális kollektoráram, illetve a megengedhető maximális kollektor-emitter feszültség túllépésekor az eszköz azonnal tönkremegy. A maximális disszipációs teljesítményt a chip hőmérséklete korlátozza. Kellő nagyságú hűtőbordák alkalmazása esetén nagyobb disszipációt is megengedhetünk anélkül, hogy a chip túlmelegedése miatt az

eszköz tönkremenne. (A maximális disszipáció határa kapcsolóüzemű működés során rövid időre túlléphető az eszköz tönkremenetele nélkül.)

A szekunder letörést a tranzisztoron belüli inhomogén árameloszlás okozza, mely helyi túlmelegedést, átütést okoz.



13.2. ábra. A tranzisztorok jellegzetes határadatai

Természetesen lehetséges olyan teljesítményerősítő kapcsolásunk is, ahol a kimeneti feszültség- és áramadatokat a tápegység korlátozza. Ilyen esetekben a kimeneti teljesítmény maximumát az

$$R_{fopt} = \frac{u_{ki\ max}}{i_{ki\ max}}$$

fogyasztóval érhetjük el. (Láthatóan $R_{f-P_{ki\ max}}$ és R_{fopt} között semmilyen kapcsolat nincs.)

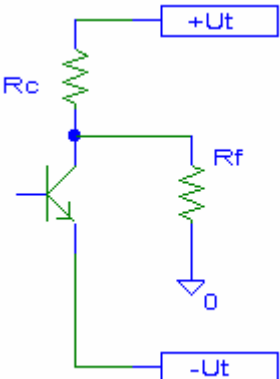
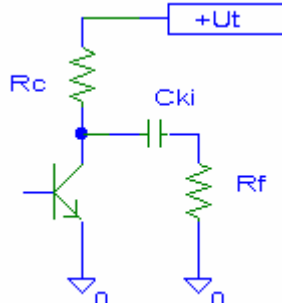
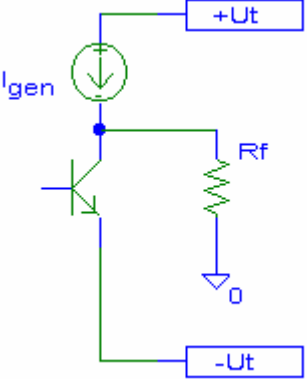
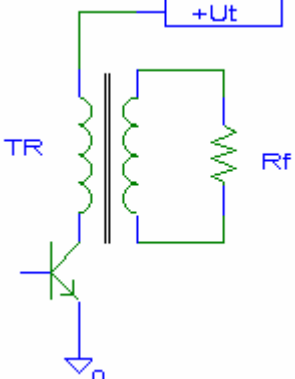
A teljesítményerősítők másik nagyon fontos kérdésköre, hogy milyen kapcsolástechnikával érhető el a legnagyobb hatásfok.

A tranzisztorok kollektorárama csak egyirányú lehet, ezért

$$i_{ki\ max_AC} < I_{0_DC}$$

Mivel az egyenáramú munkapont beállításához szükséges I_{0_DC} a kollektor-ellenálláson keresztül jut el a tranzisztorhoz, ez jelentősen rontja

a hatásfokot. A különböző kialakítású közös emitteres kapcsolások hatásfoka erősen különböző lehet, ahogy azt a következő táblázat mutatja:

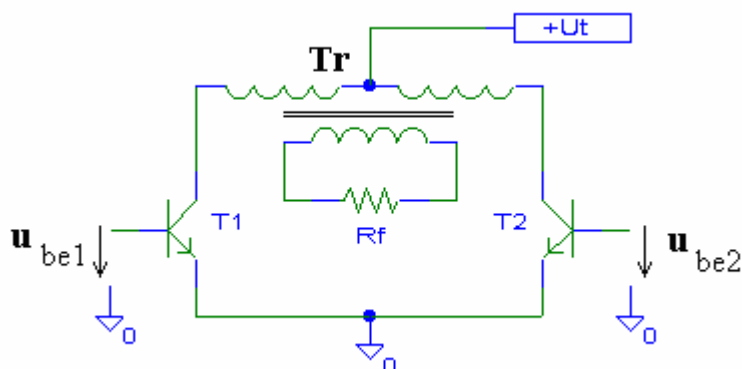
 6,25%	 8,35%
 25%	 50%

13.3. ábra. A különböző közös emitteres kapcsolások hatásfoka

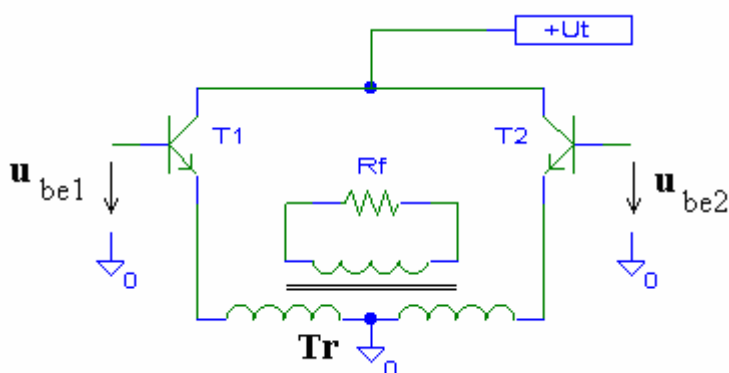
A jobb oldali kapcsolások csak váltakozó áramú teljesítmény átvitelére alkalmasak. Mint látható, eddigi kapcsolásaink hatásfoka egyáltalán nem nevezhető jónak. A hatásfok növeléséhez új kapcsolástechnikára volt szükség, az ellenütemű erősítőre. Az ellenütemű erősítők olyan nagyjelű

szimmetrikus erősítők, melyek kimeneti árama lehet pozitív és negatív egyaránt.

A tranzisztorok egyenáramú táplálása szempontjából az ellenütemű erősítők lehetnek párhuzamos és/vagy soros táplálásúak.



