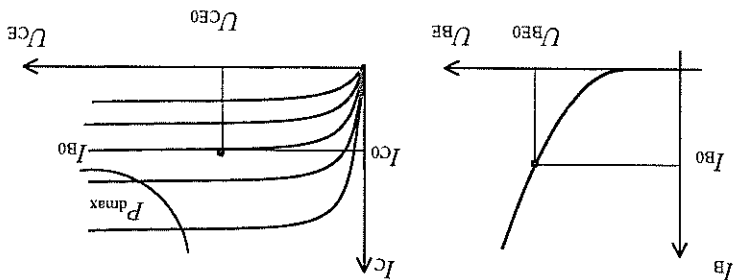


vekező munkaponti adatok beállítása. A munkapont-beállítás után a kis amplitúdójú vezérlő jellel a bipoláris tranzisztor a bázisa és az emittere között, a térvetési- és a source-elektrodák között kell vezérelni, függetlenül attól, hogy milyen alapkapcsolásban üzemeltetjük. A bipoláris tranzisztornál csak így használható ki a tranzisztorhatás, a FET-ek pedig csak így vezérelhetők.

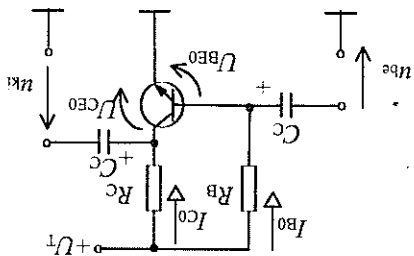
3.1.1. Közös emitteres és közös source-elektrodájú alapkapcsolások

A munkapontot a tranzisztor jelleggörbéjén úgy kell kiválasztani, hogy az lehetőleg a bemeneti jellegörbe leginkább egyenes szakaszára kerüljön, a kimeneti jellegörbén pedig lehetőség szerint a kivezérlési tartomány közepén legyen. A 3.2. ábrán egy helyesen megválasztott munkapont látható bipoláris tranzisztor esetén. A jellegörbéből leolvashatók a munkapont-beállításhoz szükséges $U_{BE0} - I_{B0}$ és $U_{CE0} - I_{C0}$ értékpárok. Ezeket kell a tranzisztor elektrodáin beállítani.



3.2. ábra. A tranzisztor munkapontjának helyes megválasztása

A munkapont-beállítására alkalmas leggyorsabb kapcsolat a bázisáram táplálási munkapont-beállítás, amely a 3.3. ábrán látható.



3.3. ábra. A bázisáram táplálási munkapont-beállítás

A kapcsolás eleminek feladata a következő:

- az R_B **bázisellenállás** a tranzisztor bázisoldali munkapontját állítja be,
- az R_C **ellenállás a kapcsolás munkaelállása**. Ezen az ellenálláson átfolyó kollektoráram hozza létre a kimeneti feszültséget,
- a C_C csatolókondenzátorok egyenáramú szempontból elválasztják az erősítő a meghajtó áramköröktől és a terheléstől,
- az U_T **feszültség a kapcsolás tápfeszültsége**. Ez n-p-n tranzisztor esetén pozitív polaritású, mert így biztosítható a tranzisztor működéséhez a nyitóirányú U_{BE} és a záróirányú U_{CB} feszültség. A p-n-p tranzisztorok esetén hasonló okok miatt a tápfeszültség negatív polaritású.

A tranzisztor báziskörére igaz, hogy $U_T = I_{B0} \cdot R_B + U_{BE0}$

Az U_T tápfeszültség ismeretében ebből kiszámítható a munkaponti U_{BE0} – I_{B0} értékek beállításhoz szükséges R_B ellenállás:

$$R_B = \frac{U_T - U_{BE0}}{I_{B0}}.$$

A tranzisztor kollektorkörére érvényes egyenlet $U_T = I_{C0} \cdot R_C + U_{CE0}$.

