

7. Aszimmetrikus tranzisztoros erősítő alapkapsolások

Az erősítők rendszerint felbonthatók egyszerű, tipikusan egy vagy két aktív elemet tartalmazó fokozatokra, amelyeket erősítő alapkapsolásoknak nevezünk. Az alapkapsolások az aktív elemeken kívül munkapont-beállító hálózatból, bemeneti és kimeneti csatolóelemekből és a kívánt átviteli tulajdonságokat beállító alkatelemekből állnak.

Ebben a fejezetben az egyetlen tranzisztorral felépített, legegyszerűbb aszimmetrikus alapkapsolásokat tárgyaljuk.

A 8. fejezetben bonyolultabb, egy vagy két tranzisztorból álló különleges aszimmetrikus alapkapsolásokról lesz szó, majd a 9. fejezetben áttekintjük a szimmetrikus tranzisztoros erősítő alapkapsolásokat.

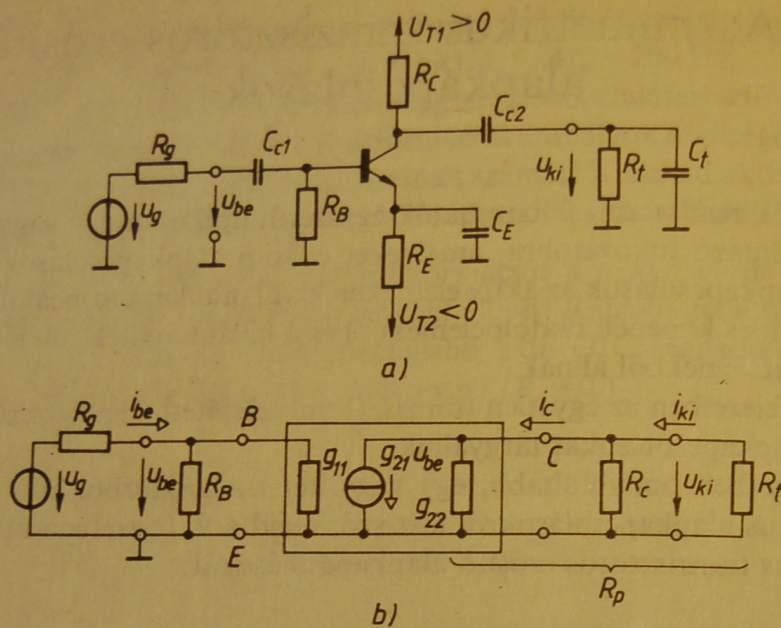
7.1 Földelt emitteres erősítő alapkapsolás

a) Az alapkapsolás frekvenciafüggetlen (sávközépi) tulajdonságai

A 7.1.a ábra bipoláris tranzisztorral felépített földelt emitteres alapkapsolást mutat. Ahhoz, hogy a tranzisztorral erősíteni lehessen, aktív tartománybeli munkapontot kell beállítani. Erre szolgálnak az U_{T1} , U_{T2} tápfeszültségek és az R_B , R_E , R_C ellenállások. A munkapont-beállítás módja független attól, hogy milyen alapkapsolást valósítunk meg a tranzisztorral. A földelt emitteres alapkapsolásban a bemeneti jelet a C_{C1} kondenzátoron keresztül a bázisra vezetjük (tehát csak váltakozó bemeneti jel lehet). A kimeneti jelet a C_{C2} kondenzátoron keresztül a kollektorról vesszük le. Az emitter a C_E kondenzátoron keresztül váltakozóáramúlag a földre kötődik. Az erősíteni kívánt jel számára az előbbi kondenzátoroknak rövidzárként kell viselkedni, ezért az átviteli frekvenciasávban

$$\frac{1}{\omega C_{C1}} \cong 0, \quad \frac{1}{\omega C_{C2}} \cong 0 \quad \text{és} \quad \frac{1}{\omega C_{Ce0}} \cong 0.$$

A C_{C1} , C_{C2} csatoló kondenzátorok és a C_E , az ún. emitter hidegítő kondenzátor lehetővé tette, hogy a tranzisztor munkapont-beállítása független legyen a jelforrástól és a terheléstől. Ennek az előnynek az az ára, hogy a kapsolás egyenfeszültség erősítésére nem alkalmas.



7.1 ábra

Földelt emitteres alapkapcsolás (a) és váltakozóáramú helyettesítőképe (b)

Vizsgálatainkat egyenlőre olyan frekvenciatartományra korlátozzuk, amelyben a terhelő kapacitás és a tranzisztor belső kapacitásainak reaktanciája elhanyagolható:

$$\frac{1}{\omega C} \cong \infty.$$

Ha az U_g vezérlőfeszültség valamely időpillanatban például a berajzolt mérőiránynak megfelelően pozitív polaritású, e feszültségnek a tranzisztor bázisára jutó része a tranzisztor bázis-emitter feszültségét a munkaponti értékhez képest megnöveli, ezért a tranzisztor kollektorárama is megnő. A kollektoráram növekménye részint az R_c ellenálláson folyik, részint a terhelőellenálláson, így a kollektor és a kimenet potenciálja negatívabbá válik, mint vezérlés előtt. Hasonló gondolatmenettel negatív vezérlésre pozitív kimeneti potenciálváltozás adódik, tehát a földelt emitteres fokozat fázisfordító.

A feszültségerősítés és a többi üzemi jellemző meghatározásához rajzoljuk fel a kapcsolás váltakozó áramú helyettesítőképét (7.1.b ábra). A helyettesítőkép megrajzolását megkönnyíti néhány általános szabály ismerete. Célszerű a helyettesítőkép megrajzolását az aktív elem váltakozó áramú (például g -paraméteres) helyettesítőképével kezdeni. Számszerű vizsgálat esetén ehhez ismerni kell a tranzisztor munkapontját, és a munkapont ismeretében kell meghatározni a paraméterek értékét (számítással vagy a katalógusban megadott diagramok

segítségével). Ezt követően rendre felrajzoljuk az aktív elem egyes elektródáihoz kapcsolódó külső elemeket. Minden állandó feszültségű pontot, így a tápfeszültségpontokat is, váltakozó áramúlag földpontnak tekintünk. Minthogy a váltakozó áramú helyettesítőképet az átviteli sávra rajzoljuk meg, a nagy értékű kondenzátorok (például csatoló és emitter kondenzátorok) helyébe rövidzár kerül, a kis értékű kapacitások (például szórt terhelő kapacitások, de ide tartoznak a tranzisztor belső kapacitásai is) helyébe pedig szakadás.

A földelt emitteres kapcsolás 7.1.b ábra szerinti váltakozó áramú helyettesítőképében a tranzisztert g -paraméteres helyettesítőképével jellemeztük. Ennek alapján a kimeneti feszültség:

$$u_{ki} = -g_{21}u_{be}R_p,$$

ahol

$$R_p = \frac{1}{g_{22}} \times R_C \times R_t.$$

Az első egyenletből a feszültségerősítés:

$$A_{u0} = -g_{21}R_p. \quad (7.1)$$

A fokozat bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = R_B \times \frac{1}{g_{11}}. \quad (7.2)$$

A kimeneti ellenállás:

$$R_{ki} = \frac{1}{g_{22}} \times R_C. \quad (7.3)$$

Az üzemi jellemzők h -paraméterekkel is kiszámíthatók:

$$A_{u0} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} R_p, \quad R_{be} = R_B \times h_{11}, \quad R_{ki} = \frac{1}{h_{22}} \times R_C. \quad (7.4)$$

A gyakorlatban általában teljesül az

$$\frac{1}{g_{22}}, \frac{1}{h_{22}} \gg R_C, R_t$$

feltétel, ami egyszerűsítésre ad lehetőséget.

