
ELEKTRONIKAI TECHNIKUS KÉPZÉS

2013

ANALÓG
ELEKTRONIKA III.
ERŐSÍTŐK

ÖSSZEÁLLÍTOTTA
NAGY LÁSZLÓ
MÉRNÖKTANÁR

Tartalomjegyzék

Az erősítők fogalma, felosztása.....	3
Az erősítő fokozatok kialakításának lépései.....	3
A vezérlés folyamata közös emitteres kapcsolásban	4
Bipoláris tranzisztoros váltakozó áramú erősítő alkapcsolások.....	5
Földelt emitteres (FE) erősítő bázis ellenállásos munkapont-beállítással.....	5
Földelt emitteres (FE) erősítő bázisosztós munkapont-beállítással	5
Földelt emitteres erősítő váltakozó áramú helyettesítő képe és üzemi jellemzői.....	6
Földelt emitteres (FE) erősítő emitterkörü negatív visszacsatolással.....	7
Földelt kollektoros (FC) erősítő alkapcsolás	9
Földelt bázisú (FB) erősítő alkapcsolás	11
A tranzisztoros erősítő alkapcsolások jellemzőinek összehasonlítása:	12
Unipoláris tranzisztoros váltakozó áramú erősítő alkapcsolások.....	12
Földelt source-ú (FS) alkapcsolások.....	12
Földelt drain-ú (FD) alkapcsolások	14
Földelt gate-ú (FG) alkapcsolások.....	15
Erősítők minőségi jellemzői	16
Frekvencia menet	16
Torzítás	18
Erősítők zajviszonyai	20
Többfokozatú erősítők.....	22
Szélessávú erősítők	24
Hangolt erősítők.....	26
Nagyjelű erősítők.....	29
Nagyjelű feszültség erősítők.....	31
Transzformátoros csatolású teljesítmény erősítők.....	32
Transzformátor nélküli teljesítmény erősítő.....	33

Az erősítők fogalma, felosztása

Erősítőnek nevezzük általában azokat az energia átalakítókat, melyek egy kis energiaszintű jelből, egy vele arányos, nagyobb energiaszintű jelet állítanak elő, segéd energia felhasználásával. Jelnek nevezzük azt a fizikai jellemzőt, melynek információ tartalma van. Az elektronikában alkalmazott erősítők egy lehetséges csoportosítása:

→ az aktív elemek üzemmódja alapján:

analóg: egyenáramú

váltakozó áramú:	kisjelű:	hangfrekvenciás, szélessávú, hangolt, nagyfrekvenciás,
	nagyjelű:	nagyfeszültség, nagyteljesítmény.

digitális (kapcsoló üzemű).

→ az alkalmazott aktív elemek alapján:

elektroncsöves:

triódás,
pentódás.

tranzisztoros:

bipoláris,
unipoláris: JFET-es,
IGFET-es.

→ a kivitelezés alapján:

diszkrét elemes,
integrált áramkörös.

Az erősítő fokozatok kialakításának lépései

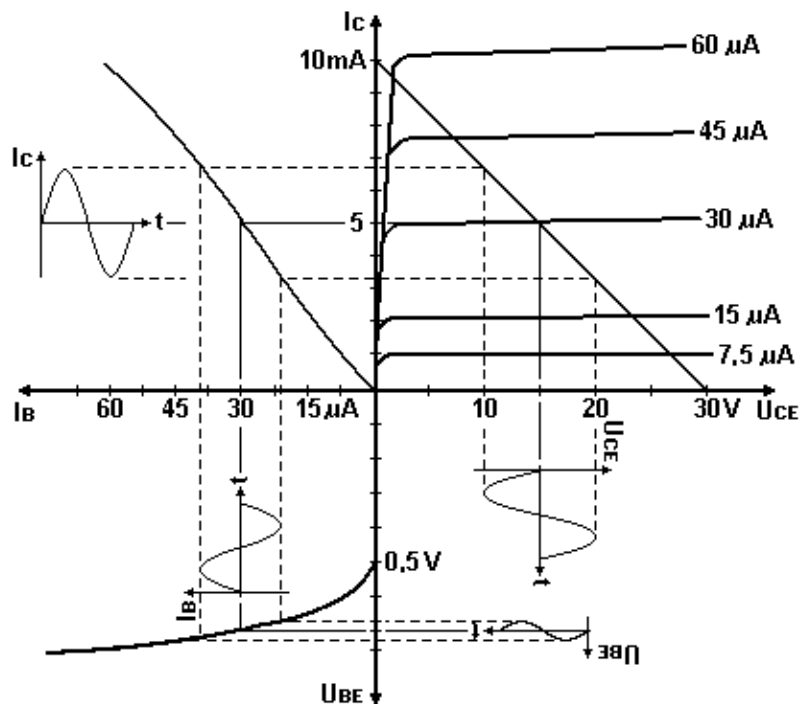
- Első lépés az alkalmazott aktív elem munkapontjának kiválasztása. A munkapont-beállítás célja, hogy az alkalmazott aktív elem, aktív tartományban való működéséhez szükséges feszültségek és áramok biztosítva legyenek. Mivel a karakterisztika aktív tartományában végtelen sok a kijelölhető munkapont, ezért vagy az alkatrész gyártójának ajánlása alapján vagy a karakterisztika ismeretében, a tervezendő fokozat működéséhez leginkább alkalmas helyen lehet a munkapontot kiválasztani. Előfordulhat, hogy a munkaponthoz tartozó váltakozó áramú paraméterekkel nem lehet megfelelő üzemi jellemzőt, például feszültségerősítést elérni. Ilyenkor vagy másik munkapontot vagy más aktív elemet kell választani.
- Második lépés a munkapont-beállító elemek meghatározása. A tervezendő alapkapcsolásra egyenáramúlag felírható hurok, csomóponti és ohm törvények alapján határozhatók meg a munkapont-beállító ellenállások. A tápfeszültség általában adott vagy a munka-

pont-beállításból adódik, de megválasztásakor figyelembe kell venni az alkatrész feszültség határadatait is, például az U_t nem lehet nagyobb, mint az U_{CEMAX} .

- Harmadik lépés az erősítő fokozat sávközépi üzemi jellemzőinek számítása. A számítás-hoz szükség van az aktív elem helyettesítő képére, amelyet a munkapont-beállító alkatrészekkel egészítünk ki. Sávközépi frekvencián feltételezzük, hogy a kapcsolásban az összes reaktív elem frekvenciafüggő hatása elhanyagolható, így ezek az alkatrészek a helyettesítő képben sem szerepelnek. A legfontosabb üzemi jellemzők a feszültség- és áramerősítés, a bemeneti- és kimeneti ellenállás a helyettesítő kép alapján, hálózatszámítási módszerekkel meghatározhatók. A létrehozott erősítő fokozat üzemi jellemzőit az alkalmazott aktív elem és a munkapont-beállító elemek együttesen határozzák meg.
- Negyedik lépés frekvencia átviteli jellemzők vizsgálata. Egy erősítő fokozat a különböző frekvenciájú bemenő jeleket különböző mértékben erősíti és a fázisforgatása is különböző. Az erősítők frekvenciafüggését a csatolókondenzátorok, a munkapont-beállító alkatrészek és az aktív elem okozzák. A frekvenciatartományban a fokozat viselkedését Bode diagrammal lehet szemléletessé tenni.

A vezérlés folyamata közös emitteres kapcsolásban

Az ábra egy bipoláris tranzisztor karakterisztikájának segítségével mutatja be a vezérlés egyszerűsített folyamatát. Az egyszerűsítés a tranzisztor h_{22} és h_{12} paramétereinek elhanyagolására vonatkozik. A bázisra kapcsolt ingadozó U_{BE} feszültség hatására, ingadozó I_B bázisáram és ennek következtében h_{21} -szeresen ingadozó I_C kollektor áram jön létre. A kollektor áram ingadozás az úgynevezett munkaellenálláson, ingadozó U_{CE} feszültséget hoz létre. Az ingadozó kimenő és bemenő feszültség arányát a munkaellenállás, az áramerősítési tényező és a bemeneti váltakozó áramú ellenállás együttesen határozzák meg. Érdeemes megfigyelni, hogy míg a bemenő feszültség kb. néhányszor 10 mV értékű, addig a kimenő feszültség nagyságrendje 10 V-os tartományba esik. Az ábrán jól követhető a fázisfordítás kialakulása is, a növekvő bemenő jelhez, csökkenő kimenő jel tartozik, a kimenő és bemenő jel között a fázishelyzet 180° -os.



Bipoláris tranzisztoros váltakozó áramú erősítő alapkapcsolások

Földelt emitteres (FE) erősítő bázis ellenállásos munkapont-beállítással

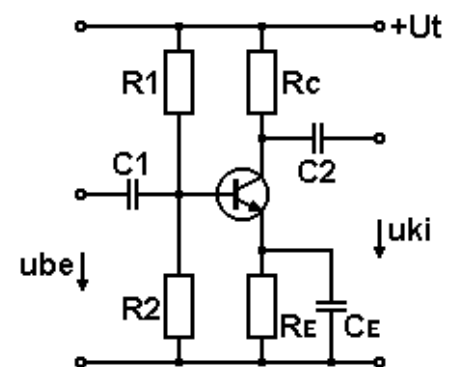
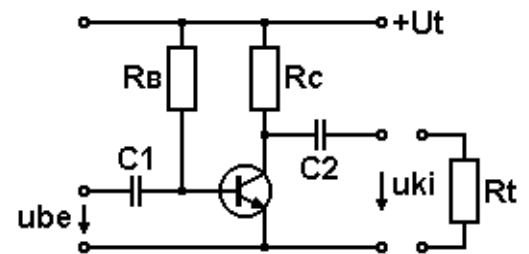
A munkaponti bázisáramot az R_B bázis ellenállás biztosítja a tápfeszültségből. Mivel ennek az ellenállásnak az értéke, néhányszor $100\text{ k}\Omega \div 1\text{ M}\Omega$ tartományba esik, ezért a bázis meghajtása áramgenerátoros jellegű. A szimmetrikus kivezrlés érdekében az U_{C_0} munkaponti kollektor feszültséget - ha más megkötés nincs - a "féltápra" célszerű megválasztani, azaz U_{CE_0} azonos nagyságú az U_{R_C} -vel. Ez a beállítás a kollektor-bázis dióda záróirányú előfeszítését is biztosítja. A bemeneti C_1 kondenzátor csak a meghajtó generátor váltakozó áramú összetevőjét engedi át, a C_2 kondenzátor a kollektor feszültség ingadozását, mint váltakozó feszültséget csatolja a terhelő ellenállásra. A munkapont-beállító elemek számítása:

$$R_B = \frac{U_t - U_{BE_0}}{I_{B_0}} \cong \frac{U_t}{I_{B_0}} \qquad R_C = \frac{U_t - U_{CE_0}}{I_{C_0}}$$

A kapcsolás hátránya az erős hőmérsékletfüggés. A hőmérséklet növekedés hatására egyrészt a bázis-emitter feszültség csökken másrészt a kollektor-bázis átmenet záróirányú árama növekszik. Mindkét hatás a bázisáram és ezen keresztül a kollektor áram növekedéséhez vezet. A növekvő kollektor áram egyre nagyobb feszültség esést hoz létre a kollektor ellenálláson, a kollektor potenciál a 0 V felé vándorol. Az U_{C_0} csökkenése miatt a kimenő váltakozó feszültség torzul. A hőmérséklet függés emitterkörüli vagy valamilyen más negatív visszacsatolással csökkenthető.

Földelt emitteres (FE) erősítő bázisosztós munkapont-beállítással

A munkaponti bázisfeszültséget egy tápfeszültségre kapcsolt ellenállás osztó tartja a - pillanatnyi hőmérséklettől függetlenül - állandó értéken. Az osztó árama általában a munkaponti bázisáram 10-szerese, azaz az osztó felső tagján $11I_{B_0}$ az alsó tagján $10I_{B_0}$ áram folyik és egy I_{B_0} befolyik a bázisba. Az osztó áramát esetenként $5 \div 10 I_{B_0}$ -ra is meg lehet választani. Az U_{B_0} bázisfeszültség hatására a tranzisztor kinyit, azonban az emitter ellenálláson átfolyó emitter áram olyan feszültség esést hoz létre mely éppen a nyitás ellen hat. A bázisáram megváltozást a B szeresen változó emitter áram és így a B szeresen változó emitter feszültségerősen korlátozza. Ennek hatására a munkaponti bázis és kollektor áram stabilizálódik, legalábbis lényegesen kevésbé változik, mint az előző kapcsolás esetén. Az emitter ellenállás negatív soros-áram vissza-



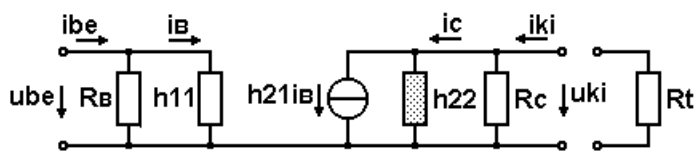
csatolást valósít meg. Az emitter kondenzátor az emitter ellenállást váltakozó áramúlag rövidre zárja, így a visszacsatolás csak egyenáramú szempontból, azaz csak a munkapontra határos. A munkapont-beállító elemek számítása:

$$R_1 = \frac{U_t - U_{B0}}{11 \cdot I_{B0}} \quad R_2 = \frac{U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}} \quad R_C = \frac{U_t - U_{CE0} - U_{E0}}{I_{C0}} \quad R_E = \frac{U_{B0} - U_{BE0}}{I_{B0} + I_{C0}}$$

A munkapont-beállító elemek számítása előtt az U_{E0} emitter feszültséget vagy az U_{B0} bázis feszültséget meg kell választani. Ez a választás, két egymással ellentétes szempont a munkapont stabilitás és a kivezélhetőség közötti egyensúly megkeresését jelenti. Ha túlságosan nagy emitter feszültséget választunk, akkor a stabilitás ugyan jelentősen megnő, de nem marad kivezéléshez feszültség, ellenkező esetben a nagyon kicsi emitter feszültség nem elég hatásos a munkapont stabilizálásra, viszont nagy kivezélhetőség érhető el. A gyakorlatban általában megfelelő a $0,2 \cdot U_t$ választás, de adott esetben ettől is el lehet térni. Meg kell említeni, hogy a munkapont stabilizálása nem az emitter feszültségtől, hanem az emitter ellenállás értékétől függ.

Földelt emitteres erősítő váltakozó áramú helyettesítő képe és üzemi jellemzői

A két különböző munkapont-beállítású földelt emitteres kapcsolás, váltakozó áramú helyettesítő képe azonos, így az ismertetésre kerülő helyettesítő kép mindkét kapcsolásra vonatkozik. A földelt emitteres alkapcsolás helyettesítő képének elkészítéséhez a tranzistor "h" paraméteres egyszerűsített helyettesítő képéből kell kiindulni, majd ezt a



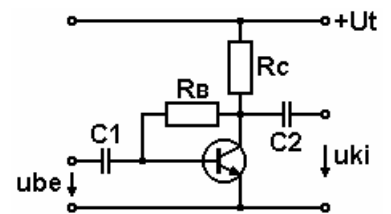
munkapont-beállító elemekkel kell kiegészíteni. A h_{11} -el párhuzamosan kapcsolódik az R_B bázisellenállás, ami bázisosztós munkapont-beállítás esetén az R_1 és R_2 ellenállások párhuzamos eredője. Ennek az a magyarázata, hogy a tápfeszültség váltakozó áramúlag rövidzár. Ezt úgy kell értelmezni, hogy a tápfeszültséget előállító egyenáramú generátor forrásfeszültsége a töltések mozgásától függetlenül állandó, azaz a feszültség változása nem jelenik meg a kapcsain, tehát változásra nézve rövidzár. A helyettesítő kép kizárólag váltakozó áramra érvényes, ezért nem szerepel benne a tápfeszültség! Ugyanígy az R_C kollektor ellenállás is a kollektor és az alsó közös vezeték azaz a földpont közé kapcsolódik. A helyettesítő kép alapján az üzemi jellemzők:

$$R_{be} = R_B \otimes h_{11} = R_1 \otimes R_2 \otimes h_{11} \quad A_{ut} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \left(R_C \otimes \frac{1}{h_{22}} \otimes R_t \right) \quad R_{ki} = R_C \otimes \frac{1}{h_{22}}$$

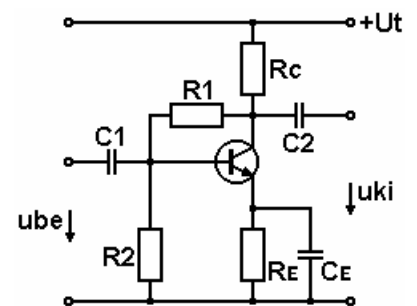
A bemeneti ellenállást alapvetően a legkisebb értékű h_{11} határozza meg, de annál kevesebb. Jelentősen a bázisosztó alsó tagja csökkentheti még a bemenő ellenállást. A terhelt feszültségerősítés összefüggésében a negatív előjel a fázisfordításra utal. A terhelő ellenállás a h_{22} -vel és az R_C -vel kapcsolódik párhuzamosan, így a terhelt feszültségerősítés is szá-

mítható. Ha üresjárási feszültségerősítésre van szükség, akkor R_t -t el kell hagyni az összefüggésből. Nagy, esetleg néhányszor 100-szoros feszültségerősítés, nagy áramerősítés és nagy kollektor ellenállás mellett érhető el. Az összefüggésben szereplő h_{21}/h_{11} hányadost a tranzisztor meredekségének nevezzük, jele S , mértékegysége siemens. Fizikailag, az egy-ségnyi bementi feszültséghez tartozó kimeneti áramot jelenti. A kimeneti ellenállás defini-ciószerűen, a kimeneti üresjárási feszültség és a kimeneti zárlati áram hányadosa. Ezt ké-pezve kapjuk a kollektor ellenállás és a tranzisztor kimeneti vezetéseinek párhuzamos eredő-jeként a kimeneti ellenállást, ami a gyakorlatban egy elég nagy érték. Ez azt jelenti, hogy az FE erősítő csak kisebb, néhányszor 10 k Ω -os terhelések meghajtásra alkalmas. A fokozat áramerősítését a bemeneten a h_{11} és az R_B valamint a kimeneten az R_{ki} és R_t áramosztók határozzák meg. Az áramerősítés értéke h_{21} -nél kisebb. A teljesítményerősítés néhányszor 10^4 is lehet.