Ebből az R_C ellenállás határozható meg:

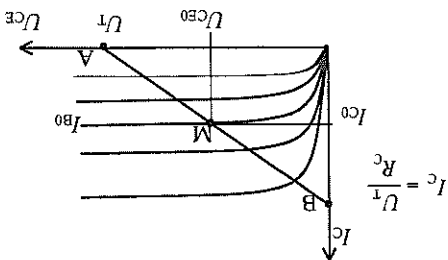
$$R_C = \frac{U_T - U_{CE0}}{I_{C0}}.$$

Az R_C ellenállás ismeretében, a kimeneti jelleggörbét felhasználva, grafikusan is meghatározható a munkapont. A 3.4. ábra kimeneti jelleggörbéjén jelölt A pontban $I_C = 0$, ezért a kollektorkörre felírt egyenlet szerint $U_{CE0} = U_T$. A B pontban az $U_{CE} = 0$, ezért az egyenletből:

$$I_C = \frac{U_T}{R_C}.$$

A két jelölt pontot összekötő egyenes

a lehetséges munkapontok helye, ezért **munkaegyenesnek** nevezzük. A munkaegyenes és a munkaponti I_{B0} áramhoz tartozó jelleggörbe metszéspontja a kapcsolás M munkapontja. Az ehhez tartozó munkaponti U_{CE0} feszültség és az I_{C0} áram a tengelyeken leolvasható.



3.4. ábra. A munkaegyenes szerkesztése

6. feladat

Allítsuk be egy bázisáram táplálási közös emitteres kapcsolás munkapontját. Az erősítő kapcsolási rajza a 3.3. ábra szerinti.

Adatok: $U_T = 10 \text{ V}$; $U_{BE0} = 0,7 \text{ V}$; $I_{B0} = 50 \text{ }\mu\text{A}$; $U_{CE0} = 5 \text{ V}$; $I_{C0} = 5 \text{ mA}$.

A 6. feladat megoldása

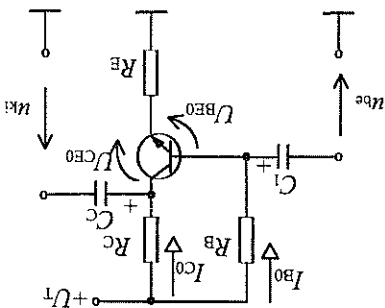
$$R_B = \frac{I_{B0}}{U_T - U_{BE0}} = \frac{5 \cdot 10^{-5}}{10 - 0,7} = 1,86 \cdot 10^{-5} \text{ }\Omega, R_B = 186 \text{ k}\Omega.$$

$$R_C = \frac{I_{C0}}{U_T - U_{CE0}} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10 - 5} = 10^{-3} \text{ }\Omega, R_C = 1 \text{ k}\Omega.$$

A feladat megoldásából látható, hogy az R_B ellenállás nagy értékű. Ebből ered a bázisáram táplálási munkapont-beállítási hátránya, ugyanis a nagy értékű R_B -n már igen kis bázisáram-változás is a munkapont jelentős eltolódását okozza. Pl. ha a 4. példa szerinti kapcsolásban a hőmérséklet megváltozása miatt megváltozik a bázisáram I_{B0} -al, akkor az R_B ellenálláson létrejövő feszültségváltozás:

$$\Delta U_{RB} = \Delta I_{B0} R_B = 10^{-6} \cdot 1,86 \cdot 10^5 = 1,86 \cdot 10^{-1} \text{ V} = 186 \text{ mV}.$$

Ugyanennyivel változik meg ellenkező irányban a munkaponti bázis-emitter feszültség is, az eredeti $0,7 \text{ V}$ értékről. Ez $26,5\%$ -os változást jelent! Ilyen jelentős eltolódás nem engedhető meg, ezért a **beállított munkapontot stabilizálni kell**. A stabilizálást a 3.5. ábra szerint az emitterkörbe helyezett R_E emitter-ellenállás végzi.