Ha az aktív elem JFET vagy MOS tranzisztor, akkor csak g -paraméteres helyettesítőképet alkalmazhatunk, amelyben további egyszerűsítést tesz lehetővé az, hogy ezekre $g_{11} = 0$.

Megjegyzés
A földelt emitteres erősítő kapcsolással elvileg elérhető maximális feszültség-erősítés:

$$|A_{u0}|_{max} = |A_{u0}|_{(R_c \times R_t) \rightarrow \infty} = \frac{g_{21}}{g_{22}}, \quad (7.5)$$

bipoláris tranzisztorra 10^4 körüli tervezérlésű eszközökre 20...100 körüli érték. A 7.1.a ábra szerinti kapcsolásban azonban R_C nem lehet végtelen, hanem a szükséges munkapont elérése érdekében

$$R_C = \frac{U_{T1} + U_{BE0} - U_{CE}}{I_C},$$

ezért a kapcsolásban alkalmazható kollektorellenállásra érvényes lesz:

$$R_C \ll 1/g_{22}.$$

Így

$$|A_{u0}|_{max} = |A_{u0}|_{R_t \rightarrow \infty} \cong g_{21} R_C = \frac{g_{21}}{I_C} (U_{T1} + U_{BE0} - U_{CE}), \quad (7.6)$$

egyenesen arányos a tranzisztor g_{21}/I_C jellemzőjével. Az így realizálható maximális feszültségerősítés bipoláris tranzisztor alkalmazása esetén 200...400, tervezérlésű eszközök alkalmazása esetén 5...30.

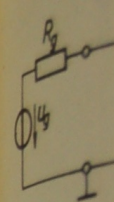
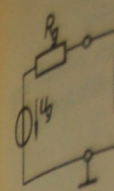
b) Az alapkapsolás nagyfrekvenciás tulajdonságai

A földelt emitteres kapsolás nagyfrekvenciás viselkedésének vizsgálatakor az aktív elem nagyfrekvenciás helyettesítőképét kell alkalmazni és figyelembe kell venni a kisebb frekvenciákon szakadással helyettesített kis értékű kapacitásokat is (7.2.a ábra).

Bipoláris tranzisztorokat a hibrid- π helyettesítő képpel, tervezérlésű tranzisztorokat pedig a belső kapacitásokat is modellező g vagy y paraméteres helyettesítő képpel helyettesíthetjük. Minden helyettesítő képben megjelenik egy ún. visszahatas-kapacitás a tranzisztor bemenete és kimenete között. A 7.2.a ábrán ez a belső bázispont és a kollektor közötti C_{BC} . Ez a kondenzátor párhuzamos negatív visszacsatolást okoz és így csökkenti a $B' - E$ pontok között mérhető bemeneti impedanciát. A hatás egyenértékű azzal, mintha a $B' - E$ pontok közötti kapacitás növekedne. Ez a jelenség a Miller-hatás.

Az alapkapsolás nagyfrekvenciás helyettesítőképének áttekinthetőségét növeli, ha a C_{BC} kapacitás hatását a $B' - E$ és a $C - E$ pontok közé kapcsolt egy-egy kondenzátorral helyettesítjük. Az egyenértékű működéshez szükséges kapacitások értéke függ a B' és C pontok közötti erősítéstől:

$$A_u^{B'C} = -g_m Z_p \cong -g_m R_p.$$



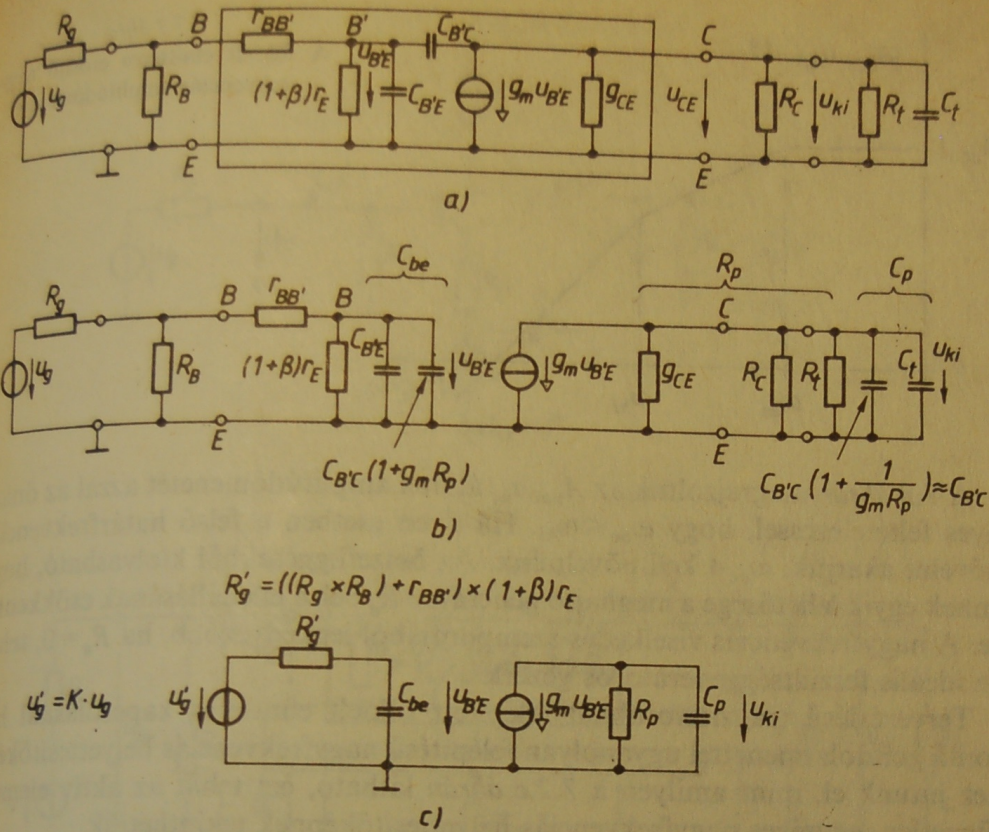
$$U_g = K \cdot U_g$$

A földelt emitteres hatá

Az átalakított kapsolás helyettesítő képe

ahol a nagyf

alakú tényező



7.2 ábra

A földelt emitteres alapkapcsolás nagyfrekvenciás helyettesítőképe (a), a C_{BC} kapacitás Miller-hatás szerinti transzformálása után (b) és az összevonásokat követően (c)