A bázis ellenállásos munkapont-beállítás egyik változatában, a bázis ellenállás nem a tápfeszültségből, hanem a kollektor fe-zsültségből állítja elő a bázisáramot. Ha a növekvő hőmérséklet miatt a tranzisztor nyitásba vezérlődik, akkor a csökkenő kollektor feszültség a rá csatlakozó R_B -n keresztül csökkenti a bázis-áramot, azaz a tranzisztort zárásba vezérli. A bázisellenállás egy párhuzamos - feszültség visszacsatolást valósít meg, ami jelentősen stabilizálja a munkapontot, de jelentősen csök-kenti az amúgy is kis értékű bemeneti ellenállást. Ezt az elvet a

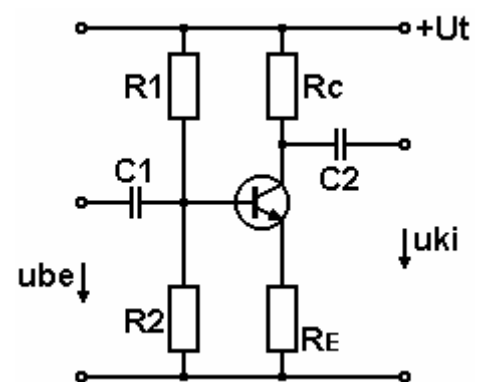


bázisosztós munkapont-beállítás esetén is lehet alkalmazni, az-az a bázisosztó felső tagja a kollektorba van kapcsolva. Az emitter és a kollektor körüi visszacsatolások erőteljesen stabili-zálják a munkapontot, de a bemeneti ellenállás csökkenése nem kedvező a kapcsolás felhasználhatóságát illetően. A párhuza-mos-feszültség visszacsatolás hatástalan a feszültségerősítésre.



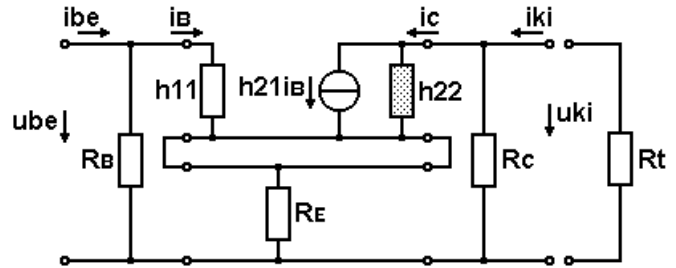
Földelt emitteres (FE) erősítő emitterkörüi negatív visszacsatolással

A munkapont-beállítás elve és az alkatrészek számítása az előző kapcsolással azonos, az eltérés, hogy nincs emitter kondenzátor. Emitter kondenzátor nélkül a negatív soros-áram visszacsatolás a hasznos vezérlő jelre is hatással van. Vezérléskor, a C_1 csatoló kondenzátoron keresztül a válta-kozó feszültségű jel a bázisra jut. Ha változik a bázis áram, akkor a kollektor áram is változik, méghozzá h_{21} -szeresen. Az emitter feszültséget az emitter ellenálláson folyó áram határozza meg, azaz a bázis áram és a kollektor áram ösz-szege. Az emitter ellenálláson így nem csak a bázisáram változás hoz létre feszültség válto-



zást, hanem még a h_{21} -szeres kollektor áram változás is. Ekkora feszültség változás azonban nem tud kialakulni, mert az emitter ellenálláson eső feszültség éppen ellenkező irányban vezérli bázis-emitter nyitófeszültséget, ami viszont a bázisáram változás ellen hat. Ha az emitter feszültség megnő, akkor csökkenti, ha lecsökken, akkor növeli a tranzisztor áramait, végeredményben kialakul egy egyensúlyi helyzet. Ez egyben azt jelenti, hogy a bázisra kerülő vezérlőjelet követi az emitter feszültsége.

Az erősítő alapkapcsolás helyettesítő képét szintén úgy kapjuk meg, hogy a tranzisztor "h" paraméteres helyettesítő képét kiegészítjük a munkapont-beállító elemekkel. Emitter kondenzátor hiányában az emitter most nem kerül a földpotenciálra, hanem az emitter ellenállásra van "ráültetve". Az R_B bázis ellenállás a bázis és földpont, az R_C kollektor ellenállás a kollektor és földpont közé csatlakoznak. A rajz elrendezése segíti a visszacsatolás típusának felismerését. Mivel az áramgenerátor az emitter ellenálláson is áthajtja a kimeneti áramot, ezért a visszacsatolás az árammal arányos, illetve az emitter ellenálláson eső feszültség a bázis-emitter feszültséggel kapcsolódik sorba, ezért a visszacsatolás soros-áram típusú. A h_{12} paramétert ebben az esetben is elhanyagoljuk. Az üzemi jellemzők közül a bemeneti ellenállás meghatározásához egy hurok és egy csomóponti egyenletet kell felírni.



$$u_{be} = u_{BE} + u_E = i_B \cdot h_{11} + i_E \cdot R_E = i_B \cdot h_{11} + i_B \cdot h_{21} \cdot R_E = i_B \cdot (h_{11} + h_{21} R_E)$$

$$i_{be} = i_{RB} + i_B$$

A hurok egyenletben $i_C \approx i_E$ közelítéssel egyszerűbb alakot kapunk. Jól látszik, hogy a h_{11} -el az R_E h_{21} -szerese kapcsolódik sorba, azaz a tranzisztor a bemenet felé feltranszformálja az emitter ellenállást. Ez a hatás növeli meg a bemeneti ellenállást. A zárójeles kifejezésből h_{11} kiemelésével kapjuk a $h_{11} \cdot (1 + S \cdot R_E)$ összefüggést, ami a visszacsatolások tárgyalásakor az $(1 + A_S \cdot B_Z)$ -nek felel meg. A csomóponti egyenletbe a bemeneti feszültséget és az ellenállásokat helyettesítve kapjuk meg a bemeneti ellenállást.

$$\frac{u_{be}}{R_{be}} = \frac{u_{be}}{R_B} + \frac{u_{be}}{h_{11} \cdot (1 + S \cdot R_E)} \quad \Rightarrow \quad R_{be} = R_B \otimes h_{11} \cdot (1 + S \cdot R_E)$$

A feszültségerősítéshez a bemeneti feszültségre előzőleg kapott összefüggés használható.

$$A_{ut} = -\frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{i_B \cdot h_{21} \cdot (R_C \otimes R_t)}{i_B \cdot h_{11} \cdot (1 + S \cdot R_E)} = -\frac{S \cdot (R_C \otimes R_t)}{1 + S \cdot R_E}$$

Az üresjárási feszültségerősítés az R_t elhagyásával határozható meg. Ilyenkor, ha a nevezőben az $S \cdot R_E \gg 1$, akkor az 1 elhanyagolható, S -el osztva $-R_C / R_E$ -re egyszerűsödik a tört. Ez azt jelenti, hogy tranzisztor adataitól függetlenül, a feszültségerősítés közelítőleg a kollektor és az emitter ellenállás hányadosa lesz.

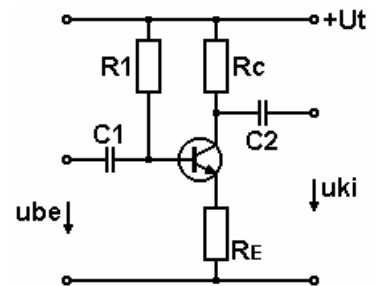
A kimeneti ellenállás az üresjárású feszültség és a rövidzárási áram hányadosa. Üresjárásban nem vagy alig érvényesül a visszacsatoló hatás, ezért a bázisáram nagyobb értéket vehet fel. Rövidzárában az emitter feszültség jelentősen megnő a bázis-emitter feszültség rovására, így a bázisáram kisebb értékű lesz. A két üzemmódban az eltérő bázisáramot a kimeneti ellenállás meghatározásakor úgy kell figyelembe venni, hogy az u_{be} bemeneti feszültséget tételezzük fel állandónak. Kollektor ellenállás nélkül a levezetett kimeneti ellenállás, $1+S \cdot R_E$ szerese lesz a főerősítő $1/h_{22}$ kimeneti ellenállásának. A kollektor ellenállás ezzel az R_{ki}' belső kimeneti ellenállással kapcsolódik párhuzamosan és jellemzően meghatározza a fokozat kimeneti ellenállását.

$$R_{ki}' = \frac{u_{kiü}}{i_{kirz}} = \frac{h_{21} \cdot \frac{u_{be}}{h_{11} + R_E} \cdot \frac{1}{h_{22}}}{h_{21} \cdot \frac{u_{be}}{h_{11} + h_{21} \cdot R_E}} = \frac{h_{11} \cdot (1 + S \cdot R_E)}{(h_{11} + R_E) \cdot h_{22}} = \frac{1 + S \cdot R_E}{h_{22}}$$

$$R_{ki} = \frac{1 + S \cdot R_E}{h_{22}} \otimes R_C \cong R_C$$

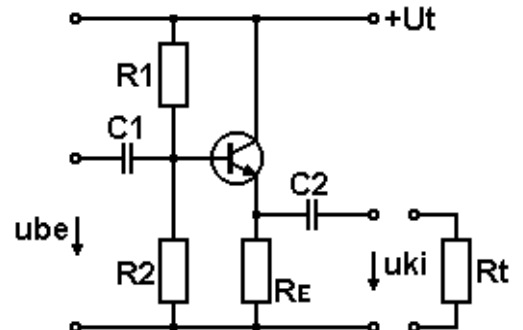
Az FE kapcsoláshoz viszonyítva, soros-áram visszacsatolásra jellemzően, a bemeneti és kimeneti ellenállás növekszik, a feszültségerősítés csökken, az áram erősítés nem változik.

Az emitterköri negatív visszacsatolt alapkapcsolásnak létezik egy változata, melynél bázisosztó helyett, csak egy bázisellenállás biztosítja a bázis áramot. Az eredeti kapcsoláshoz viszonyítva nagyobb a bemeneti ellenállása, mivel a $10 \cdot I_{B0}$ áramú bázisosztó nem terheli a vezérlő generátort. Más jelentősebb kedvező tulajdonsággal nem rendelkezik. Mivel a bázis feszültsége nem rögzített, ezért a munkapont stabilitása is kisebb.



Földelt kollektoros (FC) erősítő alapkapcsolás

A földelt kollektoros erősítő alapkapcsolást bázisban vezéreljük, a kimenő jelet az emitter ellenállásról veszük le. A munkapont beállító elemek számításának alapja a szimmetrikus kivezérlés biztosítása. Ez azt jelenti, hogy az U_{E0} munkaponti emitter feszültséget az $U_t / 2$ -re célszerű megválasztani. A munkapont-beállító elemek számítása azonos az előzőkkel.



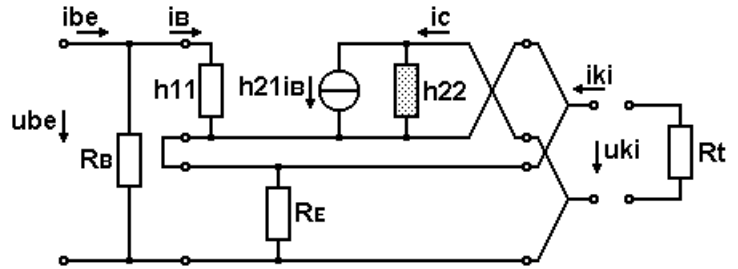
$$R_1 = \frac{U_t - U_{B0}}{11 \cdot I_{B0}}$$

$$R_2 = \frac{U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}}$$

$$R_E = \frac{U_{E0}}{I_{E0}} = \frac{U_{B0} - U_{BE0}}{I_{B0} + I_{C0}}$$

A bázisra kapcsolt vezérlő feszültséget - az előző pontban leírtak szerint - az emitter feszültsége követi, a kapcsolást ezért emitter követőnek is nevezzük. A fokozat tehát nem fordít fázist. A bemeneti, a bázis-emitter és a kimeneti váltakozó feszültségekre felírható hurokegyenletből látszik, hogy a kimenőjel a bemenőjel része, ezért a feszültségerősítés értéke < 1 , azaz közel egységnyi.

A kapcsolás helyettesítő képéhez a munkapont-beállító elemekkel kiegészített tranzisztor helyettesítő képpel lehet eljutni. A kollektor közvetlenül a tápfeszültségre csatlakozik, ami váltakozó áramúlag földpont. A rajz elrendezése

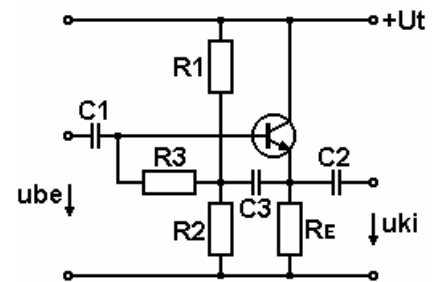


segíti a visszacsatolás típusának felismerését. Az emitter ellenállás a bemenetre sorosan, a kimenetre párhuzamosan kapcsolódik. Mivel a teljes kimeneti feszültség visszacsatolódik a bemenetre, ezért az emitter ellenállás 100%-os negatív soros-feszültség visszacsatolást valósít meg. A bemeneti ellenállás, az emitterkörü negatív visszacsatolt kapcsoláshoz hasonlóan alakul, de annál nagyobb, mert az emitter ellenállás is nagyobb.

$$R_{be} = R_B \otimes h_{11}(1 + S(R_E \otimes R_t)) \quad A_{ut} = \frac{S(R_E \otimes R_t)}{1 + S(R_E \otimes R_t)} \quad R_{ki} = R_E \otimes \frac{h_{11} + (R_g \otimes R_B)}{h_{21}}$$

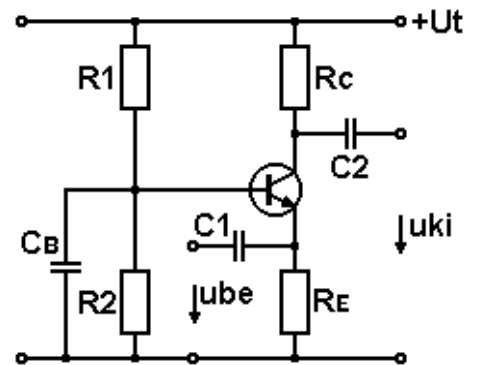
A terhelés az emitter ellenállással kapcsolódik párhuzamosan, ezért a bemeneti ellenállásba is beleszól. Az üresjárási feszültségerősítést, az R_t elhagyásával lehet számítani. A kimeneti ellenállásban látszik a meghajtó generátor R_g belső ellenállása. Ennek az a magyarázata, hogy üresjárásban teljes, rövidzárában viszont megszűnik a visszacsatolás. Egyedüli biztos pont a bemeneti meghajtó generátor forrásfeszültsége. Ha ez a feszültség nagy belső ellenálláson kapcsolódik a bemenetre, akkor az egy u_{BE} nyitófeszültséggel kisebb kimeneti feszültség terhelhetőségét befolyásolja. Ideális meghajtás esetén a kimeneti ellenállás nagyon kicsi, a h_{11} / h_{21} miatt $10 \div 100 \Omega$ is lehet. A földelt kollektoros alkapcsolás felhasználása széleskörű, a nagy bemeneti és a kis kimeneti ellenállása miatt leválasztó, illesztő fokozatként jól használható. A szakirodalomban impedancia transzformátor elnevezéssel is találkozhatunk.