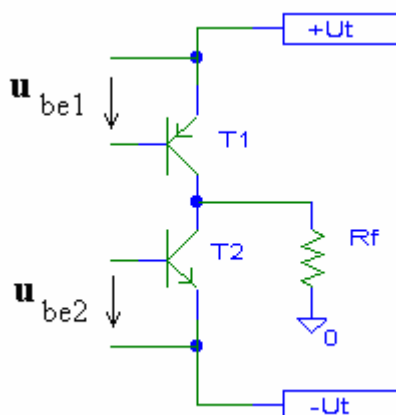
13.4. ábra. Párhuzamos táplálású közös emitteres ellenütemű erősítő



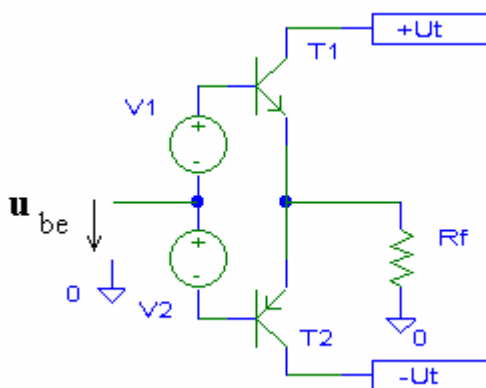
13.5. ábra. Párhuzamos táplálású közös kollektoros ellenütemű erősítő

A párhuzamos táplálás előnye, hogy egyetlen tápfeszültséget igényel. Óriási hátrány viszont, hogy transzformátoros kicsatolásra van szüksége, ami számtalan további probléma forrása, kezdve a frekvenciamenet egyenetlenségétől a szórt mágneses tér által keltett zavarokig.

Ha az ellenütemű erősítő végtranzisztorait sorosan kívánjuk táplálni, akkor elhagyhatjuk a transzformátort, de kettős tápfeszültség kialakításáról kell gondoskodnunk. A következő két ábra soros táplálású ellenütemű erősítők kapcsolási megoldását mutatja.



13.6. ábra. Soros táplálású közös emitteres ellenütemű erősítő

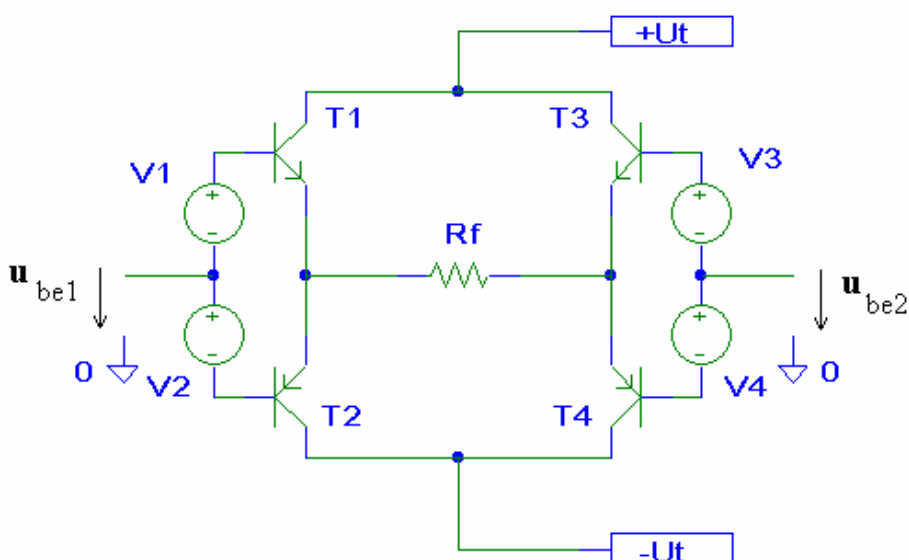


13.7. ábra. Soros táplálású közös kollektoros ellenütemű erősítő
(komplementer emitterkövető kapcsolás)

A 13.6. ábrán látható megoldás esetén a bemenetek vezérlése bonyolultabb, ezért ez egy kevésbé elterjedt kapcsolás. A 13.7. ábrán bemutatott kapcsolással gyakran fogunk találkozni, mert vezérlése, továbbá munkapontjának beállítása egyszerű.

A párhuzamos és soros táplálás egyidejűleg is előfordulhat, ha híd-kapcsolású ellenütemű erősítőt használunk. Erre a legtöbb esetben akkor van szükség, ha a tápfeszültség (például autóban) vagy a tranzisztorra megengedhető maximális kollektor-emitter feszültség véges értéke miatt egyéb úton nem érhető el a kívánt teljesítmény.

A 13.8. ábrán egy híd-kapcsolású ellenütemű végerősítőt láthatunk.



13.8. ábra. Híd-kapcsolású ellenütemű végerősítő fokozat

Valamennyi ellenütemű erősítőben a kimeneti tranzisztorok változó áramú szempontból párhuzamosan kapcsolódnak. Ezért a kimeneti áramot a tranzisztorok áramváltozásának az összege adja.

$$i_{ki} = I_{C2} - I_{C1} = I_{C0}^{(2)} + \Delta I_{C2} - (I_{C0}^{(1)} - \Delta I_{C1}) = \Delta I_{C1} + \Delta I_{C2}$$

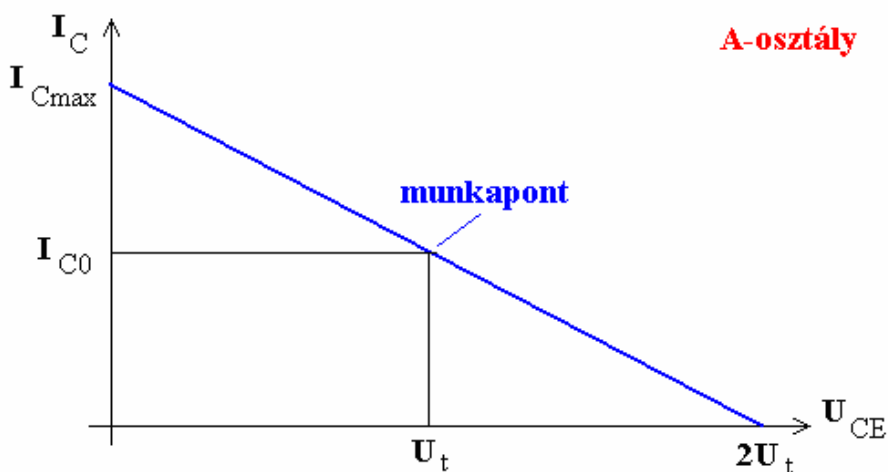
Ennek megfelelően nem kell feltétlenül mindkét tranzisztornak egyidejűleg dolgoznia. Az egyik tranzisztor teljesen lezárt állapotában a másik tranzisztor még szolgáltathatja a kívánt kimeneti áramot önmagában is.

A beállítástól függően beszélünk A, B és AB osztályú erősítőkről. (További osztályok is léteznek, mint például C, D, E stb., de ezek – speciális felhasználási területük miatt – az adott szakirányú tantárgyak anyagát képezik.)