Az átalakítás eredménye a 7.2.b ábrán látható. Az elemek összevonásával a kapcsolás helyettesítőképe jelentősen egyszerűsödik (7.2.c ábra). A két eredő időállandót tartalmazó hálózat átvitele:

$$\frac{U_{ki}}{U_g} = -K g_m R_p a_{ug}(s),$$

ahol a nagyfrekvenciás viselkedést az

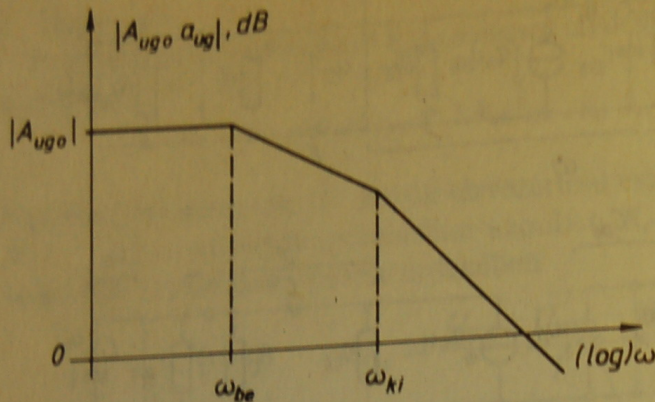
$$a_{ug}(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{be}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{ki}}\right)} \quad (7.7)$$

alakú tényező adja meg, amelyben

$$\omega_{be} = \frac{1}{R_g' C_{be}}, \quad \text{ill.} \quad \omega_{ki} = \frac{1}{R_p C_p} \quad (7.8)$$

7.3 ábra

A földelt emitteres erősítő nagyfrekvenciás amplitúdómenete



A 7.3 ábrán megrajzoltuk az $A_{ug0} a_{ug}$ átvitel amplitúdómenetét azzal az önkényes feltételezéssel, hogy $\omega_{be} < \omega_{ki}$. Ha ilyen esetben a felső határfrekvenciát növelni akarjuk, ω_{be} -t kell növelnünk. Az összefüggésekből kiolvasható, hogy ennek egyik lehetősége a meghajtó generátor R_g belső ellenállásának csökkentése. A nagyfrekvenciás viselkedés szempontjából legkedvezőbb, ha $R_g = 0$, tehát az ideális feszültséggenerátoros vezérlés.

Tervezélésű tranzisztorokkal felépített földelt emitteres kapcsolásnál hasonló gondolatmenettel ugyanolyan felépítésű nagyfrekvenciás helyettesítőképhez jutunk el, mint amilyen a 7.2.c ábrán látható, ezt tehát az aktív elemtől független, egységes nagyfrekvenciás helyettesítőképnek tekinthetjük.

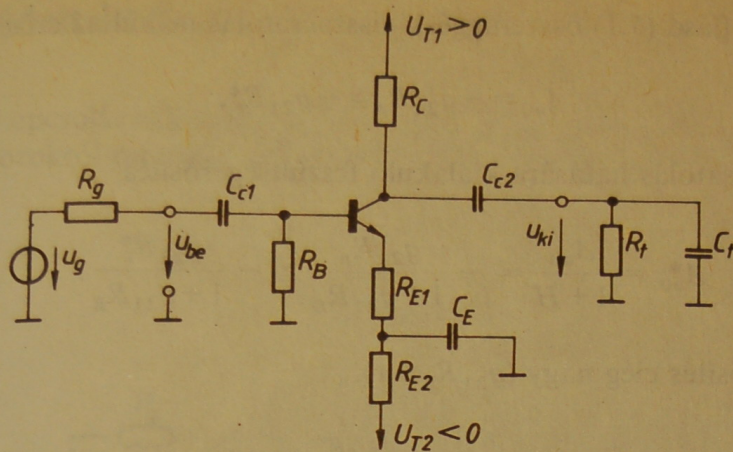
c) Földelt emitteres alapkapcsolás emitterkörü negatív visszacsatolással

A 7.4.a ábrán úgy módosítottuk a földelt emitteres alapkapcsolást, hogy a két részre bontott emitterellenállás R_{E1} részén átfolyik a tranzisztor emitteráramának a vezérlőjel hatására kialakult váltakozó összetevője is. Ha például a vezérlőjel pozitív félperiódusában a bázispotenciál pozitív irányban változik, a megnövekedett emitteráram nagyobb feszültséget ejt R_{E1} -en. Tehát az emitterpotenciál is pozitív irányba változik, ami a tranzisztor nyitását mérsékli, más szóval negatív visszacsatolás lép fel.

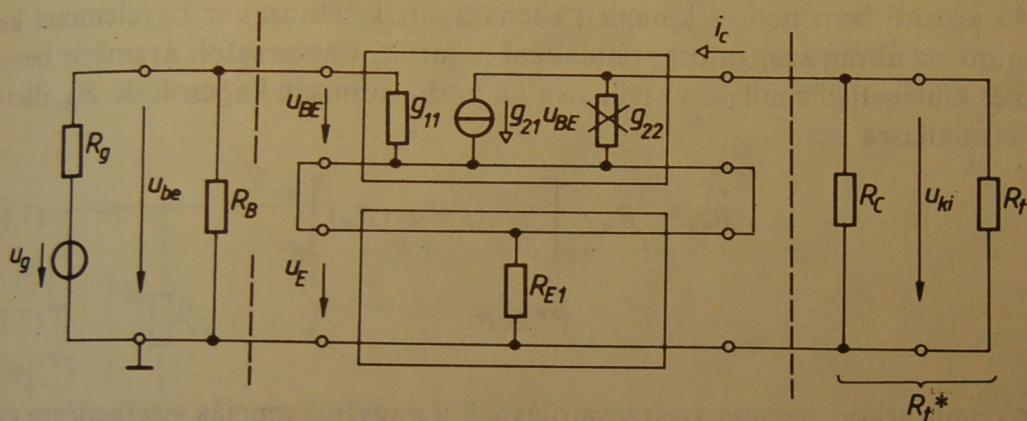
A 7.4.b ábrán felrajzoltuk a kapcsolás váltakozó áramú helyettesítőképét. Erről azonnal kitűnik, hogy negatív soros áramvisszacsatolásról van szó (lásd a szaggatott vonalak közötti kapcsolási részletet).

Elhanyagolva az $\frac{1}{g_{22}}$ ellenállást, a tranzisztor transzfer admittanciája:

$$Y_A = \frac{i_c}{u_{BE}} \cong g_{21} \quad (7.9)$$



a)



b)

7.4 ábra

A földelt emitteres alapkapsolás emitterköri visszacsatolással (a) és váltakozóáramú helyettesítőképe (b)

A visszacsatoló tag transzfer impedanciája:

$$Z_\beta = \frac{u_E}{i_c} \cong R_E \quad (7.10)$$

Tehát a hurokerősítés (amely az $\frac{1}{g_{22}}$ elhanyagolása miatt egyúttal rövidzárási hurokerősítés is):

$$H \cong H_r = g_{21} R_E \quad (7.11)$$

Mint láttuk [lásd (7.1) összefüggés], visszacsatolás nélkül az erősítés

$$A_{u0} = -g_{21}R_p \cong -g_{21}R_t^*, \quad (7.12)$$

tehát a visszacsatolás hatására kialakuló feszültségerősítés

$$A_{u0}^* = \frac{A_{u0}}{1+H} = -\frac{g_{21}R_p}{1+g_{21}R_E} \cong -\frac{g_{21}R_t^*}{1+g_{21}R_E}. \quad (7.13)$$