Az összes alkapcsolás közül a földelt kollektoros rendelkezik a legnagyobb bemeneti ellenállással. Előfordulhat, hogy ennél nagyobb bemeneti ellenállásra van szükség. Az alkapcsolás kiegészítésével több $M\Omega$ -os bemeneti ellenállás is elérhető. A kiegészítés lényege, hogy a kimenet feszültséget egy kondenzátorral ($C3$) visszacsatoljuk a bázisosztó osztáspontjára. Az osztáspont feszültsége együtt mozog a vezérlő jellel, tehát az osztó ellenállásai nem jelentenek terhelést a bemenet felé. A tranzisztor munkaponti bázisáramát az $R3$ ellenállás biztosítja. A kapcsolás elnevezése magyarul feszültség-utánhúzó, angolul bootstrap.



Földelt bázisú (FB) erősítő alapkapsolás

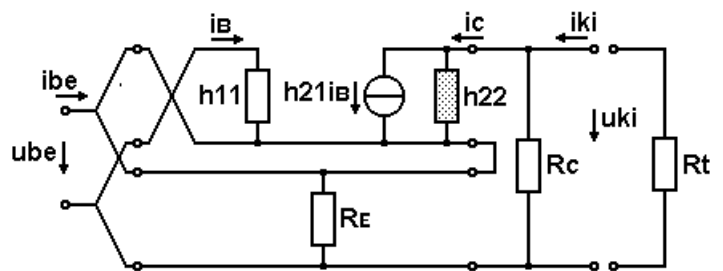
A földelt bázisú erősítő alapkapsolás vezérlő bemenete az emitter, a kimenete a kollektor. A munkapont-beállító elemek az FE erősítőnél megismert szempontokhoz hasonlóan határozhatók meg. A bázisosztó áramának megválasztása nem kritikus, mivel, nincs hatása semmilyen jellemzőre. A szokványos érték az I_{B0} 10-szerese lehet. Az emitter feszültséget $0,1 \div 0,2 U_t$ -re célszerű megválasztani. A szimmetrikus kivezélhetőséget a kollektor ellenállás feszültsége és az U_{CE0} azonossága biztosítja.



$$R_1 = \frac{U_t - U_{B0}}{11 \cdot I_{B0}} \quad R_2 = \frac{U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}} \quad R_C = \frac{U_t - U_{CE0} - U_{E0}}{I_{C0}} \quad R_E = \frac{U_{B0} - U_{BE0}}{I_{E0}}$$

A C_B kondenzátor a bázis feszültség váltakozó áramú összetevőjét zárja rövidre.

A tranzisztor helyettesítő képét a munkapont beállító elemekkel kiegészítve kapjuk meg az FB alapkapsolás helyettesítő képét. A rajz elrendezése segíti a visszacsatolás típusának felismerését. A visszacsatoló négy-pólus a bemeneten párhuzamosan, a kimeneten sorosan kapcsolódik a tranzisztorral. Ebből következik, hogy negatív párhuzamos - áram visszacsatolás jön létre. Ha az emitter ellenálláson nő a vezérlő feszültség, akkor a bázis-emitter dióda feszültsége záró irányba mozdul el, a bázisáram csökkenése h_{21} -szeresen csökkenti az emitter áramot és így az emitter feszültséget is. Az emitter áram a vezérlő feszültséggel ellentétesen változik, ezért a fokozat bemeneti ellenállása nagyon kicsi. A helyettesítő kép alapján az üzemi jellemzők:



$$R_{be} = R_E \otimes \frac{h_{11}}{h_{21}} \quad A_{ut} = \frac{h_{21}}{h_{11}} (R_C \otimes R_t) \quad R_{ki} \cong R_C$$

A feszültségerősítés megegyezik az FE kapcsolásával, de fázist nem fordít. Az üresjárási feszültségerősítést az $R_t = \infty$ helyettesítéssel lehet számítani. Az áram erősítés < 1 , azaz közel egységnyi. A kimeneti ellenállás közelítőleg az R_C -vel egyezik meg. Az FB kapcsolás határfrekvenciája a legnagyobb az összes alapkapsolás közül, mivel a C_{CB} kollektor - bázis záróréteg kapacitás a bázis oldalon földelve van.

A tranzisztoros erősítő alapkapsolások jellemzőinek összehasonlítása:

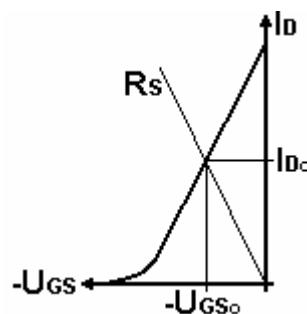
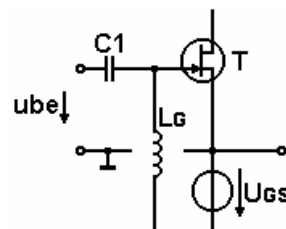
	R_{BE}	A_U	A_I	R_{KI}
FE	$n \times 1 \text{ k}\Omega$	$n \times 100$	$< h_{21}$	R_C
FE VCS	$n \times 10 \text{ k}\Omega$	$< FE$	$= FE$	$> FE$
FC	$n \times 100 \text{ k}\Omega$	< 1	$< h_{21}$	$n \times 10 \Omega$
FB	$n \times 10 \Omega$	$= FE$	< 1	$= FE$

Unipoláris tranzisztoros váltakozó áramú erősítő alapkapsolások

A munkapont-beállítás célja, hogy a térvezérlésű tranzisztor aktív vagy analóg tartományban való működéséhez szükséges feszültségek és áramok biztosítva legyenek. A munkapont-beállítás alapját az U_{GS0} , U_{DS0} és az I_{D0} katalógus adatok képezik.

Földelt source-ú (FS) alapkapsolások

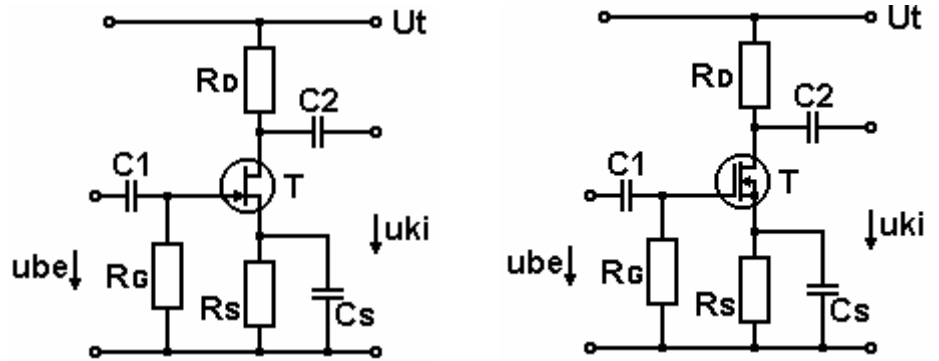
Önvezető réteg és szigetelt elektródás FET-ek munkapont-beállítása hasonlóan történik, mivel karakterisztikáik is nagyon hasonlóak. Az önvezető FET-ek erősítő üzemének feltétele, hogy biztosítva legyen a megfelelő nagyságú drain - source feszültség és az egyenáramú gate előfeszültség. Az U_{DS0} feszültség akkor megfelelő nagyságú, ha a csatorna belsejében ki tud alakulni a töltéshordozók áramlását meghatározó villamos tér. Mivel az U_{DS0} általában adott vagy katalógusban hozzáférhető, ezért nem kell a megválasztani, egyébként nagyobbak kell lennie mint a gate előfeszültség és az elzáródási feszültség különbsége. A gate előfeszültség egy egyszerű feszültségforrással is előállítható, de szükség van egy soros induktivitásra is, ami a váltakozó áramú vezérlő jelet a munkaponti feszültségtől elválasztja. Ez a munkapont-beállítás meglehetősen kedvezőtlen, akár az ellenkező polaritású többlet tápfeszültségre, akár az induktivitás méreteire nézve. Az előfeszültség a source feszültséggel is beállítható, azaz a gate-et kötjük a 0 V-ra és a source potenciálját emeljük a szükséges értékre. Ehhez mindössze egy R_S ellenállást kell a source-al sorba kötni. Ha a FET transzfer karakterisztikájába berajzoljunk egy ellenállás karakterisztikát, akkor a keletkező metszéspont kijelöli a munkaponti értékeket. Az R_S ellenálláson tehát a drain áram hozza létre gate - source előfeszültséget. Ezt a kapcsolási kialakítást nevezzük automatikus munkapont-beállításnak. Ahhoz, hogy a gate "tudja", hogy hol van a 0 potenciál, egy ellenállással 0 V-ra kötjük. Ez az ellenállás lesz egyben a fokozat bemeneti ellenállása is. A munkapont-beállítás további szempontja a szimmetrikus kivezérelhetőség biztosítása.



$$R_G = 10k\Omega \div 1M\Omega$$

$$R_S = \frac{|U_{GS0}|}{I_{D0}}$$

$$R_D = \frac{U_t - U_{D0}}{I_{D0}}$$

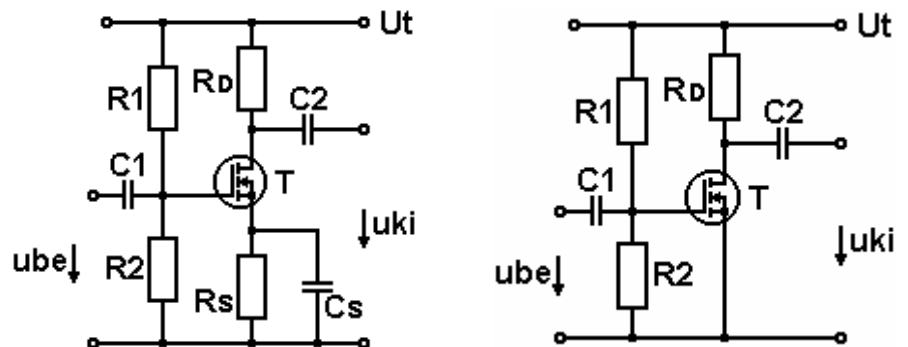


Önzáró FET-es alapkapsolás munkapont-beállításának szempontja szintén a szimmetrikus kivezrlés biztosítása. A munkaponti U_{GS0} feszültség az U_{G0} és az U_{S0} feszültségek különbségéből alakul ki. Az U_{G0} -t az R_1, R_2 terheletlen osztó állítja elő a tápfeszültségből, az U_{S0} -t az R_S -en átfolyó I_{D0} hozza létre. Az osztó ellenállásai két szempont figyelembe vételével választhatók meg: egyrészt az osztásponton az U_{G0} feszültséget elő kell állítani, másrészt a párhuzamos eredőjük, az R_G a fokozat bemeneti ellenállását fogják meghatározni. Az R_S negatív soros-áram visszacsatolást valósít meg a munkapontra, de ez nem minden esetben szükséges. Ilyenkor a source közvetlenül a földre kapcsolódik és a gate osztót U_{GS0} -ra kell méretezni. A kapcsolásokban a C_S a source körü visszacsatolást szünteti meg a hasznos vezrlőjelre.

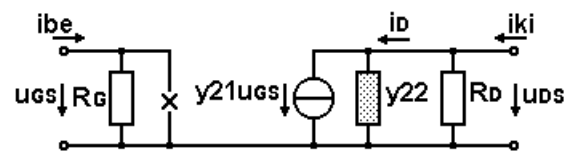
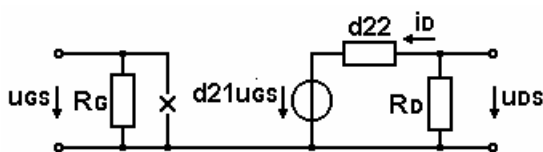
$$U_{G0} = U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_S = \frac{U_{S0}}{I_{D0}}$$

$$R_D = \frac{U_t - U_{DS0} - U_{S0}}{I_{D0}}$$



A földelt source-ú erősítő alapkapsolás helyettesítő képének előállításához, a FET d vagy y paraméteres helyettesítő képét kell a munkapont - beállító elemekkel kiegészíteni. Az R_G gate ellenállás, JFET esetén egy záróirányban előfeszített, szakadásként viselkedő rétegátmenettel, IGFET esetén szakadást jelentő szigetelő réteggel kapcsolódik párhuzamosan. Az R_D ellenállás, d paraméteres helyettesítő kép esetén feszültségosztót, y paraméteres helyettesítő kép esetén áramosztót alkot a kimeneti generátorral. Ez utóbbi esetben a kimeneti feszültséghez még R_D -vel kell megszorozni a leosztott áramot.

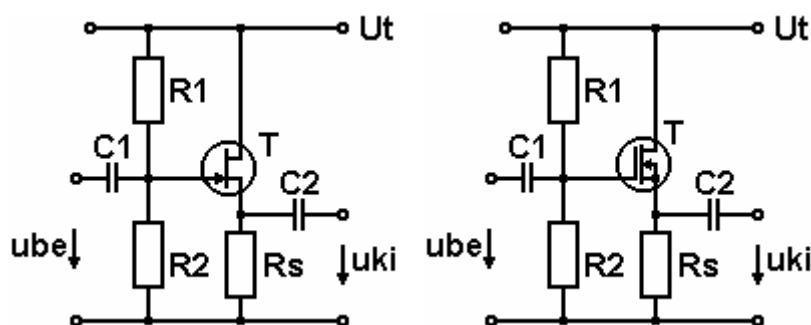


$$R_{be} = R_G \quad A_u = -d_{21} \frac{R_D}{d_{22} + R_D} = -y_{21} \left(\frac{1}{y_{22}} \otimes R_D \right) \quad R_{ki} = R_D \otimes d_{22} = \frac{1}{y_{22}} \otimes R_D$$

Az FS erősítők fázist fordítanak. A terhelő ellenállás, ha van, akkor az R_D -vel kapcsolódik párhuzamosan. A gyakorlatban egy fokozattal kb. $20 \div 100$ szoros feszültségerősítés valószínű meg. Kis értékű bemeneti áram esetén 10^4 nagyságrendű teljesítmény erősítés érhető el. Az alsó határfrekvenciát az R_G és a bemeneti csatoló kondenzátor, a felső határfrekvenciát a tranzisztor nagyfrekvenciás paraméterei ($f_G=700\text{MHz}$) határozzák meg.

Földelt drain-ú (FD) alapkioscsolások

Az önvezető és önzáró FET-es FD alapkioscsolások munkapont-beállításának szempontja -ha más feltétel nincs- a szimmetrikus kivezélés biztosítása. A szimmetrikus kivezélhetőséghez a U_{S0} source feszültséget féltápra kell megválasztani. A gate feszültséget az R_1, R_2 terheletlen osztó állítja elő a tápfeszültségből. Az osztó ellenállásai két szempont szerint választhatók meg: az osztásponton az U_{G0} feszültséget elő kell állítani, és a párhuzamos eredőjük (R_G) a fokozat bemeneti ellenállását fogják meghatározni. Az U_{G0} , önvezető FET esetén U_{GS0} -al kisebb, önzáró FET esetén U_{GS0} -al nagyobb mint az U_{S0} .

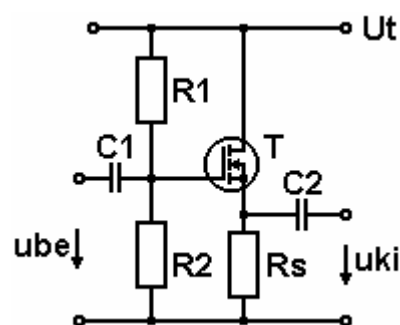


önvezető FET-es kocsolás

$$U_{G0} = U_{S0} - |U_{GS0}|$$

$$U_{G0} = U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_S = \frac{U_{S0}}{I_{D0}}$$



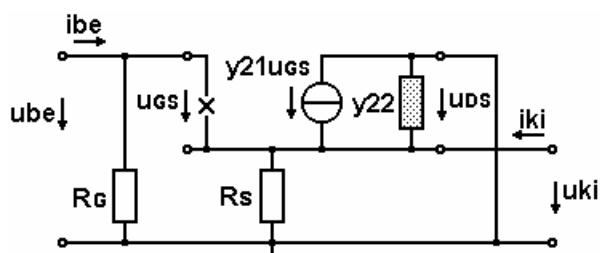
önzáró FET-es kocsolás

$$U_{G0} = U_{S0} + |U_{GS0}|$$

$$U_{G0} = U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_S = \frac{U_{S0}}{I_{D0}}$$

A gate kör feszültségei p csatornás esetben is értelemszerűen érvényesek. A FET-ek disszipációs teljesítményét egy $50 \div 200 \Omega$ körüli R_D ellenállás beiktatásával lehet csökkenteni. Üzemi jellemzőket mindhárom FD kocsolásra vonatkozóan, az y (vagy d) paraméteres váltakozó áramú helyettesítő kép alapján lehet meghatározni.