A továbbiakban szorítkozzunk a 13.7. ábrán bemutatott soros táplálású közös kollektoros ellenütemű erősítő (komplementer emitterkövető) kapcsolásra. Az ezen az ábrán látható V_1 és V_2 feszültségek döntően meghatározzák a tranzisztorok egyenáramú munkapontját és ezen keresztül a teljes kapcsolás viselkedését, működését.

13.1. A-osztályú ellenütemű erősítő

Az A-osztályú ellenütemű erősítő mindkét végtranzisztora az erősítő vezéreltlen állapotában is vezet. A kivezérlés során pedig nincs olyan pillanat, melyben valamelyik tranzisztor is lezárt állapotba kerülne. Mindkét tranzisztor folyamatosan dolgozik a teljes kivezérlési periódus alatt, ezért úgy tekinthető, hogy mindegyik tranzisztor $2R_f - 2R_f$ nagyságú terhelést lát. A munkaegyenesek ezért $2R_f$ -nek megfelelő meredekségűek. A tranzisztorok munkapontja a munkaegyenes közepén van, ahogy azt a 13.9. ábra mutatja.



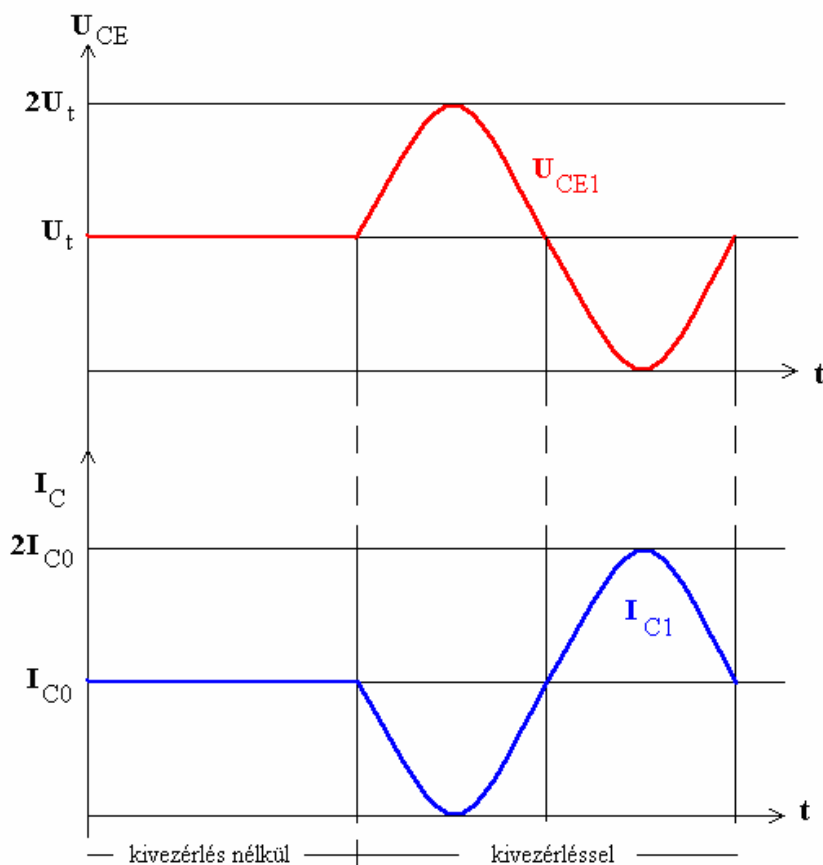
13.9. ábra. Az A-osztályú erősítő végtranzisztorainak munkapontja

Kivezérlés nélkül mindkét tranzisztor kollektor-emitter feszültsége U_t nagyságú, és ekkor

$$I_{C0} = \frac{I_{C\max}}{2} = \frac{U_t}{2 \cdot R_f}$$

nagyságú áram folyik rajtuk keresztül.

Kivezérlés során a tranzisztorokon a 13.10. ábrán látható feszültség- és áramjelek alakulnak ki.



13.10. ábra. Az A-osztályú erősítő tranzisztorain kialakuló feszültség- és áramjelek

A kapcsolás teljesítményviszonyainak vizsgálatát kezdjük a hasznos teljesítménnyel, melyet az erősítő az R_f fogyasztóra juttat.

$$P_{ki} = \frac{\hat{U}_{ki}^2}{2 \cdot R_f}$$

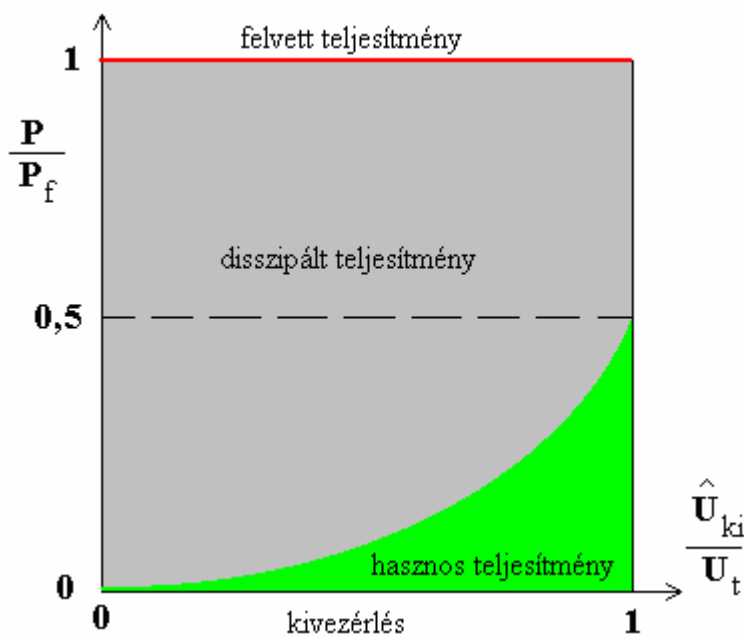
Ennek maximális értéke:

$$P_{ki} = \frac{U_t^2}{2 \cdot R_f}$$

feltéve, hogy a kapcsolás a tápfeszültségekig kivezérelhető.