Ha a hurokerősítés elég nagy ($g_{21}R_E \gg 1$),

$$A_{u0}^* \cong -\frac{R_t^*}{R_E}. \quad (7.14)$$

Az erősítő bemeneti és kimeneti ellenállásának felírásakor figyelemmel kell lennünk az ábrán szaggatott vonalakkal határolt, visszacsatolt áramkör bemeneti és kimeneti ellenállásán kívül a velük párhuzamosan kapcsolódó R_B , illetve R_C ellenállásra is:

$$R_{be}^* = R_B \times \left[\frac{1}{g_{11}} (1 + g_{21}R_E) \right], \quad (7.15)$$

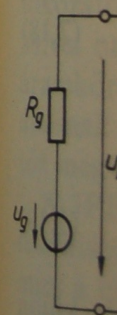
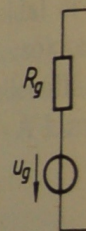
$$R_{ki}^* \cong R_C. \quad (7.16)$$

Az emitterkörü negatív visszacsatolásnak a nagyfrekvenciás viselkedésre gyakorolt hatását a nagyfrekvenciás helyettesítőkép alapján lehetne elemezni. Ebből kiderül, hogy a bemeneti kör ω_{be} törésponti frekvenciáját a visszacsatolás növeli. Kis generátorellenállás mellett a javulás közelítőleg $(1+H)$ -szoros:

$$\omega_{be}^* = \omega_{be}(1+H).$$

A generátorellenállás növekedésével a soros negatív visszacsatolás hatásossága csökken.

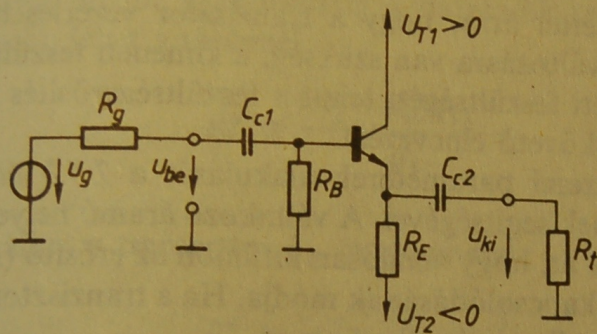
Ugyancsak kevésbé hatásos az emitterkörü visszacsatolás az ω_{ki} kimeneti törésponti frekvenciára, különösen ha azt dominánsan a visszacsatolt egységen kívüli R_p és C_t hozta létre.



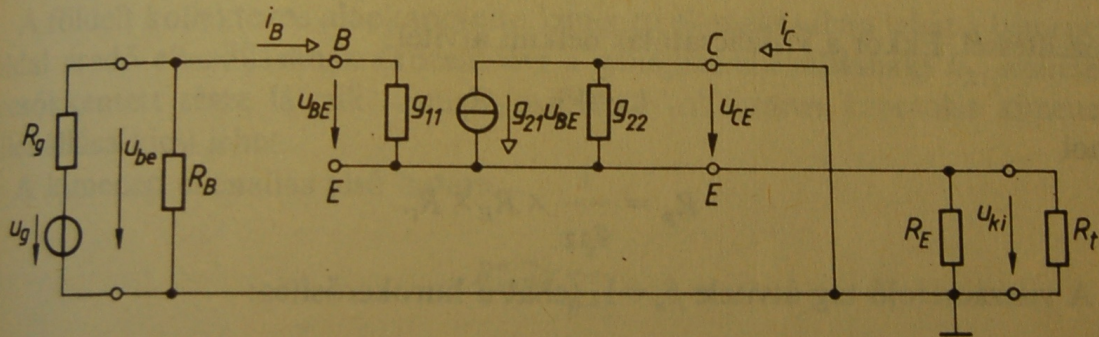
7.2 Földelt kollektoros (emitterkövető) alapkapsolás

Az alapkapsolás egy megoldása a 7.5.a ábrán látható. A C_{c1} és C_{c2} csatoló-kondenzátorokról most is feltételezzük, hogy az átviteli sávban

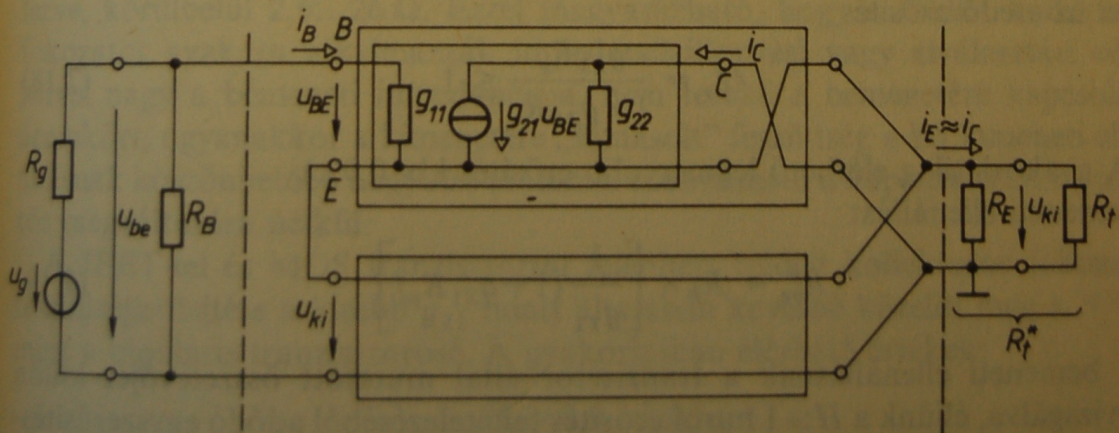
$$\frac{1}{\omega C_{c1}} \cong 0 \quad \text{és} \quad \frac{1}{\omega C_{c2}} \cong 0.$$



a)



b)



c)

7.5 ábra

A földelt kollektoros alapkapsolás (a), váltakozó áramú helyettesítőképe (b) és átrajzolt változata a visszacsatolás típusának szemléltetésével (c)

Így a váltakozó bemenőjel a bázisra jut, és a kimenőjelet az emiterről vezetjük el. A kollektor váltakozóáramúlag a földön van. Ha a bemeneti feszültség egy adott pillanatban a tranzisztor bázisát például pozitív irányba vezérli, az R_E -n folyik át, és ezzel megemeli az emitter potenciálját, ami negatív visszacsatolást és fázist nem fordító erősítést jelent. Az is látszik, hogy a visszacsatolt jel maga a kimeneti feszültség, amely a bázis-emitter feszültséggel sorba kapcsolódva tart egyensúlyt a bemeneti feszültséggel (tehát soros feszültségvisszacsatolásra van szó). Tekintettel arra, hogy a tranzisztor vezérléséhez igen kicsi bázis-emitter feszültségváltozásra van szükség, a kimeneti feszültség nagysága csaknem eléri a bemeneti feszültségét, tehát a feszültségerősítés megközelíti a +1-et (innen az emitterkövető elnevezés).