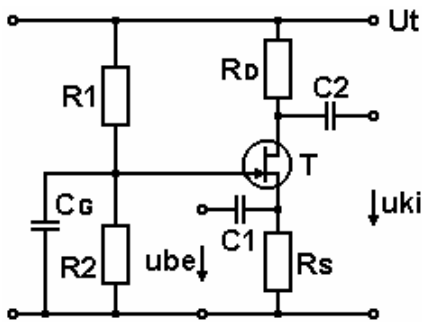


$$R_{be} = R_G = R_1 \otimes R_2 \quad A_u = \frac{y_{21}R_p}{1 + y_{21}R_p} \quad R_p = \frac{1}{Y_{22}} \otimes R_S \quad R_{ki} = \frac{1}{Y_{22}} \otimes R_S \otimes \frac{1}{Y_{21}}$$

A terhelő ellenállás az R_S -el kapcsolódik párhuzamosan. Az FD kapcsolások nem fordítanak fázist. Feszültségerősítésük -a 100%-os soros feszültség visszacsatolásra jellemzően <1 . A szakirodalomban source követő néven is megtalálhatók. A kimeneti ellenállásuk $10 \div 100 \Omega$ nagyságrendbe esik, ezért leválasztó, illetve erősítőként használhatók fel.

Földelt gate-ű (FG) alapkapsolások

Az önvezető és önzáró FET-es FG alapkapsolások munkapont-beállításának szempontja -ha más feltétel nincs- a szimmetrikus kivezérlés, azaz $U_{DS0} = U_{RD}$ biztosítása. Az U_{G0} munkaponti feszültséget szintén egy terheletlen feszültségosztó állítja elő a tápfeszültségből. Az osztó ellenállások megválasztásához csak az U_{G0} osztásponti feszültséget kell figyelembe venni, egyébként csak a tápot terhelik. Az U_{G0} , önvezető FET esetén U_{GS0} -al kisebb, önzáró FET esetén U_{GS0} -al nagyobb mint az U_{S0} . A C_G kapacitás az osztásponti feszültség váltakozó áramú összetevőjét zárja rövidre.

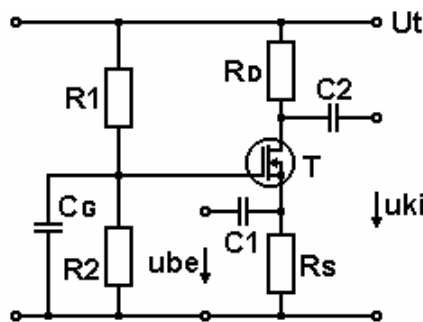


önvezető FET-es kapsolás

$$U_{G0} = U_{S0} - |U_{GS0}|$$

$$U_{G0} = U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_S = \frac{U_{S0}}{I_{D0}}$$



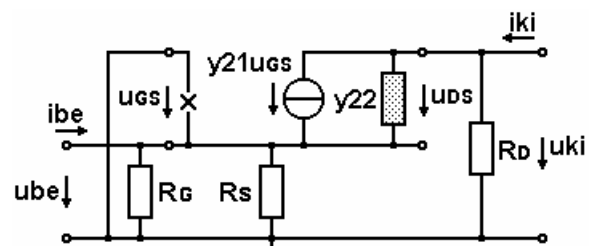
önzáró FET-es kapsolás

$$U_{G0} = U_{S0} + |U_{GS0}|$$

$$U_{G0} = U_t \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_S = \frac{U_{S0}}{I_{D0}}$$

A gate kör feszültségei a p csatornás FET-ek esetén is értelemszerűen érvényesek. Üzemi jellemzőket mindhárom FG kapcsolásra vonatkozóan, az y (vagy d) paraméteres váltakozó áramú helyettesítő kép alapján lehet meghatározni.



$$R_{be} = R_S \otimes \frac{1}{y_{21}}$$

$$A_u \cong y_{21} \cdot R_D$$

$$R_{ki} \cong R_D$$

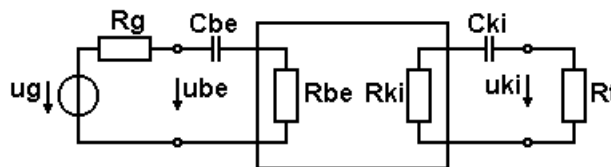
Az FG kapcsolás bemeneti ellenállása - a párhuzamos-áram visszacsatolásra jellemzően - kicsi, kb. 100 Ω nagyságrendű, feszültségerősítése megegyezik az FS kapcsolásával. Fázist nem fordít.

Erősítők minőségi jellemzői

Frekvencia menet

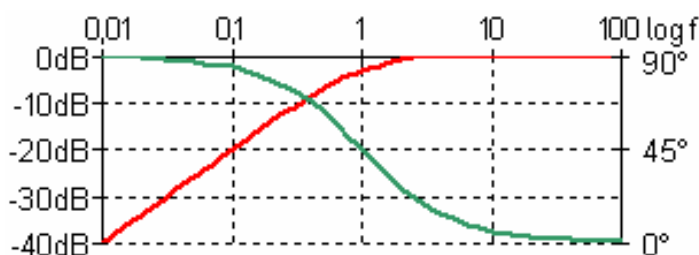
Az erősítő fokozatok frekvenciafüggését a sávközépen elhanyagolt, rövidzárnak vagy szakadásnak tekintett reaktív elemek okozzák. A reaktív elemektől és a frekvenciától függően a feszültségerősítés komplex mennyiséggé változik. Az erősítő fokozatok frekvencia átviteli jellemzőit amplitúdó-fázis karakterisztikával, BODE diagrammal lehet megadni.

Alacsony frekvenciás átviteli tulajdonságokat a csatoló és emitter kondenzátorok határozzák meg. A bemeneti csatoló kondenzátor a bemeneti ellenállással és a generátor belső ellenállásával frekvencia függő feszültségosztót alkot. A frekvencia csökkenésével egyre kisebb feszültség vezérli az erősítőt. A kimeneti csatoló kondenzátor a terhelő és a kimeneti ellenállással alkot frekvencia függő feszültség osztót. A frekvencia csökkenésével egyre kisebb a terhelő ellenállásra jutó feszültség. A bemeneten és a kimeneten kialakuló időállandók közül a kisebb fogja meghatározni az alsó határfrekvenciát.



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

$$f_{aki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{ki} + R_t) \cdot C_{ki}}$$



Jó alacsonyfrekvenciás átvitelt nagy R_{be} és nagy C_{be} esetén lehet megvalósítani.

Az emitter kondenzátor hatása összetett. A frekvencia csökkenésével az emitter kondenzátor reaktanciája egyre nagyobb lesz, a "hidegítő" hatás csökkenésével egyre inkább hatásosá válik a soros-áram visszacsatolás, emiatt nő a bemeneti ellenállás, ugyanakkor a feszültségerősítés csökken. Az alsó határfrekvenciát a két ellentétes hatás eredője határozza meg. Az alsó határfrekvenciát méréssel célszerű meghatározni. Az emitter kondenzátor önmagában két törésponti frekvenciát eredményez. Egyrészt csökkenő frekvencia esetén már nem tekinthető rövidzárnak (f_{a1}), másrészt növekvő frekvencia esetén már nem tekinthető szaka-

dásnak (f_{a2}). Az eredő frekvenciamenet meghatározásához az emitterköri negatív visszacsatolt feszültségerősítés összefüggésében az R_E -t egy párhuzamos X_{CE} -vel kell kiegészíteni.

Feszültségerősítés sávközépen:
$$A_u = -\frac{S \cdot R_C}{1 + S \cdot R_E}$$

Feszültségerősítés emitter kondenzátorral:
$$A_u = -\frac{S R_C}{1 + S(R_E \otimes X_{CE})}$$

Komplex feszültségerősítés:
$$A_u(j\omega) = -\frac{S \cdot R_C}{1 + \frac{S \cdot R_E}{1 + j\omega \cdot R_E \cdot C_E}} = -\frac{S \cdot R_C(1 + j\omega \cdot R_E \cdot C_E)}{1 + S \cdot R_E + j\omega \cdot R_E \cdot C_E}$$

Alaptagokra bontás:
$$A_u(j\omega) = -S \cdot R_C \cdot \frac{1}{1 + S \cdot R_E} \cdot \frac{1 + j\omega \cdot R_E \cdot C_E}{1 + j\omega \cdot \frac{R_E \cdot C_E}{1 + S \cdot R_E}}$$

Az eredő átviteli függvény két konstans és két frekvenciafüggő tagból áll.

$$A_{u1} = 20 \cdot \lg| -S R_C | \quad A_{u2} = 20 \cdot \lg \left| \frac{1}{1 + S \cdot R_E} \right|$$

$$f_{a1} = \frac{1 + S \cdot R_E}{2\pi \cdot R_E \cdot C_E} \quad f_{a2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_E \cdot C_E}$$

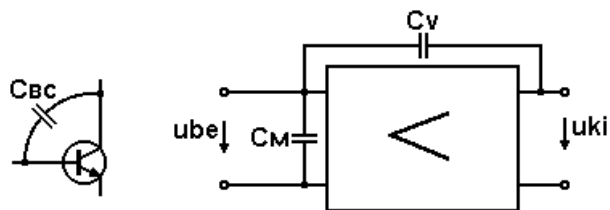
Az eredő amplitúdó menet (piros) A_{u2} -vel indul és A_{u1} -re érkezik. Érdeemes megfigyelni, hogy f_{a1} annyi szorosa f_{a2} -nek mint amennyi a két erősítés hányadosa mérőszámban, illetve különbsége dB-ben. Az ábrán a görbe szerint ez a hányados $1/0,1 = 10$ és a különbség $0\text{dB} - (-20\text{dB}) = 20\text{dB}$. Az A_{u1} konstans tag, a frekvenciamenetet csak függőleges elhelyezkedésében befolyásolja, az ábrában nem szerepel. A fázismenet eredője a zöld görbe.

Nagyfrekvenciás átviteli tulajdonságokat az R_f -vel párhuzamosan kapcsolódó terhelő illetve szórt kapacitások és a félvezető belső kapacitásai határozzák meg. A szórt kapacitások gondos szereléssel csökkenthetők. A terhelő kapacitás az R_{ki} -vel és az R_f -vel együtt határozza meg az f_{ct} felső határfrekvenciát. A tranzisztor rétegeiben a töltéshordozók véges sebességgel mozognak. Egyik munkapontból, egy másik munkapontba való átálláshoz időre van szükség, azaz a tranzisztor nem képes követni a gyors változásokat. Ezt a hatást a rétegek között megjelenő kapacitásokkal lehet figyelembe venni. A bázis-emitter nyitóirányú rétegátmenetben a C_{BE} , a kollektor-bázis záróirányú rétegátmenetben a C_{CB} kapacitás határozható meg. Mivel a C_{BE} kapacitás közvetlenül a h_{11} -el kapcsolódik párhuzamosan, ezért elegendően nagy frekvencián a vezérlő jelet rövidre zárva erősítés csökkenést okoz. A C_{BE} kapacitásnál, a $C_{CB} \approx 1 \div 15\text{pF}$ kapacitás csaknem két nagyságrenddel kisebb, de egy adott

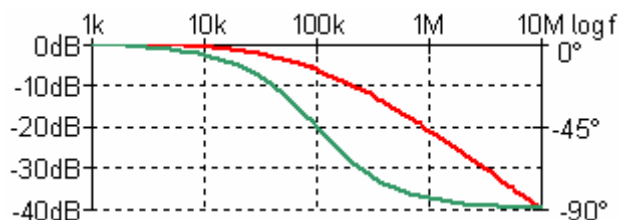
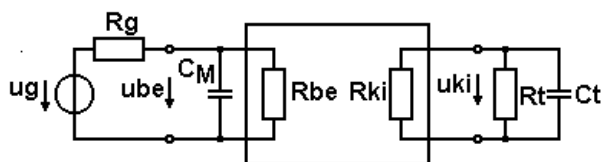
frekvencia felett lényegesen nagyobb erősítés csökkenést okoz. Ennek az az oka, hogy a C_{CB} kapacitás a felerősített ellenfázisú jelet csatol vissza a bemenetre. Az ún. Miller hatás szerint, a C_v visszacsatoló kapacitás A_u szorosan látszik a bemeneten.

$$\omega C_v = \frac{i_{cv}}{u_{be} - u_{ki}} = \frac{i_{cv}}{u_{be}(1 + A_u)} = \frac{\omega C_M}{1 + A_u}$$

$$C_M \approx A_u \cdot C_v$$



Egy aktív négypólus A_u szorosan transzformálja a bemenetét, a bemenete és kimenete közé kapcsolt kapacitást. A C_M látszólagos Miller kapacitás az R_{be} -vel és az R_g -vel alkot frekvenciafüggő feszültségosztót és határozza meg az f_{CM} felső határfrekvenciát. A bemeneten és a kimeneten kialakuló időállandó közül a nagyobb határozza meg a felső határfrekvenciát.



$$f_{CM} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_{be} \otimes R_g) \cdot C_M}$$

$$f_{Ct} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_{ki} \otimes R_t) \cdot C_t}$$

Nagyfrekvenciás tartományban több töréspont is létrejöhet, és mindegyik egy újabb 20dB / Dekád letörésű szakaszt jelent a frekvencia menetben. Egy erősítő fokozat nagyfrekvenciás tulajdonságait alapvetően az alkalmazott félvezető határozza meg.

Torzítás

Az erősítő fokozatoknak azt a kedvezőtlen tulajdonságát, hogy a bemenő jelhez viszonyítva a kimenő jel időbeli lefolyását megváltoztatják torzításnak nevezzük. A torzítások keletkezése két okra vezethető vissza, egyrészt az erősítés frekvencia függő, másrészt az aktív elemek nem lineárisak. A frekvenciafüggés miatt keletkező torzítást lineáris torzításnak, a nemlineáris jellegből keletkező torzítást nemlineáris torzításnak nevezzük. Az erősítők valamilyen eltérő mértékben, mindkét torzítást egyidejűleg létrehozhatják.

Lineáris a torzítás ha a kimeneti jelösszetevők aránya és fázisa az erősítő frekvencia függő tulajdonságai miatt megváltozik.

Frekvenciatorzítás: Ha az erősítés nagysága különböző frekvenciákon eltérő, akkor a bemenőjel különböző frekvenciájú összetevőit az erősítő különböző mértékben erősíti. A kimeneten az egyes jelösszetevők aránya eltér a bemeneti jel összetevőinek arányától. Az eltérés a határfrekvenciák közelében jelentős. Például: ha a felső határfrekvencia 10 kHz, akkor a bemenetre érkező 12 kHz-es összetevő kisebb mértékben kerül erősítésre. A frek-

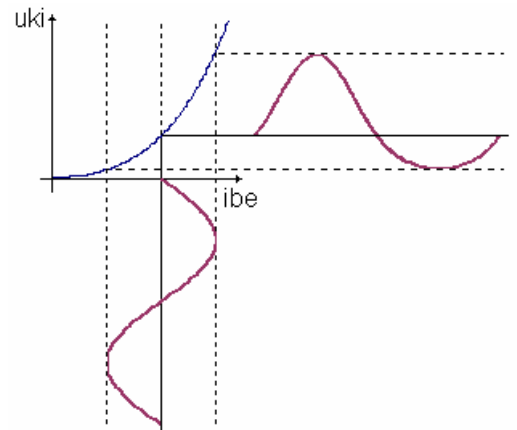
vencia torzításról grafikusán az amplitúdó karakterisztika, vagy számszerűen a határfrekvenciákon belül az erősítés legnagyobb dB-ben mért eltérése ad tájékoztatást. Hangfrekvenciás erősítők frekvenciatorzítása miatt a zenei információ jelentős része elveszhet, például a mély hangfekvésű hangszerek, nagybőgő, basszusgitár és a magas hangfekvésű hangszerek fuvola, cintányér hangjait lenyeli az erősítő. A frekvenciatorzítás sáv szélesség növelésével javítható.