3.5. ábra. A munkapont stabilizálása emitter-ellenállással

Az emitter-ellenállás szerepének vizsgálatához tételezzük fel, hogy a külső hőmérséklet változásának hatására csökkenne a bázisáram. Ez az R_B ellenálláson eső feszültséget csökkenti, így növekedne a tranzisztor bázisa és emittere közötti feszültségkülönbség. Ez azt jelenthetné, hogy a tranzisztor az eredeti munkapontjához képest jobban kinyitna, vagyis növekedne a kollektoráram és ezzel együtt az emitteráram is. A növekvő emitteráram viszont növekedő feszültséget ejtene az R_E ellen-

álláson. A növekvő emitterfeszültség csökkenti a bázis és az emitter közötti feszültségkülönbséget. Ellenkező irányú bázisáram-változás hatására a leírt folyamat ellenkező irányba játszódna le.

Végredményben tehát az emitter-ellenálláson létrejövő feszültségváltozás folyamatosan ellensúlyozza az U_{BE} esetleges megváltozását, ezért az stabilabb marad, a munkapont kevésbé változik.

Az emitter-ellenállással stabilizált, bázisáram táplálású munkapont-beállítás-sal ellátott közös emitteres erősítő munkapont-beállító ellenállásait a bemeneti és a kimeneti körre felírt egyenletekkel számíthatjuk ki:

$$U_T = I_{B0} \cdot R_B + U_{BE0} + I_{E0} \cdot R_E,$$

$$U_T = I_{C0} \cdot R_C + U_{CE0} + I_{E0} \cdot R_E.$$

A korszerű tranzisztoroknál a kollektoráram és az emitteráram közelítőleg azonosnak vehető, mert csak a bázisáram értékében térnek el egymástól ($I_B = I_C - I_E$), ez pedig kicsi. Ezzel a közelítéssel felírva az egyenletet és kifejezve az R_E és R_B ellenállásokat, a következő összefüggések adódnak:

$$R_E = \frac{I_{C0}}{U_T - I_{C0} \cdot R_C - U_{CE0}},$$

$$R_B = \frac{U_T - U_{BE0} - I_{C0} \cdot R_E}{I_{B0}}.$$

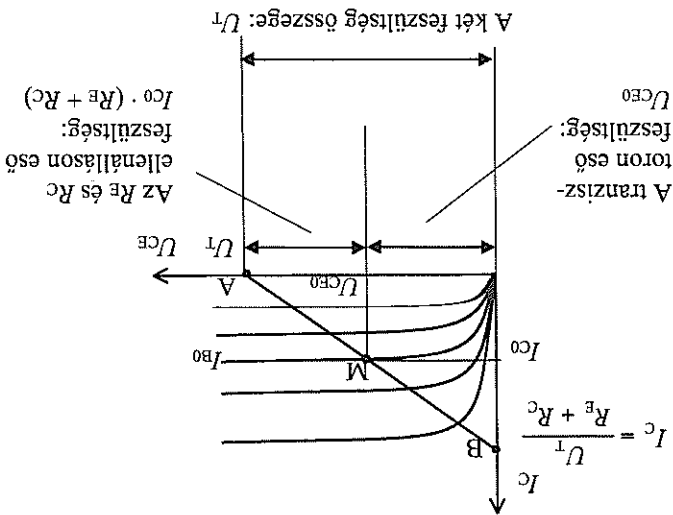
Az egyenletek felírásakor feltételeztük, hogy az R_C kollektor-ellenállás ismert érték. Ez a gyakorlatban valóban így van, hiszen ezzel állítjuk be a az erősítőtől elvárt nagyságú erősítést.

A munkaeegyes két végpontját meghatározó mennyiségek:

$$I_C = 0 \text{ esetén } U_{CE} = U_T \quad (\text{A pont}),$$

$$U_{CE} = 0 \text{ esetén } I_C = \frac{U_T}{R_E + R_C} \quad (\text{B pont}).$$

A 3.6. ábra kimeneti jelleggörbéjébe berajzolja a munkaeegyest az I_{B0} jelleggörbével való metszéspontra kijelölt a munkapontot.