Vizsgáljuk meg az üzemi paraméterek alakulását a 7.5.b ábra váltakozó áramú helyettesítőképének segítségével. A váltakozó áramú helyettesítőképet a 7.5.c ábrán úgy rajzoltuk át, hogy világosan kitűnjön az erősítő (A) és a visszacsatoló (β) hálózat összekapcsolódásának módja. Ha a tranzisztor áramerősítése elég nagy, i_B elhanyagolható, és élhetünk az

$$i_E \cong i_C$$

közelítéssel. Ekkor a visszacsatolás nélküli átvitel:

$$A_{u0} = +g_{21}R_p,$$

ahol

$$R_p = \frac{1}{g_{22}} \times R_E \times R_r.$$

A visszacsatoló tag átvitele $\beta_u = 1$, tehát a hurokerősítés:

$$H = g_{21}R_p. \quad (7.17)$$

Ezzel az eredő erősítés:

$$A_{u0}^* = \frac{g_{21}R_p}{1 + g_{21}R_p} \leq 1. \quad (7.18)$$

(A gyakorlatilag elérhető legnagyobb erősítés kb. 0,99.)

A bemeneti ellenállás:

$$R_{be}^* = R_B \times \left[\frac{1}{g_{11}} (1 + g_{21}R_p) \right]. \quad (7.19)$$

A bemeneti ellenállásnak a tranzisztor által mutatott összetevőjét külön megvizsgálva, éljünk a $H \gg 1$ hurokerősítés feltételezéséből adódó egyszerűsítéssel, és térjünk át a h paraméterekre:

$$\frac{1}{g_{11}} (1 + g_{21}R_p) \cong \frac{g_{21}R_p}{g_{11}} = h_{21}R_p. \quad (7.20)$$

A földelt kollektoros alapkapcsolású tranzisztor bemenetén tehát, jó közelítéssel, a kimeneti kör (terhelés) eredő ellenállásának a h_{21} paraméter mértékében feltranszformált értékét látjuk.

A fokozat eredő kimeneti ellenállása:

$$R_{ki}^* = R_E \times \frac{1}{g_{22}} \times \frac{(R_g \times R_B)g_{11} + 1}{g_{21}}. \quad (7.21)$$

A párhuzamos eredőt gyakorlatilag a harmadik tag határozza meg, mert lényegesen kisebb lehet a többinél

$$R_{ki}^* \cong \frac{(R_g \times R_B)g_{11} + 1}{g_{21}}. \quad (7.22)$$

Most is használjuk a tranzisztor h_{21} paraméterét:

$$R_{ki}^* \cong \frac{(R_g \times R_B)}{h_{21}} + \frac{1}{g_{21}}. \quad (7.23)$$

A földelt kollektoros alapkapcsolás kimeneti ellenállásában tehát a bemeneti oldal eredő ellenállásának (közelítőleg a generátorellenállásnak) h_{21} -szeresen lecsökkentett része látszik. Emiatt a földelt kollektoros kapcsolás kimeneti ellenállása kicsi lehet.

A kimeneti ellenállás alsó határa:

$$R_{ki}^* \geq \frac{1}{g_{21}}.$$

Ennek nagyságrendje, 1...10 mA nagyságrendű munkaponti áramot feltételezve, körülbelül 2,6...26 Ω . Ezzel magyarázható, hogy a földelt kollektoros fokozatot gyakran alkalmazzák impedanciaillesztési vagy elválasztási célra. Mivel nagy a bemeneti impedanciája, nem terheli a bemenetére kapcsolódó áramkört, ugyanakkor a kimenetére „átmásolt” feszültség a kis kimeneti ellenállásnak köszönhetően nagyobb árammal is terhelhető a kapocsfeszültség jelentős megváltozása nélkül.

A JFET-tel és MOS tranzisztorral felépített földelt kollektoros fokozatok feszültségerősítése a kisebb g_{21} miatt általában kevésbé közelíti meg a +1-et, mint a bipoláris tranzisztorosé. A gyakorlatban elérhető értékek:

$$A_{v0}^* = 0,9 \dots 0,95.$$

A bemeneti ellenállást $\left(\frac{1}{g_{11}} \rightarrow \infty\right)$ miatt a munkapontot beállító R_B vagy R_V ellenállás határozza meg. Tipikusan $R_{be}^* \geq 1 \text{ M}\Omega$.

A földelt kollektoros kapcsolás nagyfrekvenciás tulajdonságai igen jók. A bemeneti körben a C_{BC} kapacitás a kollektor földelt volta miatt nem transzformálódik fel, ugyanakkor a soros visszacsatolás miatt a C_{BE} kapacitás $(1+H)$ -ad része látszik a bemeneti kapacitásban:

$$C_{be}^* = C_{BC} + \frac{C_{BE}}{1+H}. \quad (7.24)$$

Végeredményben a fokozat mindkét időállandója lényegesen kisebb, mint az ugyanolyan tranzisztorttal megvalósított földelt emitteres fokozat időállandói.

7.3 Földelt bázisú alapkapsolás

Az alapkapsolás egy áramköri megoldása a 7.6.a ábrán látható. A váltakozó bemeneti jel a C_{C1} csatoló kondenzátoron keresztül az emitterre megy, a kimeneti jelet a kollektorról vezetjük el. A bázis közvetlenül földelt. Más munkapont-beállító áramköri megoldásokban (pl. egy tápfeszültségnél) a bázis váltakozó áramú földelése „hidegítő” kondenzátoron keresztül is megvalósulhat.

A bemeneti jel pozitív irányú megváltozása az emitterpotenciált is megemeli, ezért az U_{BE} feszültség és így a kollektoráram is csökken. Ezért a kollektorpotenciál a tápfeszültség felé (pozitív irányba) változik. A kapcsolás tehát nem fordít fázist. A váltakozó áramú helyettesítőképe a 7.6.b ábrán látható, amit a 7.6.c ábra szerint átrajzolva kitűnik, hogy a földelt bázisú alapkapsolásban párhuzamos áramvisszacsatolás van.

A hurokerősítés:

$$H = A_i \beta_i = \frac{g_{21}}{g_{11}}. \quad (7.25)$$

A párhuzamos visszacsatolás a feszültségerősítésre hatástalan:

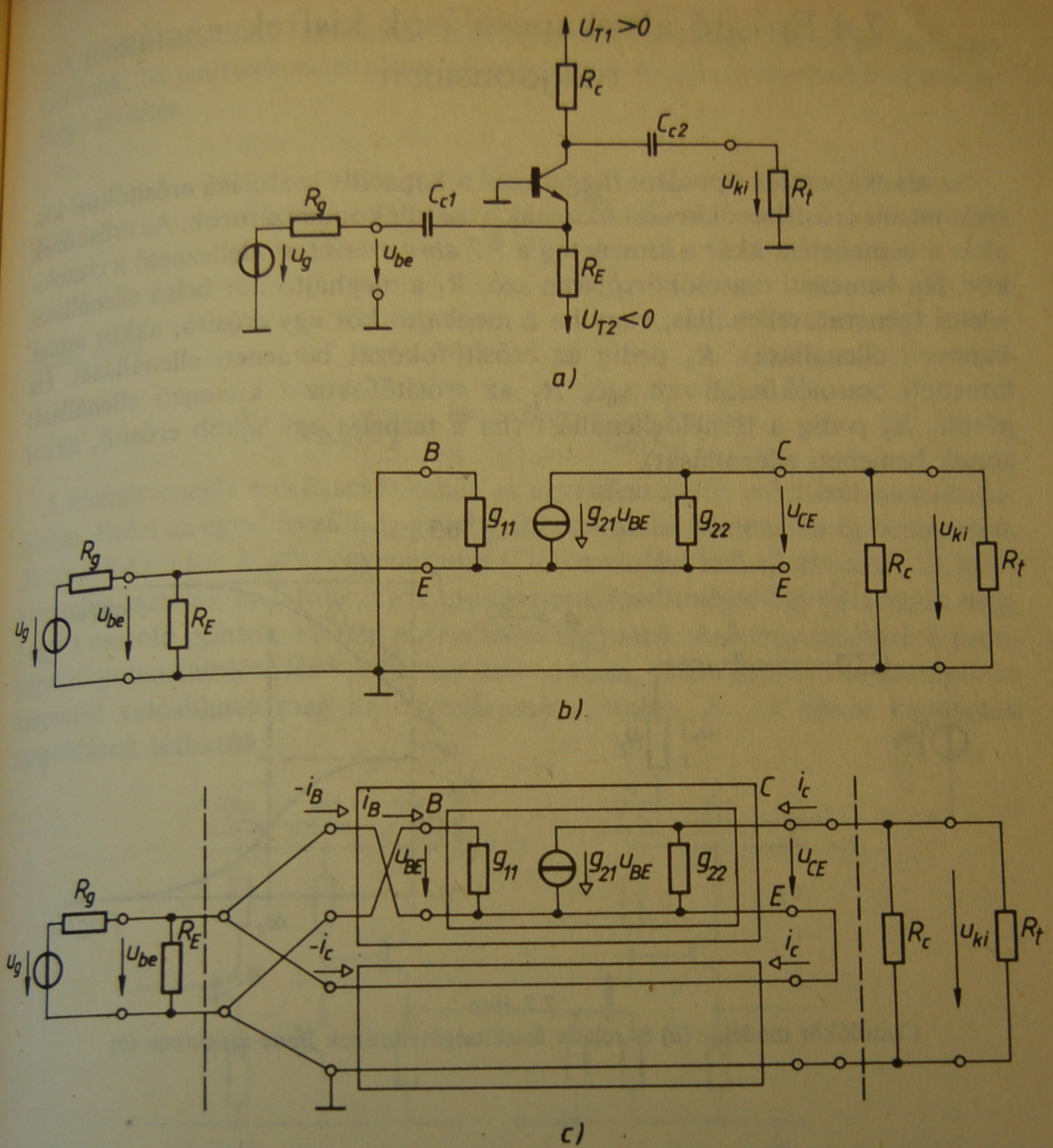
$$A_{u0}^* = A_{u0} = +g_{21} R_p. \quad (7.26)$$

A bemeneti ellenállást a visszacsatolás csökkenti:

$$R_{be}^* = R_E \times \frac{1}{g_{21}}. \quad (7.27)$$

A kimeneti ellenállás:

$$R_{ki}^* \cong R_C. \quad (7.28)$$



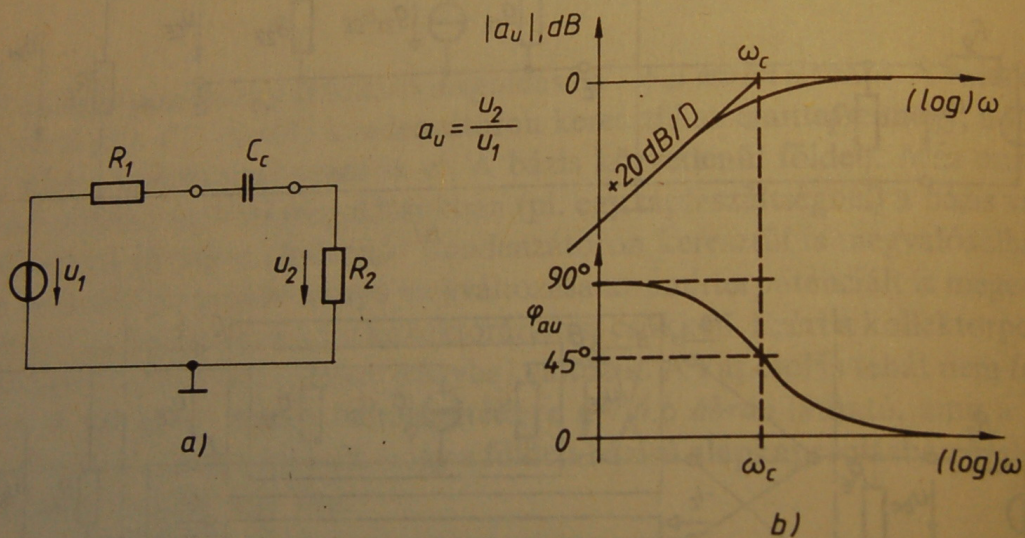
7.6 ábra

A földelt bázisú alkapcsolás (a), váltakozó áramú helyettesítőképe (b) és átrajzolt változata a visszacsatolás típusának szemléltetésével (c)

Földelt bázisú fokozatot – csaknem kizárólag – kedvező nagyfrekvenciás tulajdonságainak kiaknázásáért alkalmazunk, általában más alkapcsolással kombináltan (lásd pl. kaszkód erősítők, 8.2. fejezet).

7.4 Erősítő alapkapsolások kisfrekvenciás tulajdonságai

Az alapkapsolás típusától függetlenül a kapacitív csatolású erősítőknél kisfrekvenciás erősítéscsökkenést okoznak a csatoló-kondenzátorok. Az erősítőnek akár a bemenetén, akár a kimenetén a 7.7 ábra szerint modellezhető a csatoló-kör. Ha bemeneti csatoló-körrel van szó, R_1 a meghajtó kör belső ellenállását jelenti (generátorellenállás, vagy ha a meghajtó kör egy erősítő, akkor annak kimeneti ellenállása), R_2 pedig az erősítő-fokozat bemeneti ellenállását. Ha kimeneti csatoló-körrel van szó, R_1 az erősítő-fokozat kimeneti ellenállását jelenti, R_2 pedig a terhelő-ellenállást (ha a terhelés egy újabb erősítő, akkor annak bemeneti ellenállását).



7.7 ábra

Csatoló-kör modellje (a) és relatív feszültségátvitelének Bode-diagramja (b)

A csatoló-körnek a sávközépi átvitelre vonatkoztatott relatív feszültségátvitel:

$$a_u(s) = \frac{\frac{s}{\omega_c}}{1 + \frac{s}{\omega_c}}, \quad (7.29)$$

ahol

$$\omega_c = \frac{1}{C_c(R_1 + R_2)}. \quad (7.30)$$

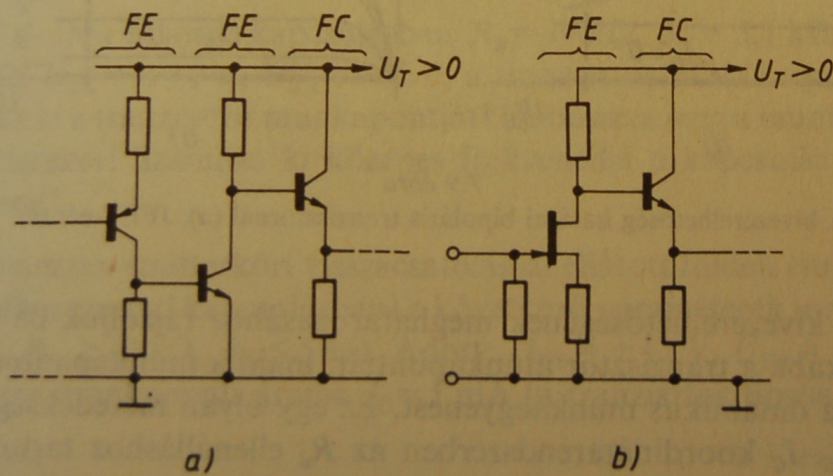
A földelt emitteres fokozatnál kisfrekvenciás erősítéscsökkenéssel kell számolnunk, ha emitterkondenzátort alkalmazunk. Az általa okozott frekvenciafüggő erősítés

$$a_u(s) = \frac{1}{B} \frac{1 + \frac{s}{\omega_E}}{1 + \frac{s}{B\omega_E}} \quad (7.31)$$

alakú, ahol

$$\omega_E = \frac{1}{R_{E2}C_E} \quad \text{és} \quad B = \frac{A_{u0} | C_E \rightarrow \infty}{A_{u0} | C_E \rightarrow 0}$$