Fázistorzítás: Akkor jön létre, ha az erősítő a kimenő jelben megváltoztatja a bemeneti jel összetevőinek egymáshoz viszonyított fázishelyzetét. Jellemzően a határfrekvenciákon fordul elő a frekvenciatorzítással együtt. Megadása grafikusán a fáziskarakterisztikával, vagy számszerűen a határfrekvenciákon belül a legnagyobb fokban mért szögeltéréssel történik. A frekvenciatorzítást az emberi fül nem érzékeli, de sztereofonikus átvitel esetén meghamisítja a térhatást.

Nem lineáris a torzítás ha a kimeneti jelben, az erősítő aktív elemeinek nem lineáris tulajdonságai miatt új, a bemenő jelben nem létező összetevők keletkeznek.

Harmonikus torzítás: Egyetlen szinuszos bemenőjel esetére értelmezzük. Egy nemlineáris karakterisztikára vezetett szinuszos jel torzulását lehet követni az ábrán. Fourier tétele szerint bármilyen időbeli lefolyású periodikus jel olyan szinuszos összetevőkből áll, amelyek frekvenciája a legkisebb összetevő frekvenciájának egész számú többszöröse.

A legkisebb frekvenciájú összetevőt alapharmonikusnak, a többszörös frekvenciájú összetevőket felharmonikusoknak nevezzük. Például az 1 kHz-es szinusznak a 2 kHz, a 3 kHz, a 4 kHz, stb. szinuszok a felharmonikusai. A nemlineáris karakterisztikára vezetett alapharmonikus a kimeneten felharmonikusokkal együtt jelenik meg. Jól látható, hogy a kimeneti feszültség negatív fél periódusa összenyomódott, és ezzel a jel átlagértéke is megváltozott.



A harmonikus torzítás mértékét a torzítási tényezővel lehet megadni. Definíció szerint:

$$kh = \frac{\text{felharm.telj.}}{\text{alapharm.telj.}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100\%$$

A definíció szerinti torzítás mérés megvalósítása nehézkes, mert a számláló méréséhez olyan szűrő kell ami csak az alapharmonikust nem engedi át, a nevező méréséhez pedig olyan szűrő kell ami csak az alapharmonikust engedi át. A gyakorlatban, $kh < 10\%$ esetén alkalmazható és egyszerűbben kivitelezhető és mérhető összefüggés:

$$kh = \frac{\text{felharm.telj.}}{\text{felharm.} + \text{alapharm.telj.}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100\%$$

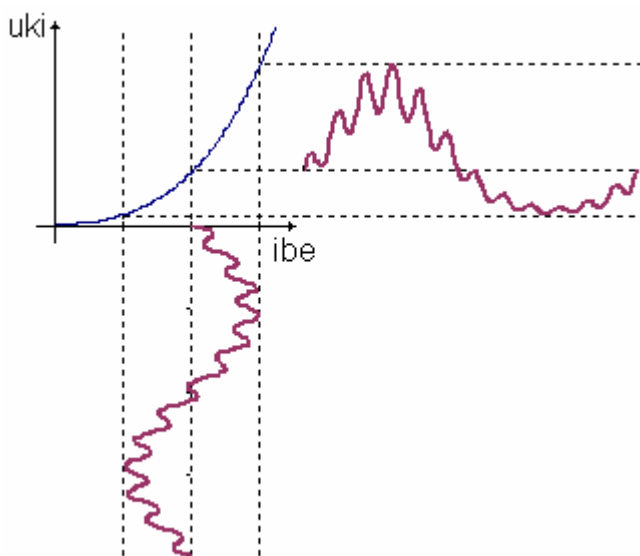
Ehhez a méréshez csak az alapharmonikus szűrését kell megoldani. A harmonikus torzítás (klir faktor) egy lehetséges megadása: $kh = 0,08$ vagy $kh = 8 \%$ vagy $kh = -22$ dB.

Modulációs torzítás: Több szinuszos bemenőjel esetén értelmezzük. Nemlineáris karakterisztikára vezetett két, eltérő frekvenciájú alapharmonikus torzulását lehet az ábrán nyomon követni. Az alacsony frekvenciájú, nagyobb amplitúdójú jelhez a nagyobb frekvenciájú, kisebb amplitúdójú jel hozzáadódik és így egy jelként hozzák létre a nemlineáris karakterisztikára jutó jelet. Az alacsonyabb frekvenciájú jel harmonikus torzítást, a nagyobb frekvenciájú jel viszont modulációs torzítást szenved.

Moduláció alatt általában egy szinuszos jel valamilyen jellemzőjének a moduláló jel függvényében történő megváltoztatását értjük. Ebben az esetben a nagyobb frekvenciájú jel amplitúdója változik, az alacsonyabb frekvenciájú moduláló jel hatására. Trigonometrikus összefüggésekkel bizonyítható, hogy a modulációs torzítás miatt, a kimenő jelben az alapharmonikusok egészszámú többszörösein kívül, az alap és felharmonikusok összeg és különbségi frekvenciái is megjelennek.

A modulációs torzítás mérésekor 50 Hz-es és 10 kHz-es frekvenciájú, 4:1 amplitúdó arányú szinuszos feszültségeket kapcsolnak a mérendő erősítőre. A torzítás mértékéről az erősítő kimenetén megjelenő 9950 Hz és 10050 Hz frekvenciájú összetevők nagyságából lehet következtetni. A kisjelű erősítők 1 % modulációs torzítása már füllel érzékelhető, 3% kellemtelen hangérzetet kelt.

A nemlineáris torzítás az erősítő fokozatok linearizálásával csökkenthető. Megoldás lehet egy több fokozatot átfogó negatív visszacsatolás, vagy az aktív elem munkapontját a kevésbé görbült karakterisztikára beállítani.



Erősítők zajviszonyai

Az erősítők kimenetén a vezérlőjeltől függetlenül, hasznos információt nem hordozó, idegen feszültségek is megjelennek. Ezeket a feszültségeket összefoglaló néven zajnak nevezük. A zajok eredete lehet külső és belső.

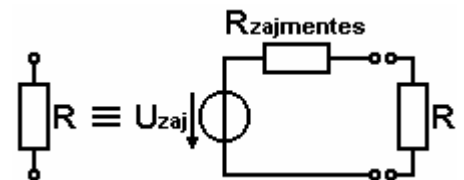
Külső eredetű idegen feszültségek:

- A környezetből származó villamos és mágneses terek indukáló hatása. Ilyet okozhat a villámlás, vagy egy közelben végzett hegesztési munka, egy közeli transzformátor szórt tere, esetleg egy kommutátoros forgórészű motor kefeszikrázása. Az erősítő és a hozzávezető jelvezetés megfelelő árnyékolásával csökkenhetnek az így keletkező zajok.
- A tápfeszültség elégtelen szűrése miatt megjelenő bűgőfeszültség, A bűgőfeszültség az

egyenirányítás után az egyenfeszültséggel együtt megjelenő 50 Hz-es vagy 100 Hz-es váltakozó áramú összetevő. Csökkentése a szűrés javításával, esetleg a kisebb áramú munkapont beállításával lehetséges.

Belső eredetű idegen feszültségek:

- Flicker vagy villódzási zaj félvezető diódáknál, tranzisztoroknál lép fel, teljesítmény sűrűsége nem egyenletes. Az eszközön átfolyó áram négyzetével arányos, széles spektrumú zaj. Csökkenteni vagy megszüntetni nem lehet.
- Sörét zaj a rétegátmenetben a töltéshordozók, azaz az elektronok és a lyukak rekombinációjának következménye. Minden elektron - lyuk pár megszűnése potenciálváltozást jelent, mely vezérlő jelként hat az erősítőre.
- Termikus zaj az elektronok rendezetlen hőmozgásának következménye. Az ebből a mozgásból származó áramot, termikus zajáramnak nevezzük. A zajáram miatt minden vezetőben $U_z = I_z \cdot R$ nagyságú zajfeszültség lép fel. Johnson szerint a termikus zajteljesítmény $P_z = k \cdot T \cdot B$, ahol a $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K° a Boltzmann állandó, a T az abszolút hőmérséklet, és a B a sáv szélesség. A zajfeszültségre és a zajteljesítményre tett megállapítások alapján, minden R ellenállást egy $R_{zajmentes}$ belső ellenállású és egy U_{zaj} forrásfeszültségű feszültséggenerátorral helyettesíthető, mely a rákapcsolt illesztett terhelésen éppen a P_z zajteljesítményt adja le.



$$P_z = k \cdot T \cdot B = \left(\frac{U_{zaj}}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{R} \quad \Rightarrow \quad U_{zaj} = \sqrt{4 \cdot R \cdot k \cdot T \cdot B}$$

A termikus zaj eltérő mértékben, de minden passzív és aktív alkatrészben létrejön. Kondenzátorok és tekercsek esetén a zaj a veszteségi ellenállások függvénye.

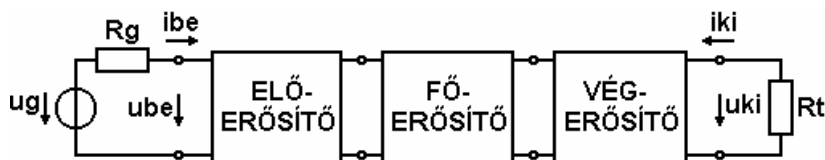
Az erősítők zajosságát az úgynevezett jel/zaj viszony és a zajtényező jellemzi. A jel/zaj viszony a jelteljesítmény és a zajteljesítmény hányadosa dB-ben. A zajtényező (F) a bemenetre és a kimenetre vonatkoztatott jel/zaj viszony hányadosa szintén dB-ben kifejezve.

$$\text{jel/zaj [dB]} = 10 \cdot \lg \frac{P_{jel}}{P_{zaj}} \quad F = \frac{\frac{P_{jelbe}}{P_{zajbe}}}{\frac{P_{jelki}}{P_{zajki}}} = \frac{1}{A_p} \cdot \frac{P_{zajki}}{P_{zajbe}} \quad F[\text{dB}] = 10 \cdot \lg F$$

Ha egy tranzistoros egyfokozatú erősítőben a tranzisztor nem termelne zajt, akkor csak a bemenetre kerülő termikus zaj lenne felerősítve, azaz $P_{zajki} = A_p \cdot P_{zajbe}$. Ebben az esetben a hányados = 1, tehát a zajtényező 0 dB lenne. A valóságban az $F > 0$. Az erősítő fokozat zajtényezője csaknem azonos az aktív elem zajtényezőjével. Többfokozatú erősítők esetén, mindig az első fokozat zaja a meghatározó.

Többfokozatú erősítők

A gyakorlati alkalmazások esetén, többnyire előírt feszültségerősítéssel, előírt bemeneti és kimeneti ellenállással, esetleg előírt frekvenciamenettel rendelkező erősítő fokozatra van szükség. A felsorolt követelményeket egyetlen erősítő alkapcsolás általában nem képes teljesíteni. Adott erősítés és egyéb minőségi jellemzők biztosítása, csak több megfelelően megválasztott fokozat összekapcsolásával valósítható meg. Tömbvázlat szerűen:



Előerősítő: a jelgenerátort illeszti az erősítőlánchoz. Általában a bemeneti ellenállása nagy, a kimeneti ellenállása kicsi, feszültségerősítése ≈ 1 .

Főerősítő: a szükséges feszültségerősítést biztosítja. A főerősítő a megfelelő feszültségerősítés céljából, általában több erősítőfokozat összekapcsolásából épül fel. A főerősítő eredő feszültségerősítése az egyedi erősítések szorzatával egyenlő.

Végerősítő: az erősítőláncot illeszti a terheléshez. A kimeneti ellenállása általában kicsi.

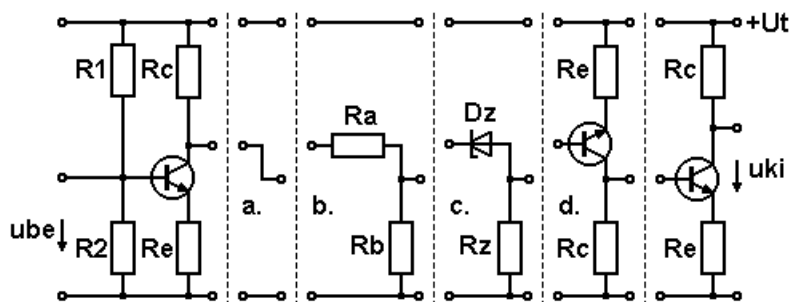
Az erősítőfokozatok csatolásának nevezzük azt a kapcsolástechnikai megoldást, amikor az egyik fokozat kimenetéről egy csatoló négy-pólussal a másik fokozat bemenetére csatlakoztatjuk a villamos jelet. A csatolás módja lehet:

- egyenáramú (DC)
- váltakozó áramú (AC)

Egyenáramú vagy galvanikus vagy közvetlen csatolási módok:

Rövidzár (a.): csak abban az esetben alkalmazható, ha a munkaponti feszültségek azonosak.

A hasznos jel csillapítatlanul jut tovább és az egyenáramú átvitel következtében 0 Hz az alsó határfrekvencia (DC erősítő). Hátránya, hogy több fokozat esetén - a munkaponti feszültségek fokozatonkénti eltolódása miatt - csökken a kivezérlési tartomány. Ez a hátrány szinteltolók segítségével kiküszöbölhető. A szinteltolók fő kri-



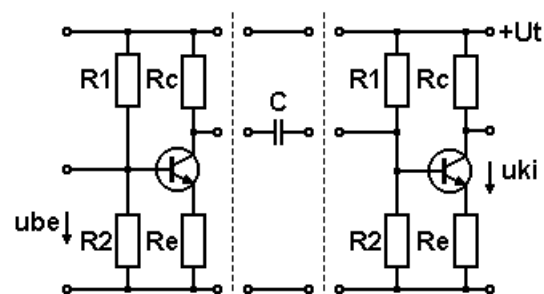
tériuma, hogy a munkaponti feszültségek illesztését, a hasznos jel minimális csillapításával oldják meg. Feszültségosztós szinteltoló (b.) esetén a munkaponti feszültségek illesztését egy - R_a , R_b ellenállásokból felépített - feszültségosztó biztosítja. Hátrányai egyrészt, hogy a meghajtó fokozatot terheli, így csökkenti annak feszültségerősítését, másrészt, a hasznos jelet is jelentősen csillapítja, ezért ritkán használatos. Zener-diódás szinteltoló (c.) a munkapontok közötti különbségi feszültséget egy zener-dióda “szedi magára”, melynek munkapontját egy R_z ellenállás állítja be a letörési tartományba. A zener-dióda differenciális vagy váltakozó áramú ellenállása nagyon kicsi, így a hasznos jelet csillapítás nélkül viszi át, de a

munkapont-beállító ellenállás mint terhelés csökkenti a meghajtó fokozat erősítését. Hátránya, hogy a zener- ill. a lavina effektus miatt jelentős zaj keletkezik, ezért nagy erősítésű fokozatoknál alkalmazása nem célszerű. Tranzisztoros szinteltolók (d.) esetén a fokozatok közötti csatoló hálózat szintén rövidzár, a munkaponti feszültségek illesztését a fokozatról fokozatra változtatott típusú például NPN-PNP tranzisztorok oldják meg.

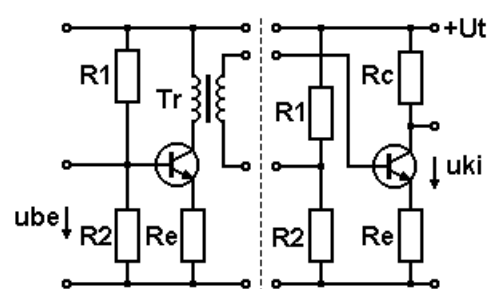
A közvetlen csatolású erősítők legnagyobb problémája, a munkapont eltolódása vagy vándorlása azaz a drift, ami nem azonos a tranzisztorban folyó drift- vagy sodródási árammal. A drift azért okoz gondot, mert az egyenfeszültség és a jel között nincs semmilyen különbség. A bemeneti áram kicsiny változása mindenképpen nagy változásokat idéz elő a kimeneti teljesítményben, akár a jel hatására, akár valamilyen más ok, például hőmérsékletváltozás vagy tápfeszültség-változás miatt tolódott el a munkapont. A drift csökkentése érdekében fokozatonkénti egyedi ill. több fokozatot átfogó negatív visszacsatolásokat kell alkalmazni.