A kapcsolás által felvett teljesítmény:

$$P_f = 2 \cdot U_t \cdot I_{C0} = \frac{U_t^2}{R_f} = \text{const.}$$



13.11. ábra. Az A-osztályú erősítő teljesítményviszonyai a kivezérlés függvényében

A tranzisztorokon hővé alakuló disszipált teljesítmény (P_d) a felvett és a hasznos teljesítmény különbsége lesz:

$$P_d = P_f - P_{ki} = \frac{U_t^2}{R_f} - \frac{\hat{U}_{ki}^2}{2 \cdot R_f} = \frac{2 \cdot U_t^2 - \hat{U}_{ki}^2}{2 \cdot R_f}$$

A különböző teljesítmények alakulását a kivezérlés függvényében ábrázolva az alábbi grafikont kapjuk:

Az A-osztályú erősítő hatásfoka a kivezérlés függvényében az előzőek ismeretében már felírható:

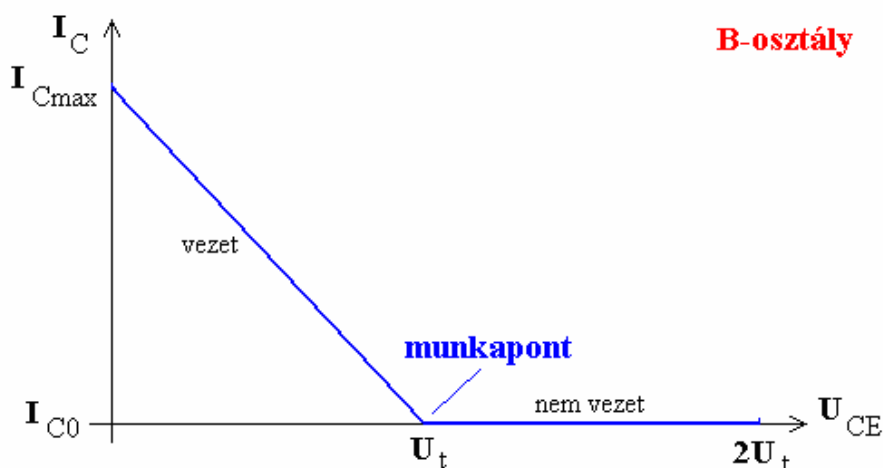
$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_f} = \frac{\frac{\hat{U}_{ki}^2}{2 \cdot R_f}}{\frac{U_t^2}{R_f}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{ki}^2}{U_t^2}$$

Mindezek alapján megállapíthatjuk, hogy az A-osztályú erősítő maximális hatásfoka 50%. Ezt az értéket a maximális kivezérlés esetén éri el. Ha a kivezérlést csökkentjük, akkor a kapcsolás hatásfoka 50%-nál is kevesebb. A kapcsolás kivezérlés nélkül is ugyanakkora teljesítményt vesz fel, mint teljes kivezérléskor. Kivezérlés nélkül azonban nincs hasznos teljesítményleadás, ezért a teljes felvett teljesítmény a tranzisztorokon hővé alakul. Tehát a disszipációs teljesítmény kivezérlés nélkül a legnagyobb.

E hátrányos tulajdonságai ellenére az A-osztályú erősítő nagyon csekély torzítási paraméterekkel rendelkezik. Adott esetben ez döntő érv lehet alkalmazása mellett.

13.2. B-osztályú ellenütemű erősítő

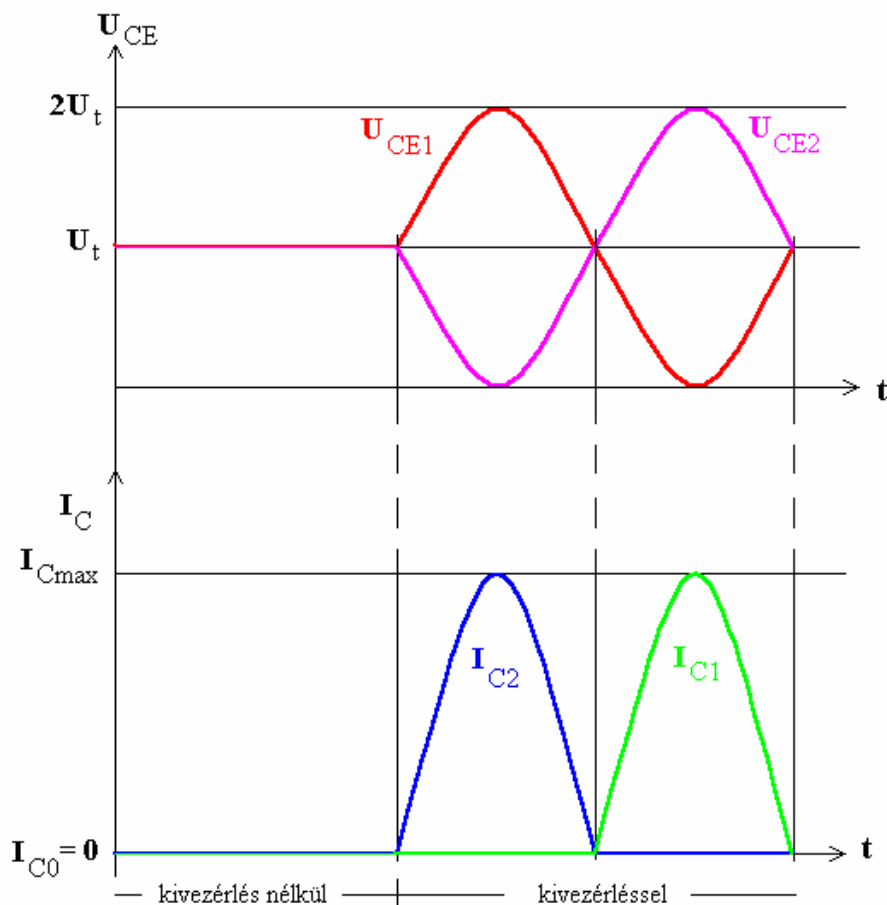
A B-osztályú ellenütemű erősítő vezéreltlen állapotában az erősítő mindkét végtranzisztora zárt. A kivezélés során mindig csak az egyik tranzisztor dolgozik, miközben a másik lezárt állapotban van. A vezérlési periódus (pontosan) felében az egyik, a másik felében a másik tranzisztor viszi át a jelet. (Az ún. folyási szög az A-osztályban lévő 360 fokkal – folyamatos működéssel – ellentétben itt csak 180 fok.) Az éppen aktív tranzisztor ezért R_f nagyságú terhelést lát. A tranzisztorok "munkaegyenese" a 13.12. ábrán látható:



13.12. ábra. B-osztályú erősítő tranzisztorainak munkapont-beállítása

Mivel B-osztályban a tranzisztorok felváltva dolgoznak, ezért mindkét tranzisztort úgy kell beállítani, hogy vezérlőjel hatására az egyik vagy a másik azonnal működésbe lépjen.