A kisfrekvenciás erősítéscsökkenés az egyenfeszültség erősítését megakadályozza. Ezért az egyenfeszültség-erősítő fokozatainak kimenetén és bemenetén, illetve a fokozatok között egyenáramú (DC) csatolást kell alkalmazni. Ez lehet közvetlen csatolás, ha a fokozatok munkaponti feszültségét úgy választjuk meg, hogy a csatoló pontok azonos potenciálon legyenek. Amennyiben eltérő munkaponti potenciálokon lévő pontokat kell csatolni, akkor szinteltoló áramkörön keresztül valósítható meg az egyenáramú csatolás. A 7.8 ábrán kapcsolási megoldások láthatók.

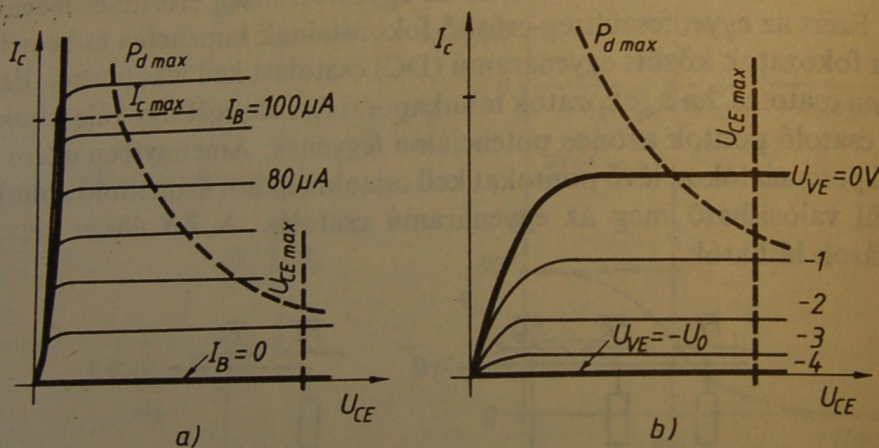


7.8 ábra

Közvetlen csatolású aszimmetrikus erősítő fokozatok

7.5 Az erősítő alapkapsolások kivezérelhetősége

Az alapkapsolások kivezérelhetőségének határát a tranzisztor kimeneti karakterisztikáján lehet bemutatni. A 7.9 ábrán egy npn típusú bipoláris tranzisztor és egy n-csatornás JFET kimeneti karakterisztikájában vastagabb folytonos vonallal jelöltük az aktív tartománybeli működés határait, amelyek a kivezérelhetőség természetes határai. Eszerint erősítő üzemben a tranzisztor I_c kollektorárama nem válthat irányt, és az U_{CE} kollektorfeszültség nem csökkenhet egy minimális érték alá. Szaggatott vonallal bejelöltük azokat a határokat is, amelyeknek átlépése a tranzisztor túlterhelését és ennek következtében a tönkremenetelét okozza. Ezeket a határokat megfelelő méretezéssel és tranzisztorválasztással lehet elkerülni, ami kisjelű erősítőknél általában könnyen teljesíthető.



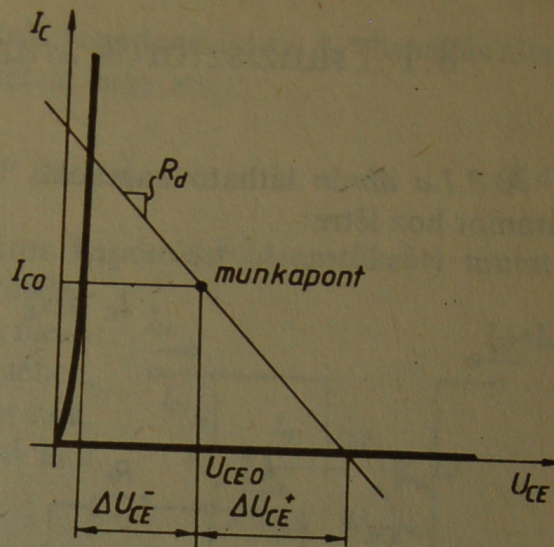
7.9 ábra

A kivezérelhetőség határai bipoláris tranzisztornál (a), JFET-nél (b)

Az erősítő kivezérelhetőségének meghatározásához rajzoljuk be a kimeneti karakterisztikába a tranzisztor munkapontját, majd a munkaponton keresztül húzzuk meg a dinamikus munkaegyeneset. Ez egy olyan meredekségű egyenes, amely az $U_{CE}-I_C$ koordináta-rendszerben az R_d ellenálláshoz tartozik. Az R_d ellenállás a kapcsolásnak az a váltakozó áramú ellenállása, amit a tranzisztor a kollektor-emitter kapcsok között lát. Meghatározása a kapcsolás váltakozó áramú helyettesítőképe alapján lehetséges. A dinamikus munkaegyenes a 7.10 ábrán látható módon megmutatja, hogy a tranzisztoron mekkora ΔU_{CE} feszültségváltozás jöhet létre. Ez pozitív és negatív irányban nem szükségszerűen egyforma. Mindig a kisebbik érték szabja meg a szinuszos u_{CE} feszültség csúcsértékét. A kimeneti feszültség legnagyobb csúcsértéke akkor egyezik meg ezzel, ha a váltakozó áramú helyettesítőképben $u_{ki} = u_{CE}$, mint például a visszacsatolás nélküli földelt emitteres vagy a földelt kollektoros alapkapsolásban (7.1 és 7.5

ábra). Ellenkező esetben $\hat{U}_{ki} < \Delta U_{CE}$, és arányuk a váltakozó áramú helyettesítőképből számítható (például a 7.4 ábra szerinti kapcsolás).

A C_t terhelőkapacitás miatt, növekvő frekvencián a tranzisztor kimeneti körébe kapcsolódó impedancia komplex lesz. Az R_d dinamikus munkaegyenest helyett ellipszis írja le az I_C és U_{CE} megváltozása közötti kapcsolatot. Ez a kivezérelhetőségi korlát frekvenciafüggéshez vezet.