Váltakozó áramú csatolási módok

RC csatolás: a fokozatok munkaponti feszültségeit egyenáramúlag egy C csatoló kondenzátor választja el. Mivel a csatoló kondenzátor reaktanciája az előző fokozat kimeneti és a következő fokozat bemeneti ellenállásával frekvenciafüggő feszültségosztót képez, az átvitel frekvenciafüggő lesz. Sávközépen az átvitel egységnyi, $f_a = 1 / 2 \pi (R_{ki} + R_{be}) C$ frekvencián -3dB. Az RC csatolás előnye, hogy az egyes fokozatok munkapontjai egymástól függetlenül beállíthatók.



Transzformátoros csatolás: a munkaponti feszültségeket egy transzformátor primer és szekunder tekercsei választják el. Főleg nagyfrekvenciás váltakozó feszültség-erősítőkben használatos pl. antenna erősítő esetén. Az átvitel a menetszám illetve a feszültség áttételtől függ ($a = u_1 / u_2 = n_1 / n_2$). Legnagyobb előnye, hogy teljesítmény illesztés valósítható meg a fokozatok vagy a terhelés között.

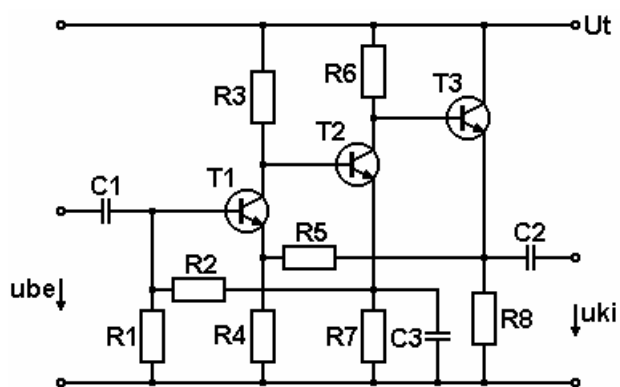


A transzformátor különleges átviteli tulajdonsága, hogy a szekunder oldali terhelést az menetszám áttétel négyzetével transzformálja a primer oldalra, azaz a szekunder oldali terhelés az áttétel négyzetszeresen látszik a primer oldalon. Ha a tekercsekkel párhuzamosan kondenzátorok vannak kapcsolva, a fokozatok hangolt erősítőként is használhatók pl. rádió vevő, TV vevő KF erősítői. A transzformátor hátránya, hogy kisteljesítményű üzemben rossz a hatásfoka, előállítása körülményes és költséges, nehéz és viszonylag nagy helyet igényel.

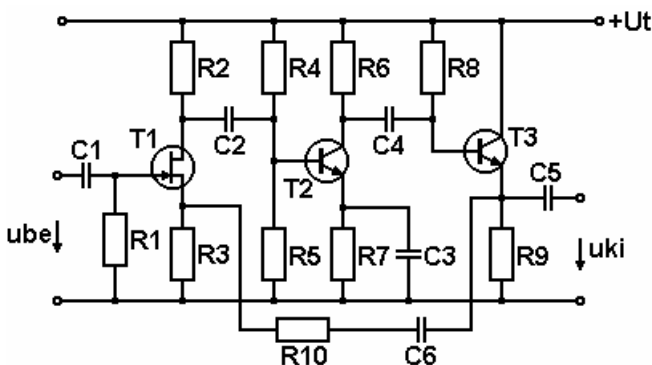
A többfokozatú erősítőkben, több fokozatot átfogó, megfelelően megválasztott negatív visszacsatolás jelentősen javítja a stabilitást, csökkenti a zajt, csökkenti a torzítást és növeli

a sávszélességet.

A kapcsolási példa egy háromfokozatú, közvetlen csatolt erősítőt mutat be. Az T1 első és a T2 második fokozat FE, a T3 harmadik fokozat FC kapcsolású. A T1 tranzisztor bázisosztóját az R2 és az R1 alkotja. A bázisosztó a második fokozat emitter feszültségét osztja le az első fokozat bázisába. Ez a megoldás egy negatív párhuzamos - áram visszacsatolást valósít meg a munkapontra. Ha például a T1 tranzisztor munkapontja a hőmérséklet emelkedése miatt nyitóirányba vándorol, akkor a kollektor feszültsége és ezen keresztül a T2 emitter feszültsége is, csökken. A csökkenés a bázisosztón visszajutva záró irányba vezérli a T1 tranzisztort, így jelentősen javul a munkapont stabilitása. A visszacsatolás a vezérlő jelre hatástalan, mivel a C3 kondenzátor váltakozó áramúlag rövidre zárja a T2 emitterét. A fázisviszonyok elemzése alapján megállapítható, hogy a kimeneti feszültség fázisa azonos a vezérlőjel fázisával. Az R5 ellenállás a kimeneti feszültséggel arányos jelet juttat az R4 ellenállásra, ami a T1 tranzisztor számára mindhárom fokozatot átfogó negatív soros - feszültség visszacsatolást jelent, a munkapontra és a jelre is. Az R4 a T1-re, az R7 a T2-re és az R8 a T3-ra vonatkozóan soros - áram visszacsatolásokat valósítanak meg. A többszörös visszacsatolás miatt a feszültségerősítés jelentősen csökken a visszacsatolatlan erősítéshez viszonyítva, de a zaj és a nemlineáris torzítás is csökken.



A második kapcsolási példa egy háromfokozatú AC csatolt erősítőt mutat be. Az első fokozat egy FS erősítő. Nagy bemeneti ellenállás érhető el az R1 helyes megválasztásával. A második fokozat egy bázisosztós munkapontbeállítású FE erősítő. Az utolsó FC fokozat kis kimeneti ellenállást biztosít. A soros R10 és C6 visszacsatoló hálózat negatív soros - feszültség visszacsatolást hoz létre, de csak a vezérlőjelre vonatkozóan. A munkapontok stabilizálásáról az R3, az R7 és az R9 ellenállások gondoskodnak. A feszültségerősítést gyakorlatilag az FE erősítő határozza meg. A visszacsatoló hálózat csökkenti a zajt és a nem lineáris torzítást, ugyanakkor a sávszélességet növeli.



Szélessávú erősítők

Szélessávúnak nevezük azokat az erősítőket, melyekben különféle kapcsolástechnikai megoldásokkal igyekszünk nagyobb sávszélességet elérni. Az ilyen típusú erősítőkre elsősorban elektronikus műszerekben, például AC feszültségmérő, oszcilloszkóp DC÷20MHz

vagy videó erősítő DC÷6,5MHz van szükség. A sávzélesség növelése olyan áramköri kiegészítésekkel lehetséges, melyekkel egyrészt az alsó határfrekvencia csökkenthető, szélső esetben a 0 Hz közelébe, esetleg további átalakítással 0 Hz-re állítható, másrészt a felső határfrekvencia, az aktív elem határfrekvenciája fölötti értékre tolható. Az átviteli sáv szélesítésének lehetőségei:

- Csatoló, hidegítő kondenzátorok értékének növelése, esetleg elhagyása, nagyobb határfrekvenciájú aktív elemek alkalmazása, kollektor ellenállások csökkentése.
- Negatív visszacsatolással a sávzélesség növelése.
- Az erősítő fokozatok átalakítása, kiegészítése az erősítés csökkenést okozó hatás kiegyenlítése céljából. Ez utóbbi eljárást nevezzük kompenzációnak.

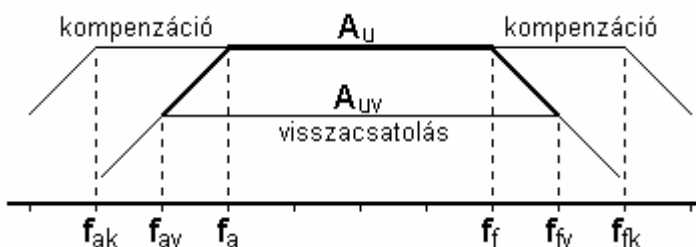
Egy erősítő fokozat sávzélessége a felső és az alsó határfrekvenciák különbsége. Az alsó határfrekvencia kis értéke miatt általában elhanyagolható, így jó közelítéssel a sávzélesség a felső határfrekvenciával egyezik meg.

$$B = f_f - f_a \approx f_f$$

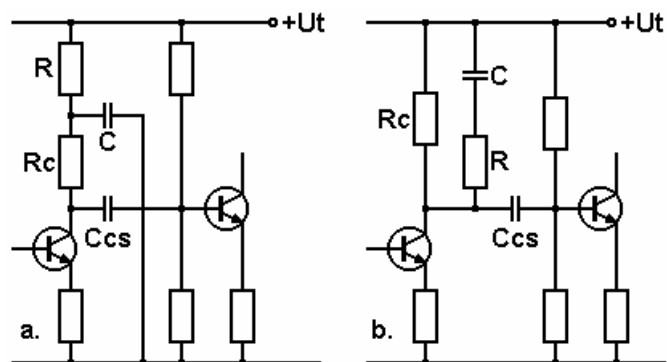
A sávközépi erősítés és a hozzá tartozó sávzélesség szorzatát sávjóságnak nevezzük.

$$A_u \cdot B \approx A_u \cdot f_f \approx \text{állandó}$$

A sávjóság egy adott kapcsolás esetén többnyire állandó érték és elsősorban az alkalmazott aktív elem határozza meg. Az összefüggés alapján tehát egy - egy fokozat felső határfrekvenciája annyiszorosára növekszik, ahányszor kisebb a visszacsatolt erősítés az eredeti sávközépi erősítésnél. Az ábrán a vastag vonallal jelölt amplitúdó menet sávközépi erősítése A_u , a hozzátartozó sávzélesség a f_f felső és f_a alsó határfrekvenciák különbsége. Ha ezt az erősítőt visszacsatolással egészítjük ki, akkor az erősítése A_{uv} -re csökken és a sávzélessége f_{fv} és f_{av} különbségére növekszik. A visszacsatolt amplitúdó menetet a vékony vonal jelzi. Kompenzáció esetén a sávközépi erősítés nem változik, de kiegészítő áramkörökkel a sávzélesség f_{fk} és f_{ak} különbségére növelhető. A kompenzálást kis- és nagyfrekvenciára külön - külön kell elvégezni. Az ábrán bejelölt határfrekvenciák csak a bemutatást szolgálják, tehát nem fejeznek ki sorrendet, előfordulhat, hogy visszacsatolással nagyobb illetve kompenzációval kisebb sávzélesség érhető el.



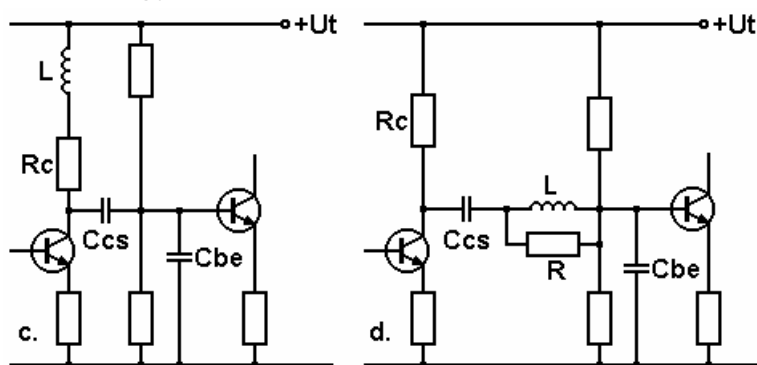
Kisfrekvenciás kompenzáláshoz a kollektor ellenállást egy R és egy C alkatrésszel frekvenciafüggővé alakítjuk át. Az "a" kapcsolatban sávközépen, a C kondenzátor rövidre zárja az R ellenállást, így az erősítésben csak az Rc vesz részt. A frekvencia csökkenésével a kondenzátor egyre inkább szakadássá válik, megszűnik a söntölő hatás, ezért az R ellenállás az Rc-hez hozzáadódva megnöveli az erősítést.



A "b" kapcsolatban sávközépen, a

C kondenzátor rövidzárja miatt az R ellenállást a tápfeszültségre köti. Az erősítés az R_c és az R párhuzamos eredőjén jön létre. A frekvencia csökkenésével ez a párhuzamos kapcsolat megszűnik, mivel a kondenzátor egyre inkább szakadássá válik. Az erősítés megnő, mert az R_c értéke egyedül nagyobb mint az R ellenállással párhuzamosan kapcsolva. A kisfrekvenciás kompenzálás mellett, hogy az emitter kondenzátorok ne befolyásolják sem a frekvencia menetet, sem a bemeneti ellenállást, célszerű elhagyni ezeket az alkatrészeket.

Nagyfrekvenciás kompenzálás úgy végezhető el, hogy a felső határfrekvencia fölé hangolt, megfelelő jósági tényezőjű rezgőkör kiemelése egyensúlyozza ki az erősítés csökkenést. A rezgőkör lehet, kollektor köri induktivitással párhuzamos, "c" ábra és lehet csatoló körü induktivitással soros, "d"

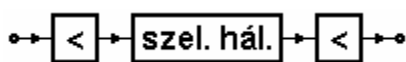


ábra. A rezgőköri kapacitás minkét esetben a tranzisztor bemeneti kapacitása. A gyakorlatban végzett mérések szerint, párhuzamos rezgőkör esetén, $Q = 0,64$ jósági tényező mellett kb. 1,7-szeres határfrekvencia növekedés érhető el. A soros rezgőkör tekercsével párhuzamosan kapcsolt ellenállással, a megfelelő jósági tényező, illetve ezen keresztül a leglaposabb frekvencia menet érhető el. Ebben az esetben kb. 2-szeres a felső határfrekvencia növekedése. A jósági tényező nem megfelelő beállítása esetén a kompenzáció nem éri el a célját. Alulkompenzálás nem növeli a felső határfrekvenciát, a túlkompenzálás jelentős kiemelést okozhat a frekvenciamenetben, esetleg nagyfrekvenciás nehezen csillapodó lengések jelenhetnek meg.

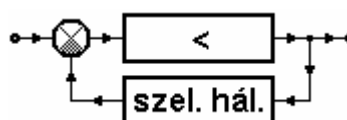
Hangolt erősítők

Azokat az erősítőket, melyek átviteli sávja egy adott frekvencia tartományra korlátozódik, hangolt vagy szelektív erősítőknak nevezzük. A szelektív erősítők, tehát valamely több frekvenciájú komponens tartalmozó jel egyes komponenseinek, a többi elnyomása melletti kiemelésére, erősítésére szolgálnak. Az áteresztő és záró tartomány egymáshoz képest elfoglalt helyzete alapján a szelektív erősítők lehetnek felülvágó, alulvágó, sáváteresztő és sávzáró típusúak. A szelektív erősítőket a sávközépi frekvenciával vagy a frekvencia sávval, valamint egy minőségi jellemzővel, az oldalmeredekséggel lehet megadni. Az oldalmeredekség a szelektivitásra jellemző, azaz minél nagyobb az oldalmeredekség, (például: $\pm 40, 60, 80$ dB/D) annál szelektívebb az erősítő. A szelektív tulajdonságot az erősítőláncban alkalmazott LC és RC esetleg RL típusú frekvenciafüggő hálózatok hozzák létre. A szelektív erősítő kétféle módon építhető fel, a frekvenciafüggő hálózat csatlakoztatási módjától függően.

Lánc vagy soros kapcsolású

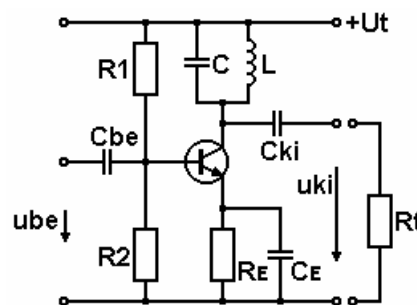


Visszacsatolt



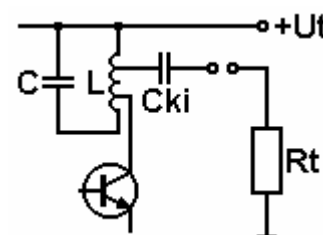
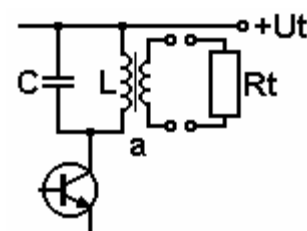
Lánc kapcsolás esetén a szelektív hálózat az átviteli láncban sorosan helyezkedik el. Ha a szelektív hálózat sáváteresztő, akkor az eredő is az lesz. Elsősorban LC elemeket, csatolt rezgőköröket tartalmaz, nagyfrekvenciás rádiótechnikai alkalmazásokra. Visszacsatolt kapcsolás esetén a szelektív hálózat a visszacsatoló ágba helyezkedik el. Ha visszacsatolás sávzáró, akkor az eredő átvitel sáváteresztő lesz. Többnyire RC hálózatot tartalmaz, (Wien osztó, kettős T) kisfrekvenciás mérés-technikai alkalmazásokra.