A tranzisztorokon folyó áram-, és a rajtuk eső feszültségviszonyokat a 13.13. ábrán láthatjuk az idő függvényében:



13.13. ábra. B-osztályú erősítő tranzisztorain mérhető áram- és feszültségértékek

Most pedig vizsgáljuk meg a B-osztályú erősítő teljesítményviszonyait! A hasznos teljesítmény, melyet az erősítő az R_f fogyasztóra juttat B-osztályban is:

$$P_{ki} = \frac{\hat{U}_{ki}^2}{2 \cdot R_f}$$

Ennek maximális értéke:

$$P_{ki} = \frac{U_t^2}{2 \cdot R_f}$$

A kapcsolás által felvett teljesítmény kivezélés nélkül nulla, mert egyik tranzisztoron sem folyik áram. (Kivezélés nélkül mindkét tranzisztoron U_t feszültség mérhető.) Ahogy megjelenik a vezérlő jel, az egyik tranzisztor nyitni kezd. A tranzisztorokon felváltva félszinuszos áramjelek jelennek meg. Ezek átlagértéke egyik-egyik tranzisztorra:

$$\overline{I_C} = \frac{\hat{U}_{ki}}{R_f \cdot \pi}$$

A tranzisztorokon átfolyó áram átlagértékének ismeretében már megadható a kapcsolás által felvett teljesítmény:

$$P_f = 2 \cdot U_t \cdot \overline{I_C} = \frac{2 \cdot U_t}{R_f \cdot \pi} \cdot \hat{U}_{ki}$$

Láthatóan a kapcsolás által felvett teljesítmény nem állandó, mint az A-osztályú esetben volt, hanem a kivezéléssel lineárisan nő. A felvett teljesítmény maximális értékét teljes kivezélés mellett éri el. Feltételezve, hogy a kapcsolás a tápfeszültség-határokig kivezérelhető, a felvett teljesítmény maximális értéke:

$$P_{f \max} = \frac{2 \cdot U_t^2}{R_f \cdot \pi}$$

Ez az érték az A-osztályú erősítő által folyamatosan, kivezélés-függetlenül felvett teljesítménynek csak a $2/\pi$ -ed része, azaz 63,66 %-a!

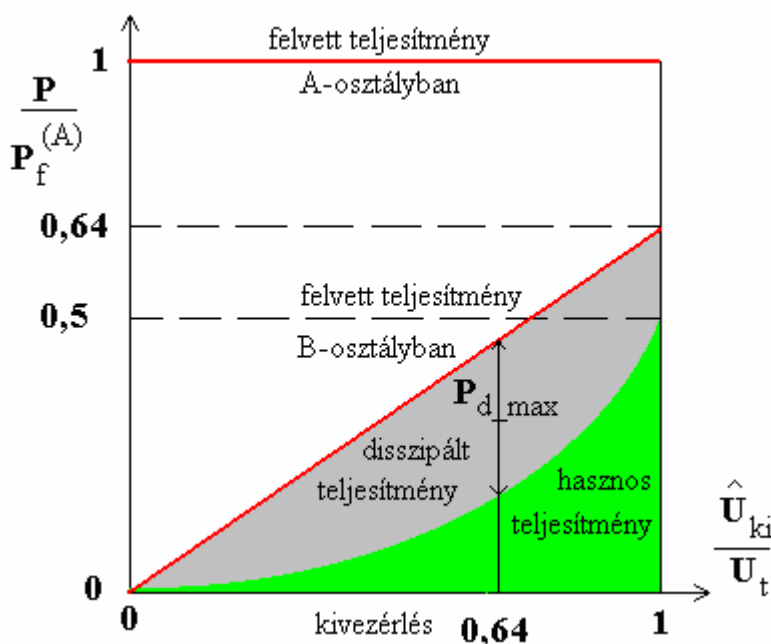
A B-osztályú erősítő disszipációs teljesítménye szintén megadható a kivezélés függvényében:

$$P_d = P_f - P_{ki} = \frac{2 \cdot U_t}{R_f \cdot \pi} \cdot \hat{U}_{ki} - \frac{\hat{U}_{ki}^2}{2 \cdot R_f}$$

Ennek a kifejezésnek a kivezélés függvényében maximuma van a

$$\frac{\hat{U}_{ki}}{U_t} = \frac{2}{\pi} \approx 0,6366$$

értéknél, tehát a B-osztályú erősítő maximális disszipációját a kivezérlés 63,66%-nál éri el. Az alábbi ábra szemléletesen mutatja az eddig képlettel megadott tulajdonságokat.



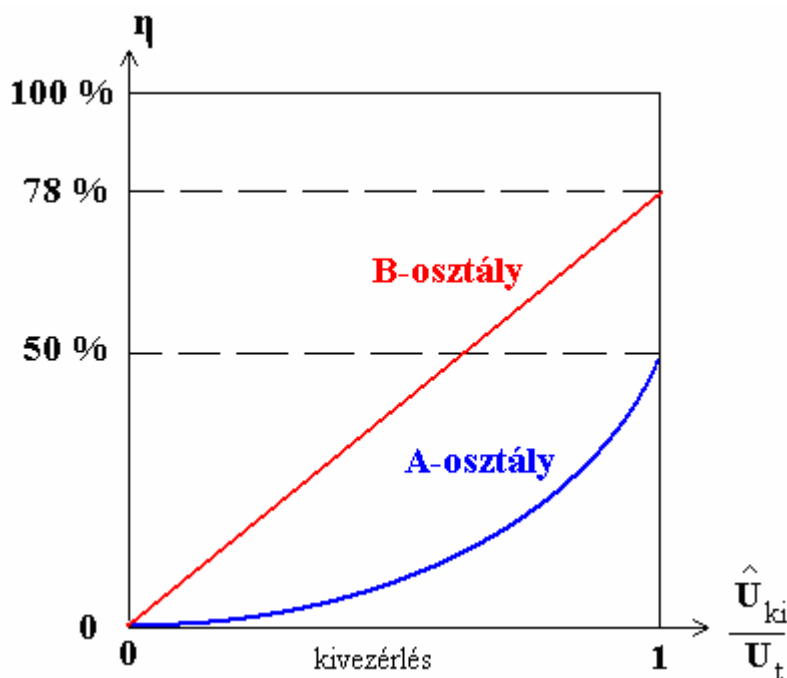
13.14. ábra. B-osztályú erősítő teljesítményviszonyai a kivezérlés függvényében

A B-osztályú erősítő hatásfoka szintén kivezérlésfüggő, ahogy azt az alábbi képlet mutatja:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_f} = \frac{\pi \cdot \hat{U}_{ki}}{4 \cdot U_t}$$

A hatásfok a kivezéréssel lineárisan nő. Maximális értékét a teljes kivezéréskor veszi fel. Ekkor a B-osztályú erősítő hatásfoka $\pi/4$, azaz kb. 78%. Ez lényegesen jobb az A-osztálynál tapasztalt 50%-nál.