7.10 ábra

A maximális ΔU_{CE} meghatározása szerkesztéssel. A bemutatott esetben $\Delta U_{CE}^- < \Delta U_{CE}^+$, ezért $\hat{U}_{CE\ max} = \Delta U_{CE}^-$

FELADATOK

F.7.1 A 7.1 ábra szerinti kapcsolásban $R_B = 10\text{ k}\Omega$, $R_C = 5,1\text{ k}\Omega$, $R_E = 4,3\text{ k}\Omega$, $R_t = 47\text{ k}\Omega$, $U_{T1} = +10\text{ V}$, $U_{T2} = -5\text{ V}$, a tranzisztor BC182 típusú.

Számítsa ki a tranzisztor munkapontját! Határozza meg a munkaponti h vagy g paramétereket! Számítsa ki közepes frekvencián a kapcsolás A_{UO} , R_{be} , R_{ki} paramétereit!

F.7.2 Méretezzen emitterkörü visszacsatolással ellátott földelt emitteres fokozatot (a 7.4 ábra szerinti kapcsolásban) a következő paraméterek megvalósítására: $A_{UO} = -5$, $R_{be} \geq 10\text{ k}\Omega$, $R_{ki} \leq 5\text{ k}\Omega$. Adott: $U_{T1} = +12\text{ V}$, $U_{T2} = -6\text{ V}$, $R_t = \infty$, a tranzisztor munkaponti árama $I_C = 1\text{ mA}$ (a tranzisztor típusa közömbös).

A 8.6.b ábrán látható komplementer kaskód kapcsolás bemeneti T1 tranzisztorra földelt kollektoros alapkapcsolású. Kis bemeneti ellenállását a második fokozat ugyancsak kis bemeneti ellenállása terheli ($R_{ki1} \cong R_{be2} \cong 1/g_{21}$), így az első fokozat feszültségerősítése $A_{u1} \cong 0,5$. A teljes kapcsolás eredő feszültségerősítése

$$A_u = 0,5 \cdot g_{21} \cdot R_r^* \quad (8.11)$$

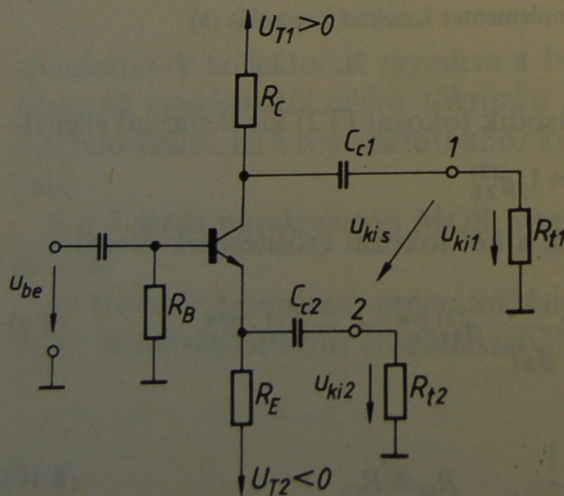
A bemeneti és kimeneti ellenállások:

$$R_{be} = R_b \times \frac{2}{g_{11}^{(1)}} \quad \text{és} \quad R_{ki} = R_c \quad (8.12)$$

8.3. Fázishasító kapcsolás

A 8.7 ábrán látható kapcsolásnak két kimenete van. Az 1-es kimenet felé úgy működik, mint a földelt emitteres alapkapcsolás (emitterkörü visszacsatolással). Erősítése:

$$A_{u1} = \frac{U_{ki1}}{U_{be}} = - \frac{g_{21} R_{t1}^*}{1 + g_{21} R_{t2}^*} \quad (8.13)$$



8.7 ábra
Fázishasító kapcsolás

A 2-es kimenet felé földelt kollektoros alapkapcsolásként működik. Erősítése:

$$A_{u2} = \frac{U_{ki2}}{U_{be}} = \frac{g_{21} R_{t2}^*}{1 + g_{21} R_{t1}^*} \quad (8.14)$$

Látható, hogy az $R_{i1}^* = R_{i1} \times R_c$ és az $R_{i2}^* = R_{i2} \times R_E$ eredő terhelések egyenlősége esetén a két erősítés egyenlő abszolút értékű, de előjelük különböző. Így a két kimenetről azonos nagyságú, de ellentétes fázisú jelek nyerhetők (innen a kapcsolás elnevezése).

8.4 Tranzisztorpárok

Ha egy kapcsolatban igen nagy áramerősítésű ($\beta > 1000$) tranzisztorra van szükség, rendszerint tranzisztorpárt alkalmazunk.

A 8.8.a ábra Darlington-párt mutat. A két összekapcsolt npn tranzisztor úgy működik, mint egy eredő tranzisztor, amely szintén npn, és amelynek elektródáit B^* , C^* és E^* jelöli az ábrán. A Darlington-tranzisztorokat közös lapkán kialakítva és tokozva pnp és npn kivitelben egyaránt gyártják közepes és nagy teljesítményű felhasználásra.

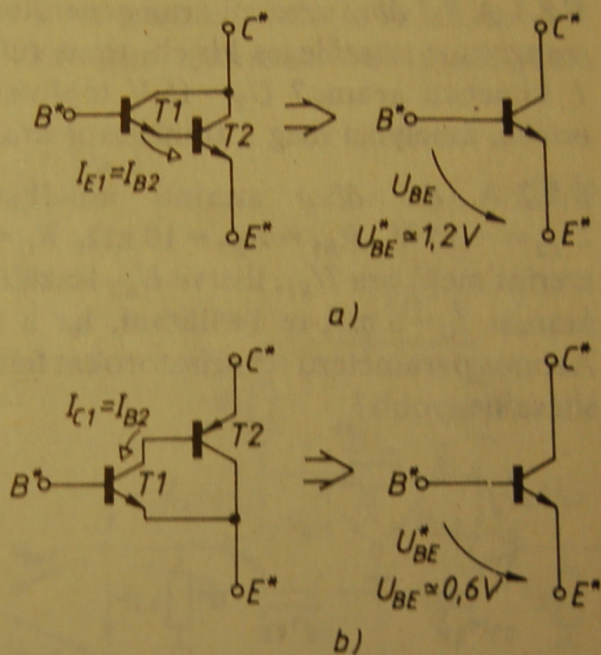
A 8.8.b ábrán kompozit párt láthatunk. Itt az 1-es (meghajtó) tranzisztor npn, a 2-es (meghajtott) tranzisztor pedig pnp típusú. Az eredő tranzisztor típusát mindig a meghajtó tranzisztor szabja meg, tehát itt npn lesz. Ezt a kapcsolást az áramerősítés növelése mellett éppen arra használjuk, hogy a bemeneti tranzisztor típusával megegyező eredő tranzisztort alakítsunk ki.

Az eredő tranzisztor áramerősítése akár Darlington-pár, akár kompozit esetén:

$$B^* \cong B_1 B_2, \quad \text{illetve} \quad h_{21}^* \cong h_{21}^{(1)} \cdot h_{21}^{(2)}. \quad (8.15)$$

Figyelembe véve a két tranzisztor munkaponti árama közötti arányt, a fontosabb eredő paraméterek értéke Darlington-párnál:

$$h_{21}^* = 2h_{11}^{(1)} \quad \text{és} \quad g_{21}^* = \frac{1}{2} g_{21}^{(2)}. \quad (8.16)$$



8.8 ábra

Tranzisztorpárok és egyenértékű tranzisztoraik:
Darlington pár (a) és kompozit pár (b)