3.6. ábra. A munkapont grafikus meghatározása

7. feladat

Számítsuk ki a 3.5. ábrán látható erősítőkapcsolás munkapont-beállító elemjeinek értékeit, ha:

$$U_T = 10 \text{ V}; U_{BE0} = 0,7 \text{ V}; I_{B0} = 50 \mu\text{A}; I_{C0} = 5 \text{ mA}; U_{CE0} = 5 \text{ V}; R_C = 220 \Omega$$

A 7. feladat megoldása

$$U_T = I_{C0} \cdot R_C + U_{CE0} + I_{C0} \cdot R_E,$$

$$10 = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 220 \cdot 10^{-3} + 5 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot R_E,$$

$$R_E = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{3,9} = 7,8 \cdot 10^{-7} \Omega, = 780 \Omega.$$

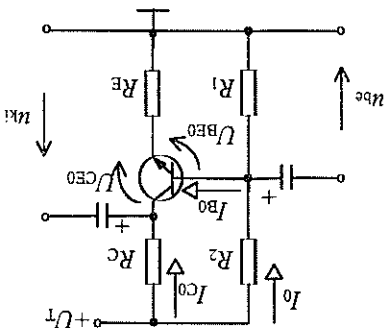
$$U_T = I_{B0} \cdot R_B + U_{BE0} + I_{C0} \cdot R_E,$$

$$10 = 5 \cdot 10^{-5} \cdot R_B + 0,7 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 7,8 \cdot 10^{-7},$$

$$R_B = \frac{5 \cdot 10^{-5}}{5,4} = 1,08 \cdot 10^5 \Omega, = 108 \text{ k}\Omega.$$

A munkapont-beállításhoz használhatunk másikat módszer a bázisosztós munkapont-beállítás, amelynek kapcsolási rajza a 3.7. ábrán látható.

3.7. ábra. Bázisosztós munkapont-beállítás



A munkapont-beállító elemek méretezése egyszerűen elvégezhető, ha alkalmazzuk azt a gyakorlatban is szokásos feltételt, hogy a bázisosztó I_0 árama az I_{B0} munkaponti bázisáram tízszerese legyen $I_0 = 10 \cdot I_{B0}$.

A kimeneti körre felírható egyenlet nem változik az előzőekhez képest:

$$U_T = I_{C0} \cdot R_C + U_{CE0} + I_{C0} \cdot R_E$$

Ebből kiszámítható az emitter-ellenállás értéke:

$$R_E = \frac{U_T - I_{C0} \cdot R_C - U_{CE0}}{I_{C0}}$$

Az R_E ismeretében a munkaponti bázisfeszültség $U_{B0} = I_{C0} \cdot R_E + U_{BE0}$.

Az R_2 ellenállás értéke:

$$R_2 = \frac{I_0}{U_T - U_{B0}} = \frac{10 \cdot I_{B0}}{U_T - U_{B0}}$$

Mivel az R_2 ellenálláson folyó $I_0 = 10 \cdot I_{B0}$ áramból I_{B0} elfolyik a bázison, ezért az R_1 ellenálláson $9 \cdot I_{B0}$ nagyságú áram folyik:

$$R_1 = \frac{U_T}{9 \cdot I_{B0}}$$

8. feladat

Számítsuk ki a 3.5. ábra szerinti erősítő munkapont-beállító ellenállásait, ha $U_T = 10$ V; $U_{BE0} = 0,7$ V; $I_{B0} = 50$ μ A; $I_{C0} = 5$ mA; $U_{CE0} = 5$ V; $R_C = 220$ Ω . (Az adatok megegyeznek az 5. feladat adataival.)