A 13.15. ábra az A- és a B-osztályú erősítők hatásfokának változását mutatja a kivezérlés függvényében:



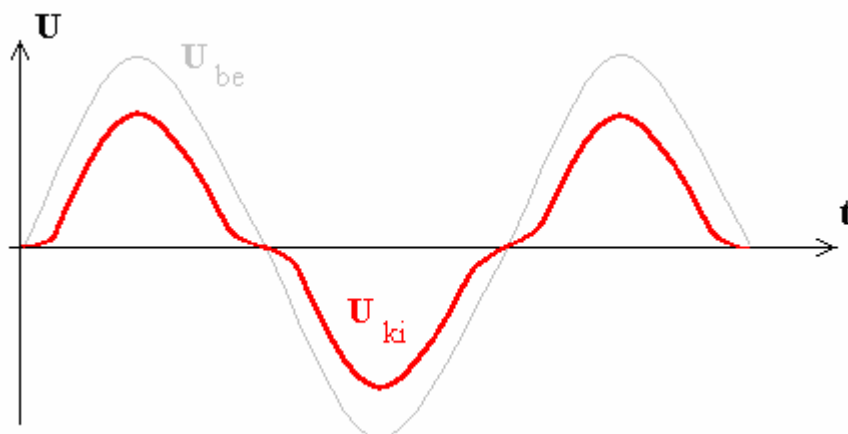
13.15. ábra. A hatásfok változása a kivezérlés függvényében

Mint tudjuk, B-osztályban a tranzisztorok felváltva dolgoznak, ezért a vezérlésátadást úgy kellene megoldani a két tranzisztor között, hogy – elvileg a legkisebb – vezérlőjel hatására az egyik vagy a másik azonnal működésbe lépjen.

A tranzisztorok transzfer karakterisztikája azonban nem a nullából indul, és nem is töréspontos, ezért ez gyakorlatilag kivitelezhetetlen. Az esetek egy részében megelégednek azzal, ha a 13.7. ábra V_1 és V_2 feszültségét nullának választják, azaz összekötik a két bázist, és ezen keresztül vezérlik a teljesítményerősítő fokozatot.

Ennek azonban súlyos nemlineáris torzítás lesz a következménye. Egyrészt amíg a vezérlőjel csúcstól-csúcsig mért értéke nem éri el az $U_{BE} \approx 0,4$ V-ot, addig gyakorlatilag mindkét tranzisztor zárt, és kimeneti jelet sem kapunk.

Tovább növelve a bemeneti jelet megjelenik ugyan a kimeneti jel, de a nullátmeneteknél jelentős torzítással, ahogy azt a 13.16. ábra mutatja:



13.16. ábra. B-osztályú erősítők jellegzetes nemlineáris torzítása

Ez a nemlinearitás elsősorban kicsi bemeneti jeleknél okoz számottevő torzítást. Nagy bemeneti jeleknél a jeltorzító hatás kevésbé érvényesül.

Visszacsatolás alkalmazásával az ún. holt zóna és a nemlineáris torzítás – a kevésbé igényes helyeken – elfogadható mértékűre csökkenthető.

13.3. AB-osztályú ellenütemű erősítő

Az A-osztályú erősítők csekély torzításának és a B-osztályú erősítők jobb hatásfokának előnyeit egyesíti az ún. AB-osztályú beállítás. Ekkor az erősítő kapcsolás kis kivezérléseknél A-osztályú erősítőként viselkedik. Nagy jelszintek esetén pedig a kapcsolás működése a B-osztályú beállításhoz hasonlóan jobban.

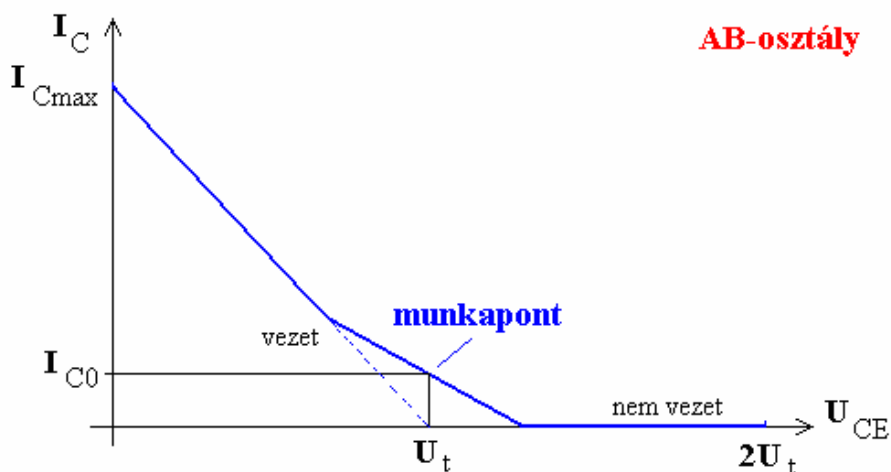
Kivezérlés nélkül a tranzisztorokon nullától különböző nyugalmi áram folyik. Ez a nyugalmi áram biztosan kisebb, mint a maximális kollektoráram fele. E két szélső érték között általában a torzítási minimumra való törekvés határozza meg a nyugalmi áram értékét.

A munkapontra jellemző M paraméter azt mutatja meg, hogy a nyugalmi áram hányad része a maximális kollektoráram felének.

$$M = \frac{I_{C0}}{\frac{I_{ki\ max}}{2}}$$

M értéke így nulla és egy közé eső szám lesz. ($M = 0$ esetén B-osztályú, $M = 1$ esetén A-osztályú beállításról beszélhetünk.) AB-osztályú munkapont mellett M értékét általában 0,2-nél kisebbre választják. Így már elkerülhető a B-osztályú erősítőkre jellemző keresztvezési torzítás, és még a kapcsolás teljesítményfelvétele sem nő meg számottevően.