Emitter kapcsolású hangolt erősítőben a kollektor ellenállás egy L és C elemekből álló párhuzamos rezgőkör. A fokozat erősítése ugyanolyan módon változik a frekvencia függvényében, mint a rezgőkör impedanciája. A rezgőkör rezonancia frekvencián a reaktív elemek veszteségi ellenállásának eredőjét mutatja, mellyel a tranzisztor kimeneti ellenállása valamint a terhelő ellenállás kapcsolódik párhuzamosan. Ezen az eredőn jön létre az erősítés, ami rezonancia frekvencián lesz maximális. A feszültségerősítés "h" és "y" paraméterekkel megadva:



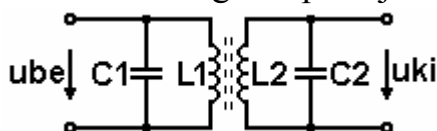
$$A_u = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \left(\frac{1}{h_{22}} \otimes R_{pe} \otimes R_t \right) \quad A_u = -y_{21} \left(\frac{1}{y_{22}} \otimes R_{pe} \otimes R_t \right)$$

A tranzisztor nagyfrekvenciás jellemzésére az y paraméterek azért célszerűbbek, mert minden paraméter lezárásra vonatkozik, tehát a mérésük egyszerűbb. A sáv szélesség a rezgőkörnél ismertetett módon határozható meg. A rezgőköri tekercs transzformátorra alakításával a terhelő ellenállás vagy a következő fokozat induktívan is csatolható. A transzformátor primer és szekunder menetszámának hányadosa a menetszám áttétel, $a = N_1 / N_2$. Mivel a terhelő ellenállás az áttétel négyzetével látszik a primer oldalon, ezért a rezgőkör R_{pe} veszteségi ellenállásával és a tranzisztor kimeneti ellenállásával $a^2 \cdot R_t$ ellenállás kapcsolódik párhuzamosan. A kialakítás előnye, hogy a szekunder oldal galvanikusan nincs kapcsolatban az erősítő fokozat áramkörével és az áttétel megfelelő megválasztásával illesztést lehet létrehozni, azaz a terhelő ellenállást illeszteni lehet a kimeneti ellenálláshoz. További csatolási lehetőség a megcsapolásos induktivitás alkalmazása. Ebben az esetben a tranzisztor kollektora vagy a terhelő ellenállás az induktivitás meneteinek egy részére csatlakozik. Az ilyen alkatrészt nevezzük autotranszformátornak és ugyanúgy kell számítani, mint ha a közös tekercsrész több különálló tekercs lenne. A menetszámok alapján az egyes áttételek már számíthatók.



Többfokozatú hangolt erősítők egyes fokozatainak rezgőköröi lehetnek azonos és lehetnek eltérő rezonancia frekvenciára hangolva. Azonos vagy szinkronhangolt fokozatok erősítése nagy és a sávzélessége nagyon kicsi. Az eltérő vagy széthangolt fokozat sávzélessége nagyobb mint egy rezgőköré, azaz széthangolás mértékétől függ, az egyes fokozatok erősítését külön - külön kell beállítani. Nagyon jó minőségű átvitelt lehet elérni az ún. csatolt rezgőkörök alkalmazásával. A csatolt rezgőkör sáváteresztő jellegű szelektív hálózat. Két párhuzamos, L1, C1 és L2, C2 reaktív elemekből álló, de azonos frekvenciára hangolt rezgőkörből áll, melyek egymással kölcsönhatásban vannak. A kölcsönhatást többnyire induktív csatolással lehet létrehozni, de létezik kapacitív csatolású is. A kölcsönhatás mértékét a csatolási tényező jellemzi, azaz az L1 tekercs fluxusának hányad része kapcsolódik az L2 tekercsrel. Az M = kölcsönös induktivitás az egyik tekercs áramának változását és ennek hatására a másik tekercsben indukált feszültséget kapcsolja össze.

$$U_{2i} = M \frac{\Delta I_1}{\Delta t}$$

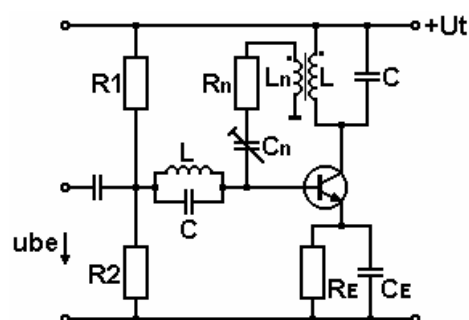
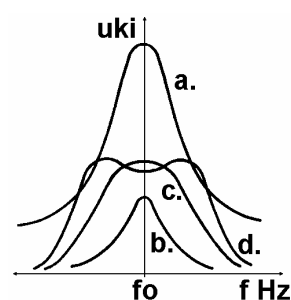
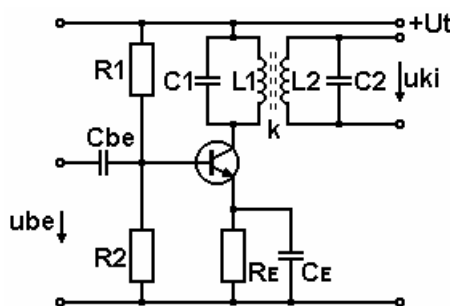


$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

Ha a csatolási tényező $k = 0$, akkor nincs közös erővonal és így kölcsönös indukció sem. Ha a csatolási tényező $k = 1$, akkor minden erővonal mindkét tekercsen áthalad. A csatolás szoros ha a k értéke tart az 1-hez, és a csatolás laza, ha k értéke tart a 0-hoz. Többfokozatú csatolt rezgőkörös erősítő láncsal a csatolási és a jósági tényező beállításával elérhető a megfelelő sávzélesség, az oldalmeredekség és a maximálisan lapos átvitel. A csatolt rezgőkört a tranzisztor kollektor ellenállásaként kell csatlakoztatni. Az ábrán a rezonanciagörbék alakulását lehet követni. Összehasonlításként egyetlen párhuzamos rezgőkör rezonancia görbéje az "a". Laza csatolás a "b" görbe, hegyes és elvékonyodó jellegű, a $k \cdot Q = 0,4$. Kritikus csatolás a "c" görbe esetén a sávzélesség és az oldalmeredekség is nagyobb mint az előző esetben, valamint a görbe magassága fele

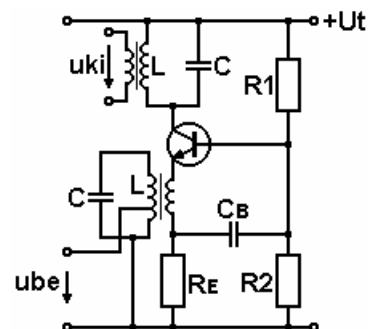
akkora, mint egy azonos jóságú egyetlen rezgőkörnek, a $k \cdot Q = 1$. Szoros csatolás a "d" görbe, a csúcs behorpad és két másik csúcs jelenik meg az f_0 -tól szimmetrikusan $f_0/\sqrt{1 \pm k}$ távolságban, a sávzélességet tovább növelve, a csúcsok közötti 3 dB-es eltérés $k \cdot Q = 2,4$ esetén jön létre.

Határfrekvencia környezetében működő aktív elem kimenetéről a C_{CB} , h_{12} vagy y_{12} tehát a visszahatáson keresztül a bemenetére, zavaró jel kerül. Hangolt erősítő esetén ez a zavaró jel az átviteli karakterisztikát torzítja, esetleg gerjedést, nemkívánatos lengéseket okoz. A visszahatásból származó zavaró jel megszüntetésére, semlegesítésére irányuló eljárás a neutralizáció. A neutralizációt a zavaró jel-

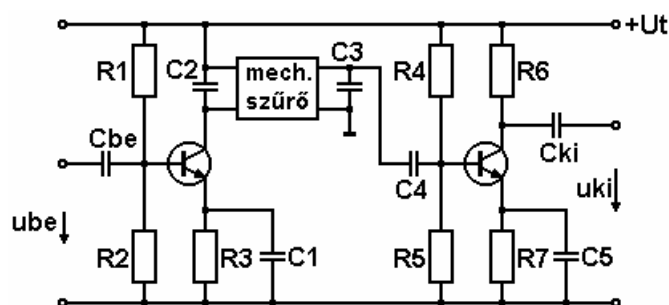


lel azonos nagyságú és ellentétes fázisú jel visszavezetésével lehet megvalósítani. A neutralizálást az R_n és C_n impedancia biztosítja. Az ellentétes fázisú "zavaró jelet" az L_n tekercs állítja elő. A hangolt erősítő átviteli frekvenciája rögzített és állandó értékű, a neutralizáló hálózatot is ehhez kell állítani.

A földelt bázisú erősítőben a bázis földpotenciálon van, a kollektor-bázis kapacitás és így a Miller kapacitás hatása sem érvényesül. Az alapkapsolás a magas határfrekvenciája miatt előnyösen alkalmazható hangolt erősítőnek. A kedvezőtlenül kis értékű, néhányszor 10Ω bemeneti ellenállást minden esetben illeszteni kell a meghajtó fokozat kimeneti ellenállásához. A vezérlőjelet a bemeneti csatoló rezgőkör megcsapolásán bevezetve, a meghajtó generátor kimeneti ellenállása kevésbé csökkenti a jósági tényezőt.



A mechanikai szűrők különleges, nagy szelektivitású csatoló alkatrészek. A működési elvük a magnetostrikciós és piezoelektromos hatásokon alapul. A felépítésüket tekintve egy bemeneti és egy kimeneti átalakítóból és az ezeket összekötő mechanikai rezonátorokból állnak. Az átalakítók a nagyfrekvenciás elektromágneses rezgésekből azonos frekvenciájú mechanikai rezgéseket hoznak létre, majd ezek az átviteli sávnak megfelelően kialakított mechanikai rezonátorokból álló szűrőn átjutva egy másik átalakítóban visszaalakulnak villamos jellé. A jósági tényezőjük igen nagy, csaknem szögletes az átviteli sávjuk. A helyes működéshez a gyártó által előírt lezárásokat kell a bemeneten és a kimeneten alkalmazni. Méretük kicsi, hordozható készülékekben előnyösen alkalmazhatók valamint nincs szükség utólagos hangolásra.



Nagyjelű erősítők

Azokat az erősítőket, melyeknek a kimeneti jelszintje a kivezélhetőség határát megközelíti, nagyjelű erősítőknek nevezzük. A kivezélhetőség határa az a jelszint, amelynél az aktív elem már közelítőleg sem tekinthető lineárisnak. A nagyjelű erősítőknek két ellentétes követelménynek kell megfelelni: nagy kivezélhetőség és kis torzítás.

Csoportjai: kimenőjel szerint:	nagy kimenő feszültségű fokozat, pl. oszcilloszkóp eltérítő végfok.
	nagy kimenő áramú fokozat, pl. hang végfok, szervomotor hajtás.
munkapont beállítás szerint:	A osztályú $\Theta = 360^\circ$
	AB osztályú $\Theta > 180^\circ$
	B osztályú $\Theta = 180^\circ$

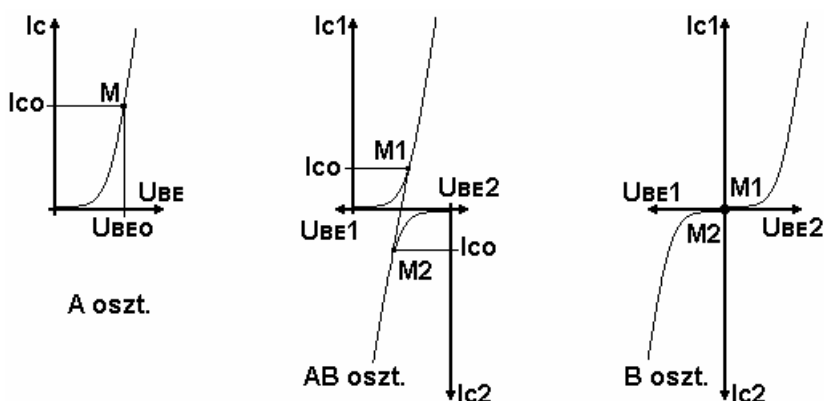
C osztályú $\Theta < 180^\circ$
 D osztályú kapcsolóüzemű.

A munkapont beállítás szerinti csoportosítás alapja, hogy a vezérlőjel egy periódusa, tehát a 360 fok alatt mennyi ideig folyik, azaz mekkora az áram folyási szöge az erősítő elemen.

"A" osztályú beállításban az áram az aktív elem a vezérlőjel teljes periódusa alatt folyik. Az eddig tárgyalt összes alapkapsolás ilyen. Előnye a viszonylag kis értékű harmonikus és keresztváltási torzítás, kedvezőtlen a nagyon alacsony, kb. 33 %-os hatásfok.

"AB" osztályú beállításban az erősítést két tranzisztor végzi, az egyik a pozitív, a másik a negatív félperiódusokat jutatta a terhelésre. A munkaponti áramok valamivel a nyitás feletti tartományban, néhányszor 1÷10 mA értékűek. Amikor az egyik tranzisztor átveszi a másiktól a működést, fellép a keresztváltási torzítás. Ez a munkaponti áramok növelésével csökkenthető. A hatásfok nagyobb mint az előző beállításban, de a 75 %-ot nem éri el.

"B" osztály esetén szintén két tranzisztor végzi az erősítést, de áram csak akkor folyik, ha van vezérlőjel. Emiatt a vezérlőjel nulla átmenetekor torzítás lép fel, melyet B osztályú vagy keresztváltási torzításnak nevezünk. Kis vezérlő jelek esetén ennél nagyobb a torzítás keletkezik. Hatásfoka 78 % körül van.

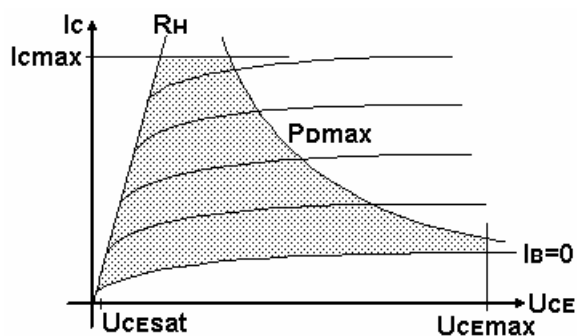


"C" osztályban a félperiódusnál rövidebb ideig folyik áram, ezért jelentős torzítás keletkezik. Lineáris átvitelre alkalmatlan.

"D" osztályú működés esetén az aktív elem vagy teljesen nyitva vagy teljesen zárt állapotban lehet. A vezérlést összetett digitális áramkörök végzik. A hatásfok 90% körüli érték is lehet.

Az aktív elemek kivezérlési tartománya a kimeneti karakterisztika azon területe, melyben az összetartozó feszültség-áram értékpárokat az aktív elem károsodás nélkül felveheti, és a kimenő jelnek tekintett paraméter követi a vezérlő jelet. A tranzisztor kivezérlési tartománya:

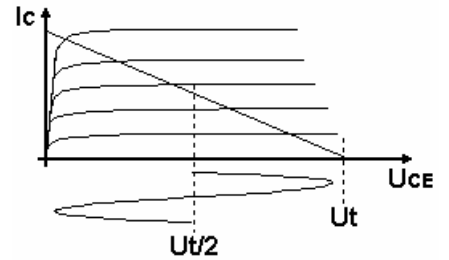
	U_{CEmax}
P_{dmax} disszipációs hiperbola	I_{Cmax}
R_h határellenállás	$I_B = 0$



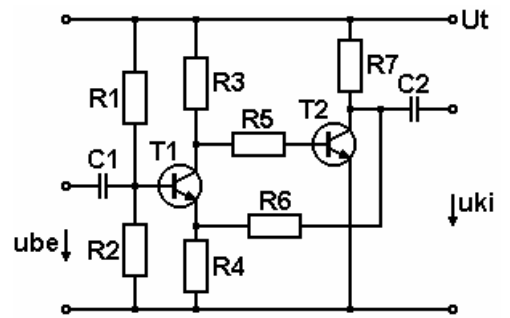
A határellenállás alatt a karakterisztika azon tartományát értjük ahol az $U_{CE} \geq U_{BE}$ -vel.