A 8. feladat megoldása

$$R_E = \frac{U_T - I_{C0} \cdot R_C - U_{CE0}}{I_{C0}} = \frac{10 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot 220 - 5}{5 \cdot 10^{-3}} = 7,8 \cdot 10^2 \Omega, = 780 \Omega.$$

$$U_{B0} = I_{C0} \cdot R_E + U_{BE0} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 780 + 0,7 = 4,6 \text{ V.}$$

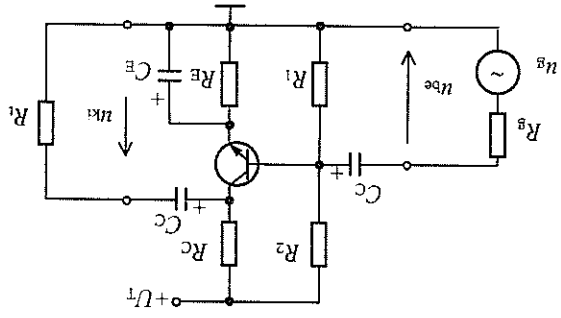
$$R_2 = \frac{U_T - U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{1,08 \cdot 10^{-4}} = 1,08 \cdot 10^4 \Omega = 10,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_{B0}}{9 \cdot I_{B0}} = \frac{4,6}{4,5 \cdot 10^{-4}} = 1,022 \cdot 10^4 \Omega \approx 10,2 \text{ k}\Omega$$

Összefoglalva a tranzisztor munkakapontjának beállításaival kapcsolatos ismereteket:

- a tranzisztor jelleggörbéin, a kivezérlési tartomány közepén, kiválasztjuk a munkakapontot,
- a be- és kimeneti jelleggörbéből leolvassuk a munkakaponthoz tartozó $U_{BE0}-I_{B0}$, és az $U_{CE0}-I_{C0}$ munkakaponti adatokat,
- bázisáram táplálásu, vagy bázisosztós módszerrel beállítjuk a tranzisztor munkakapontját, amelynek stabilitásáról emitter-ellenállással gondoskodunk.

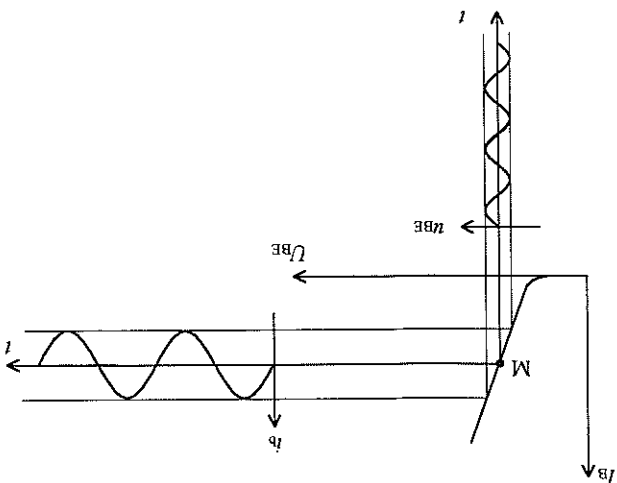
A tranzisztor munkakapontjának beállítása után kijelölt feszültségérősítőként használjuk a közös emitteres kapcsolást. Azért, hogy vezérléskor az emitter-ellenállás ne csökkenjen a bázis-emitter közötti feszültségváltozást, párhuzamosan kapcsolunk vele egy C_E kondenzátort. A kondenzátor kapacitását úgy kell megválasztani, hogy az R_E -hez képest igen nagy impedancia (szinte szakadás) legyen a lassan végbemező munkakapontváltozás szempontjából, rövidzátnak számítsan azonban a vezérlőjel frekvenciáján. Így megmarad az emitter-ellenállás munkakapont stabilizáló hatása, de nem akadályozza a tranzisztor vezérlését a működési frekvenciatarományban. Ezt úgy fogalmazzuk meg, hogy az emitterkondenzátor rövidzátnak számít közepes frekvenciákon. Az emitterkondenzátorral kiegészített közös emitteres kapcsolást mutatja a 3.8. ábra.