A 13.17. ábrán egy tipikus AB-osztályú beállításban üzemelő erősítő tranzisztorának "munkaegyenését" láthatjuk:



13.17. ábra. AB-osztályban üzemelő erősítő tranzisztorainak munkapont-beállítása

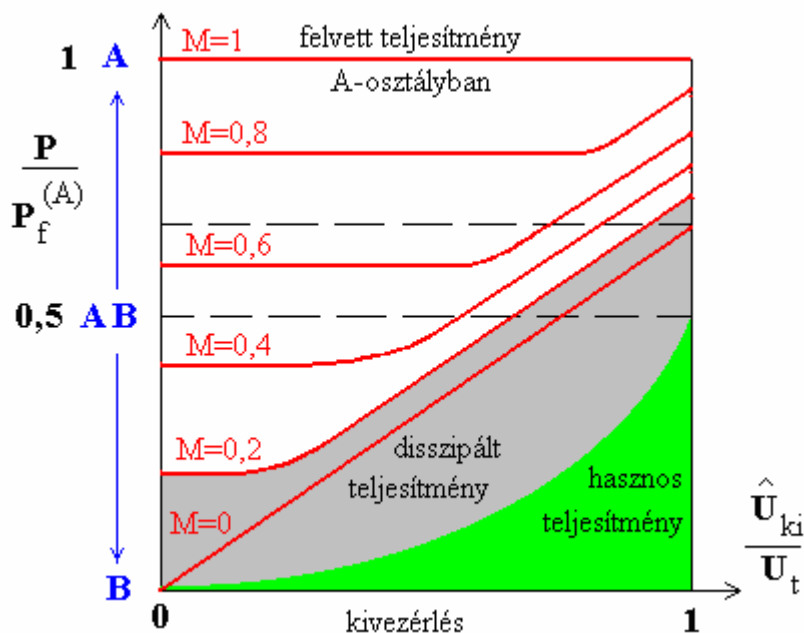
Kis kivezérések esetén a munkapont a nyugalmi állapothoz képest csak kevéssé tér el. Ekkor mindkét tranzisztor nyitva van, és a kapcsolás közel A-osztályúnak tekinthető. Ezen a szakaszon a "munkaegyenés" meredeksége $2R_f$ -nek megfelelő.

Nagy kivezérések mellett a tranzisztoroknak felváltva lezárt állapotai is lesznek. Az egyik tranzisztor lezárt állapota mellett a másik tranzisztornak kell szolgáltatnia egyedül a kimeneti jelet. Az éppen aktív tran-

zisztor ekkor R_f terhelést lát, ezért a "munkaegyenes" ezen a szakaszon már R_f -nek megfelelő meredekségű lesz.

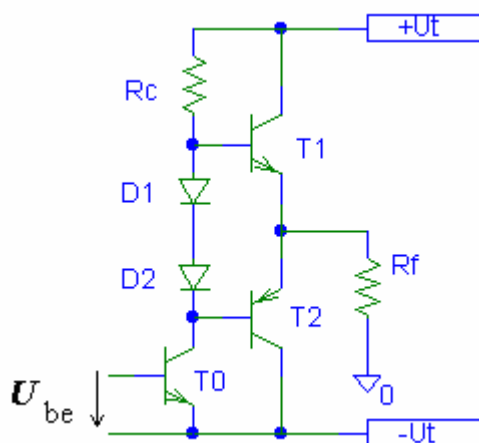
Az M paraméter függvényében a kapcsolás által felvett teljesítmény is változni fog, és vele együtt más lesz a disszipált teljesítmény értéke is. A hasznos teljesítmény M értékétől független.

A 13.18. ábrán az AB-osztályú erősítő teljesítményviszonyait követhetjük nyomon különböző M értékek (munkapont-beállítások) esetén.

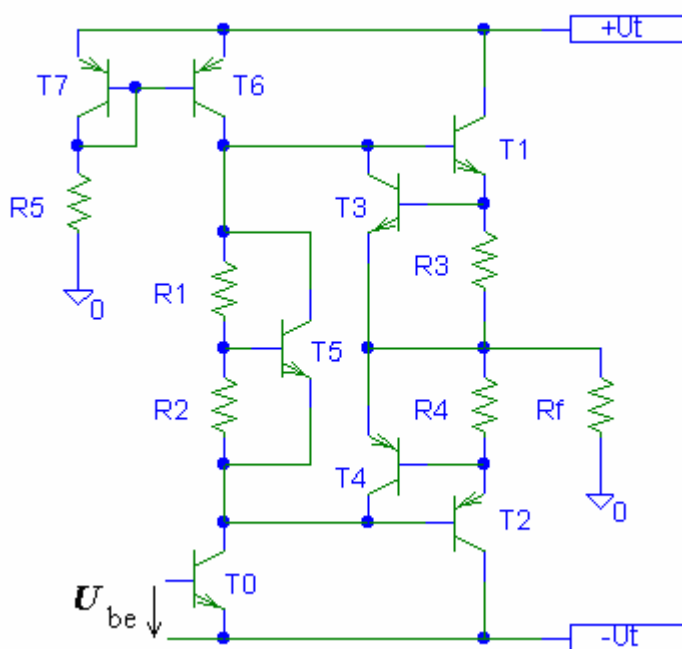


13.18. ábra. Az AB-osztályú erősítő teljesítményviszonyai (a disszipált teljesítmény ábrán látható területe az $M = 0,2$ értéknek felel meg)

A 13.19. ábrán egy hagyományos felépítésű komplementer emitterkövető kapcsolást láthatunk, melynek AB-osztályú beállításáról a D1-D2 diódák gondoskodnak.



13.19. ábra. AB-osztályú erősítő fokozat (egyszerű)



13.20. ábra. Javított kivitelű AB-osztályú végerősítő fokozat

A 13.20. ábrán az AB-osztályú beállítást az R1-R2-T5 alkatrészekből álló feszültségszabályozó kapcsolás végzi. Az erősítő meghajtásáról a T0-as tranzisztor gondoskodik, mely aktív terheléses közös emitteres kapcsolás. Ennek következtében jelentős feszültségerősítéssel rendelkezik. Az aktív terhelést T6 tranzisztor valósítja meg, mely a T6-T7 áramtükör egyik tagja. A T7-es tranzisztor áramát R5 ellenállással állíthatjuk be. A kapcsolás kimeneti rövidzár-védelemmel rendelkezik. T1 védelmét T3-R3, T2 védelmét T4-R4 látja el. Ha a kimeneti áram által R3-on, illetve R4-en ejtett feszültség értéke eléri T3, illetve T4 nyitófeszültségét, akkor ezek a tranzisztorok lecsökkentve T1, illetve T2 bázisáramát megvédik a végtranzisztorokat a tönkremeneteltől.

Irodalomjegyzék

Kötelező irodalom:

1. Borbély Gábor: *Analóg áramkörök szimulációja és analízise személyi számítógépen*. Egyetemi tankönyv, Novadat, 1997.
2. Borbély Gábor: *Elektronikai áramkörök példatár*. SZIF-Universitas Kft. 2001.