Nagyjelű feszültség erősítők

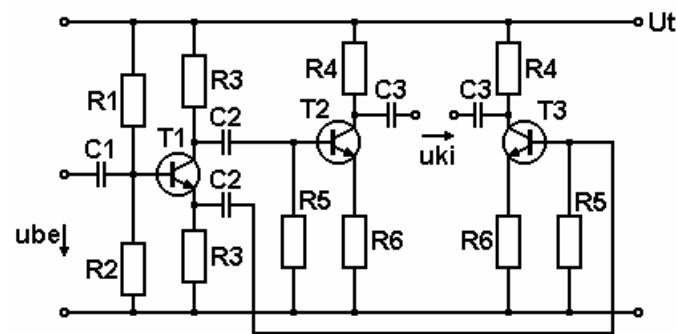
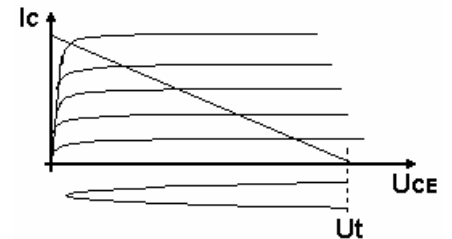
Nagy kimenő feszültségű, A osztályú erősítő munkaponti kollektor feszültsége a féltápra van beállítva, így a kimenő feszültség csúcserőrtéke $U_t / 2$ lehet.



Kétfokozatú DC csatolt nagy kimenő feszültségű erősítő egy lehetséges megoldása. Az R6 ellenállás visszacsatoló hatása miatt stabil a munkapont, kicsi a torzítás, nagy a bemeneti és kicsi a kimeneti ellenállás. A kimenő jel maximális értékét a tranzisztorok típusa és az U_t határozza meg. Például $U_{pp} = 50 \div 60$ V. Az aktív elemek kisáramú munkapontban dolgoznak.

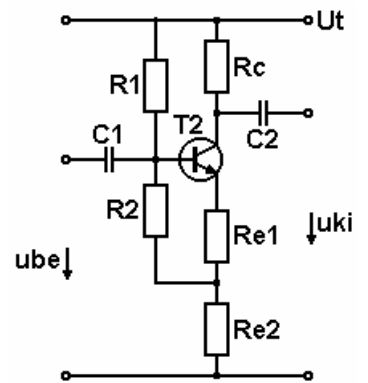


Nagy kimenő feszültségű B osztályú erősítő esetén két aktív elem szükséges, melyek felváltva, ellenütemben erősítik a bemenő jel egy-egy félperiódusát. A teljes kimenő jel a terhelő ellenálláson alakul ki. A munkaponti kollektor feszültség az U_t -vel egyezik meg, mivel vezérlés hiányában a tranzisztorok zártak. Az ellenfázisú vezérlő jeleket a fázisfordító



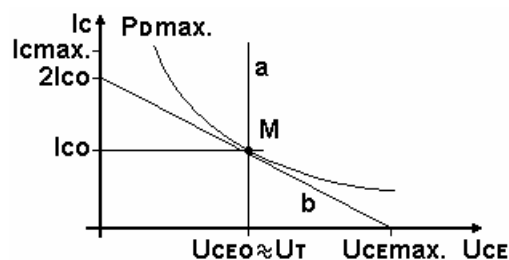
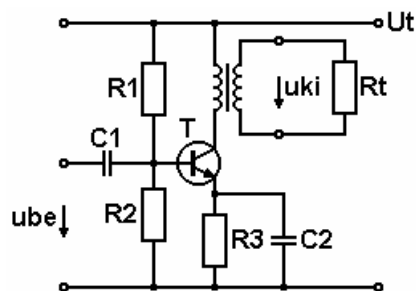
fokozat állítja elő. A T1 tranzisztor kollektor és emitter ellenállása azonos értékű, így rajtuk azonos nagyságú, de ellentétes fázisú feszültség jelenik meg. Az ilyen felépítésű kapcsolást nevezzük fázishasító fokozatnak. A kimeneti T2 - T3 tranzisztorok kis értékű emitter ellenál-

lásai csökkentik a torzítást és kis mértékben a kimenő jel amplitúdóját. A közel U_t csúcserőrtékű kimenő feszültség a két kollektor között, földfüggetlen kimeneten jelenik meg. A gyakorlatban a kimeneti tranzisztorok munkapontjai, bázisosztóval és osztott emitterkörü ellenállásokkal a nyitás határára vannak beállítva. Ezzel a megoldással a nyitó karakterisztika miatt fellépő torzítás jelentősen csökkenthető.



Transzformátoros csatolású teljesítmény erősítők

Az A osztályú kimenő transzformátoros erősítőben, az általában néhány Ω -os terhelő ellenállást, például hangszórót, egy megfelelő áttételű transzformátor illeszti a teljesítmény fokozathoz. A közel ideális transzformátor a szekunder oldali terhelést a menetszám áttétel négyzetével transzformálja a primer oldalra. Az A osztályú beállítás miatt a tranzisztoron jelentős egyenáramú teljesítmény keletkezik, ezért hűtő felületre kell szerelni. A transzformátor primer oldala egyenáramúlag gyakorlatilag rövidzár, így a tranzisztor egyenáramú munkaegyenes egy az U_{CE} tengelyre merőleges, "a" jelzésű egyenes. A primeroldalra transzformált terhelés a váltakozó áramú "b" jelzésű munkaegyenes. A lehető legnagyobb kimeneti teljesítményt akkor kapjuk, ha a váltakozó áramú munkaegyenes érinti a disszipációs hiperbolát, valamint vagy az I_{Cmax} vagy az U_{CEmax} pontotokat. A szimmetrikus kivezérelhetőség érdekében a munkapont akkor lesz megfelelő helyen, ha az $I_{Cmax}/2$ vagy az $U_{CEmax}/2$ egybeesik a disszipációs hiperbola és a váltakozó áramú munkaegyenes érintési pontjával. Ez a feltétel általában az U_{CEmax} -ra illesztéssel teljesíthető, így a munkapont helye a feszültség tengelyen az $U_{CEmax}/2 \approx U_{CEO} \approx U_T$ lehet. Az áramtengelyen a váltakozó áramú munka egyenes kijelöli $2 \cdot I_{CO}$ áramot, melynek a fele határozza meg a munkaponti I_{CO} áramot. Ha a $2 \cdot I_{CO}$ metszék nagyobb mint I_{Cmax} , akkor az I_{Cmax} -ra kell a váltakozó áramú munkaegyenes illesztését elvégezni. A fokozat hatásfoka a kimeneti teljesítmény és a tápfeszültségből felvett teljesítmény hányadosa. A kivezérlés nagyságát a kivezérlési tényező adja meg, mely $m_{kv} = 0$, ha nincs bemenőjel és $m_{kv} = 1$, ha a kivezérlés teljes. A kimeneti teljesítmény, a felvett teljesítmény és a hatásfok ($U_{CEO} = U_T$):

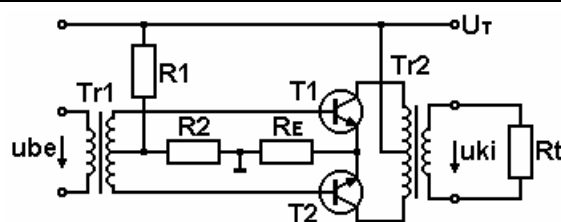


$$P_{ki} = m_{kv} \frac{\hat{U}_T}{\sqrt{2}} \cdot m_{kv} \frac{\hat{I}_{CO}}{\sqrt{2}} = \frac{m_{kv}^2}{2} U_T \cdot I_{CO} \quad P_T = U_T \cdot I_{CO} \quad \eta = \frac{P_{ki}}{P_T} = \frac{m_{kv}^2}{2} \cdot 100\%$$

A kapott összefüggések alapján a hatásfok szélső estben 50 %, de a transzformátor veszteségeit is figyelembe vesszük, akkor csak kb. 35 % adódik. A tranzisztort melegítő teljesítmény kivezérlés nélkül a legnagyobb. A kapcsolás hátránya a kis sáv szélesség, a transzformátor mérete és súlya. A vasmag hiszterézise miatt, a terhelő ellenálláson jelentős nemlineáris torzítás is megjelenhet.

Az AB osztályú kimenő transzformátoros teljesítmény erősítőben két teljesen azonos típusú és paraméterű tranzisztor felváltva, ellenütemben juttatja a félperiódusokat a terhelésre. Az ellenfázisú vezérlést a Tr1 bemeneti transzformátor hozza létre, melynek szekunder tekercse középkivezetéssel van ellátva. A középkivezetéshez viszonyítva a tekercs felső, a T1

bázisába csatlakozó végén és az alsó, a T2 bázisába csatlakozó végén a feszültség ellenkező polaritású. Ha az egyik tranzisztor nyitóirányú feszültséget kap, akkor a másikra záróirányú kerül. A kollektor áramok is felváltva folynak a Tr2 kimeneti transzformátoron, melynek primer tekerese szintén középkivezetéssel van ellátva. A szekunder tekeresen a már terhelhető vezérlő feszültség jön létre. Az R1 és R2 a bázisosztó feladatát látja el. Az R2 általában változtatható, amivel beállítható az AB vagy a B osztályú munkapont, de utóbbiban nagy a torzítás. A közös emitter ellenállás egyrészt negatív soros-áram visszacsatolást létrehozva, stabilizálja a munkapontot, másrészt a keresztváltási torzítást csökkenti. Létezik olyan kapcsolás is, amelyben mindkét tranzisztornak van egy-egy emitter ellenállása. A tranzisztorok viszonylag kis értékű munkaponti árama valamennyire javítja a hatásfokot az A osztályú beállításhoz viszonyítva, de a B osztályban elérhető nem éri el. A transzformátoros csatolások miatt csak alacsony minőségi követelményeknek felelnek meg. Főleg kis tápfeszültségű készülékekben kerültek alkalmazásra, mint például zsebrádiókban a végfokozat, de a korszerű integrált áramkörök kiszorították ezt a fajta erősítőt.



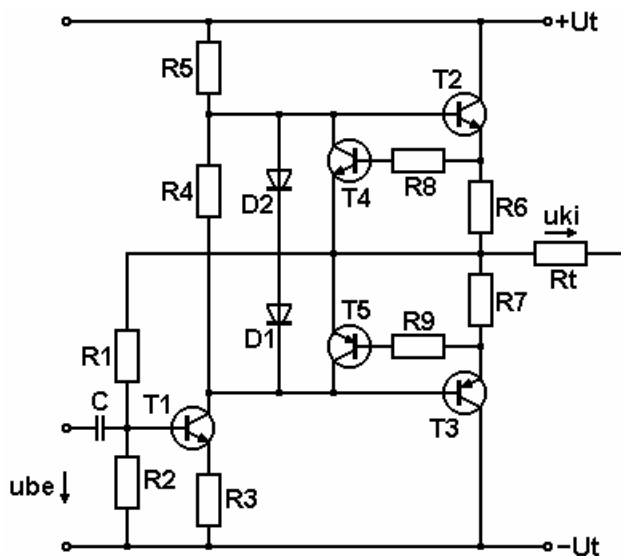
Transzformátor nélküli teljesítmény erősítő

A B osztályú, kimenő transzformátor nélküli teljesítmény erősítőben, két azonos paraméterekre válogatott de NPN és PNP szerkezetű teljesítmény tranzisztor felváltva, ellenütemben juttatja a félperiódusokat a terhelésre. Az ilyen felépítésű erősítőket komplementer végfokozatnak nevezzük. A tranzisztorok emitterkövető kapcsolásban működnek. Kétféle elvi kialakításban oldható meg. Az "a" kialakításban a terhelő ellenállás közvetlenül, tehát egyenáramúlag csatlakozik a közösített emitterekre. A tápegység kettős, a 0 V a két tápfeszültség közepe. A "b" kialakításban a terhelő ellenállás egy nagy kapacitású kondenzátoron keresztül, tehát váltakozó áramúlag csatlakozik a közösített emitterekre. A tápegység ebben az esetben egyszeres. Az ábrák csak az elvi felépítéseket mutatják be.



Elfogadható minőségű teljesítmény erősítő kialakításához szükség van szinteltoló hálózatra, munkapont stabilizáló visszacsatolásra valamint a végtranzisztorok termikus és túlterhelés védelmére. Az elvi kapcsolásban a tranzisztorok működtetéséhez a nyitó feszültségnél nagyobb bemenőjel szükséges. Ez azt jelenti, hogy a vezérlőjel $2 \cdot U_{BE}$ tartománya hatástalan lesz, azaz nem jelenik meg a terhelésen. Ez az erőteljes torzítás egy szinteltoló hálózattal

szüntethető meg. A szinteltoló hálózat, például két nyitóirányban előfeszített dióda D1 és D2, a két bázis közé kapcsolva a tranzisztorokat a nyitás határára állítja be. Ez egyben a nulla átmeneti vagy más néven a B osztályú torzítást is erősen csökkenti. A működés B osztályú marad, mert vezérlőjel nélkül nem, vagy csak nagyon csekély lesz a kollektor áram. Ha a szinteltoló diódák a végtranzisztorokkal közös hűtőfelületre kerülnek, akkor túlmelegedés esetén zárásba vezérlik a tranzisztorokat. A megfelelő működéshez szükség van még egy-egy $n \times 0,1 \Omega$ -os soros emitter ellenállásra is R6 és R7, melyek egyedileg stabilizálják a munkapontot. A túlterhelés védelemről a T4 és R8 valamint a T5 és R9 alkatrészek gondoskodnak. Ha az R6 illetve az R7 ellenállásokon az emitter áramok miatt fellépő feszültségesés eléri a T4 és T5 figyelő tranzisztor nyitófeszültségét, akkor ezek kinyitnak, és a terhelés felé elvezetik a végtranzisztorok bázis-áramának egy részét. A védelem a kimeneti áramot korlátozza. A maximális kimeneti áram az $I_{k_{\max.}} = 0,7 \text{ V} / R_E$ (jelen esetben R6 vagy R7) összefüggéssel számítható. A meghajtó fokozat bázisosztója a kimeneti feszültségre csatlakozik. Ha a kimeneti feszültség valamilyen okból például a $+U_t$ felé vándorol, akkor a bázisosztó osztásponti feszültsége is nő, a T1 jobban kinyit, kollektor áram növekedése miatt a szinteltoló a $-U_t$ irányába húzza a végtranzisztorok bázisát, és ezen keresztül a kimeneti feszültséget is. Ez a negatív párhuzamos-feszültség visszacsatolás jelentősen stabilizálja a munkapontot és egyben a nemlineáris torzítást is csökkenti. A B osztályú kapcsolás hatásfoka a kimeneti teljesítmény és a tápfeszültségből felvett teljesítmény hányadosa. A kivezérlés nagyságát szintén a kivezérlési tényező adja meg, mely $m_{kv} = 0$, ha nincs bemenőjel és $m_{kv} = 1$, ha a kivezérlés teljes. A kimeneti teljesítmény az A osztályú fokozatnál leírtakkal azonos. A tápegységből egy oldal által felvett egyenáramú teljesítmény a tápfeszültséggel a kollektor áram átlagértékével és a kivezérlési tényezővel arányos. A teljes egyenáramú teljesítmény az előző kétszerese. A kimeneti teljesítmény, a felvett teljesítmény és a hatásfok:



$$P_{ki} = m_{kv}^2 \cdot U_T \cdot I_{C_{\max.}} \quad P_T = 2 \cdot U_T \cdot m_{kv} \cdot \frac{I_{C_{\max.}}}{\pi} \quad \eta = \frac{P_{ki}}{P_T} = m_{kv} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 100\%$$

Az összefüggések alapján a hatásfok maximuma teljes kivezérlés esetén 78,5 %, de a tranzisztor veszteségei ezt a értéket hozzávetőlegesen 65 %-ra csökkentik. A teljesítmény tranzisztorok disszipációs teljesítménye kb. 60%-os kivezérlésnél maximális. Ha a tranzisztoroknak nincs elektronikusan megoldott termikus védelme, akkor a hőmegfűtás elkerülése érdekében megfelelő nagyságú hűtőfelületre kell azokat szerelni. A teljesítmény tranziszto-

rok nagyjelű áramerősítési tényezője általában kicsi, $10 \div 100$ értékű, ezért a vezérléséhez nagy bázisáram szükséges. A vezérlő bázisáram ún. Darlington kapcsolással csökkenthető. Az eredő áramerősítés a két tranzisztor áramerősítésének szorzata lesz. A komplementer teljesítményerősítő kapcsolások teljesítmény erősítése $n \times 1000$, kimeneti teljesítménye $1 \div 100$ W. A korszerű teljesítmény erősítők integrált áramkörös kivitelben készülnek.