Ajánlott irodalom:

1. Hainzman-Varga-Zoltai: *Elektronikus áramkörök*. Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
2. Dieter Nührmann: *Professionelle Schaltungstechnik I-IV*. Franzis'-Verlag GmbH, München, 1994.
3. S. Soclof: *Design and Applications of Analog Integrated Circuits*. Prentice Hall Int. Ed. 1991.
4. U. Tietze- Ch.Schenk: *Analóg és digitális áramkörök*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1990.
5. I.E. Shepherd: *Műveleti erősítők*. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1985.
6. Szabó Zsolt: *Tervezési segédlet III. J-19-443*. Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
7. Molnár- Zsom: *Elektronikus áramkörök II/A I-II. kötet*. KKMF-1044
8. Molnár- Zsom: *Elektronikus áramkörök*. Példatár, KKMF-1095
9. Ben G. Streetman: *Solid State Electronic Devices*. Prentice-Hall International Editions, London 1990.
10. S. M. Sze: *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley, New York 1981.
11. S. M. Sze: *VLSI Technology*. McGraw-Hill. New York 1988.

továbbá az IEEE különböző folyóiratai, mint

IEEE Circuits and Devices
IEEE Transactions on Electron Devices
IEEE Spectrum
IEEE Journal of Quantum Electronics
Proceedings of the IEEE

Tárgymutató

A, Á

AB-osztályú ellenütemű erősítő

Lásd végerősítő

alacsonyfrekvenciás kompenzáció
151

osztott kollektor-ellenállással
151

párhuzamos RL-körrel 153

soros RC-taggal 153

A-osztályú ellenütemű erősítő

Lásd végerősítő

áramerősítés 35

áramerősítési tényező, B és β 223,
26

áramgenerátor

bipoláris tranzisztorral 76

j-FET-tel 82

áramtükör

bipoláris tranzisztorral 79

javított 779, 81

MOS-FET-ekkel 82

aszimmetrikus erősítő 35

alacsonyfrekvenciás átvitel 141

eredő frekvenciaátvitele 155

impulzus-átvitele 156

paraméterei 35

B

bázishidegítő kondenzátor 149

bemeneti impedancia 35

bipoláris tranzisztor 77, 21

bemeneti karakterisztika 23

fizikai helyettesítő kép 25

H paraméteres helyettesítő
képe 24

határadatai 179

karakterisztikái 23

kimeneti karakterisztika 23

meredeksége, g_m 26

munkapontja 32

nagyfrekvenciás helyettesítő
képe 119

tranzit határfrekvenciája 123

B-osztályú ellenütemű erősítő

Lásd végerősítő

keresztelési torzítása 193

Cs

csatolókondenzátor

bemeneti 141

kimeneti 143

D

Darlington kapcsolás 88

diferenciálerősítő

szimmetrikus vezérlése 105

differenciálerősítő 99

aktív terheléssel 114

áramgenerátorral 109

aszimmetrikus kimenettel 115,

Lásd még fázisösszegző

kapcsolás

aszimmetrikus vezérlése 106

j-FET-tel 112

kaszkód 112

közös vezérlése 106

meredeksége 102

MOS-FET-tel 113

szuper β -jú tranzisztorokkal 111

transzfer karakterisztikája 102

diffúziós kapacitás 20

bázis-emitter diódánál 122
dióda karakterisztika 18
diszkriminációs tényező, D_u 98

E, É

Early-feszültség 85
elemi félvezetők 11
emitterhidegítő kondenzátor 144
erősítő
 aszimmetrikus 35
 szimmetrikus 94

F

fázishasító kapcsolás
 bipoláris tranzisztorral 68
 tervezérlésű tranzisztorral 69
fázisösszegző kapcsolás 116
félvezető dióda 17
félvezető eszközök
 jelölésrendszere 15
feszültségerősítés 35
feszültség-utánhúzó kapcsolás 58

G

gallium-arzenid 12
germánium eszközök 11

H

hibrid paraméterek 24
hurokerősítés, H 158

I, Í

indium-foszfid 13

K

kaskád kapcsolás 71
 komplementer 74
 nagyfrekvenciás töréspontjai 136
kimeneti impedancia 35

közös bázisú kapcsolás 47
 nagyfrekvenciás töréspontjai 134
közös drain-ű kapcsolás 54
 osztott source-ellenállással 64
közös emitteres kapcsolás
 aktív munkaellenállással 83
 hatásfoka 180
 hidegítetlen emitter-ellenállással 40
 hidegített emitter-ellenállással 37
 nagyfrekvenciás töréspontjai 127
közös gate-ű kapcsolás 56
közös kollektoros kapcsolás 43
 aktív munkaellenállással 86
 impedancia-illesztő fokozat 45
 nagyfrekvenciás töréspontjai 132
közös source-ú kapcsolás
 hidegítetlen source-ellenállással 52
 hidegített source-ellenállással 50
közösjel-elnyomási tényező, E_k 98
közösmódusú jelelnyomási
 tényező, CMRR 99

M

mikroprocesszorok fejlődése 8
Miller-elv vagy Miller-
 transzformáció 118
minta 198

N

nagyfrekvenciás
 frekvenciakompenzáció 138
nagyfrekvenciás kompenzáció

emitterköri 139
párhuzamos 138
soros 140
negypólus H paraméterei *Lásd*
hibrid paraméterek

P

pn átmenet 17

S

sávközépi frekvencia 155

Sz

szerves félvezető anyagok 14
szilícium eszközök 11
szimmetrikus erősítők
erősítés-paraméterei 97

T

teljesítményerősítés 35
termikus feszültség 19
tértöltés kapacitás 20
kollektor-bázis diódánál 121
térvezérlésű tranzisztor 29
belső kapacitásai 126
helyettesítő képe 31
kimeneti karakterisztika 30
kiürítéses 29
meredeksége, g_m 31
munkapontja 33
nagyfrekvenciás helyettesítő
képe 125
növekményes 29

szigetelt vezérlőelektródás,
MOS-FET 29
záróréteges, j-FET 29
transzfer admittancia 35
transzfer impedancia 35
tranzisztorpárok 88
Darlington 88
kompozit 91

V

végerősítő 177
AB-osztályú ellenütemű 193
A-osztályú ellenütemű 184
B-osztályú ellenütemű 188
ellenütemű 180
hatásfoka 192
hídkapcsolású 183
komplementer emitterkövető
182
vegyület-félvezetők 12
visszacsatolás 157
negatív 158
párhuzamos áram 172
párhuzamos feszültség 162
pozitív 158
soros áram 167
soros feszültség 159
vonalszélesség 8
Z
Zener dióda 19