3.8. ábra. Közös emitteres alapkapcsolás

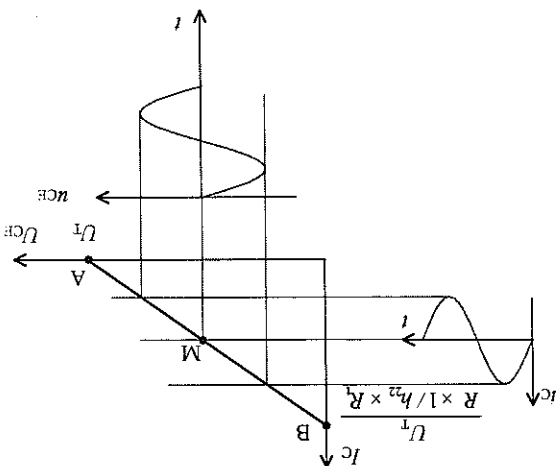
Az erősítőt a meghajtó generátor kis amplitúdójú szinuszos váltakozó feszültséggel vezérli.

Ez a bemeneti feszültség a munkapont környezetében a 3.9. ábrán látható változást hozza létre a bázisáramban.



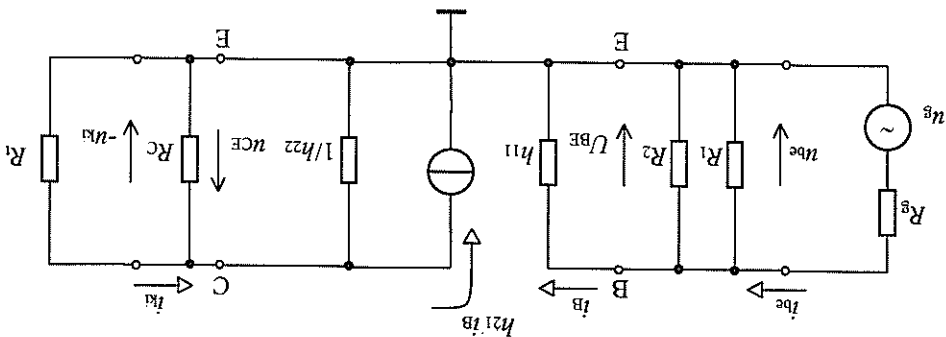
3.9. ábra. A tranzisztor vezérlése

A kisjelelt vezérlés miatt a jelleggörbéknek az a szakasza, amelyben a változás végbe megy, egyenesnek tekinthető. Ezért a bázisáram változásával arányosan változik a kollektoráram. Az arányossági tényező a tranzisztor h_{21} áramerősítési tényezője. Az áramerősítési tényező tipikusan 100–500 közötti érték, a kollektoráram így a bázisáram 100–500-szorosa. A felerősített kollektoráram folyik keresztül a kollektor-ellenállás, az I/h_{22} és az R_C ellenállás párhuzamos eredőjén, létrehozva a kimeneti feszültséget. Ez a folyamat a 3.10. ábrán követhető: a kollektoráram a munkapont környezetében, a munkaeegyenes mentén vezérli a tranzisztort, ezért változik a kimeneti feszültséget meghatározó kollektor-emitter feszültség is.



3.10. ábra. A közös emitteres fokozat kimeneti feszültsége

A munkapont környezetében a tranzisztor h paraméteres helyettesítő képével vehető figyelembe, mint lineáris négyfólus. Ezt felhasználva felrajzolható a közös emittéres kapcsolás váltakozó áramú helyettesítő képe, amit a 3.11. ábra mutat, bázisosztós munkapont-beállítással és emittér-ellenállással stabilizált munkapont esetén.



3.11. ábra. A közös emittéres kapcsolás váltakozó áramú helyettesítő képe

Az emittér-ellenállást a C_E kapacitás rövidre zárja, ezért a tranzisztor emittére a közös potenciálra kapcsolódik. A helyettesítő kép felrajzolásakor felhasználtuk azt is, hogy váltakozó áramú szempontból a tápfeszültség rövidzármak számít, ezért a 3.8. ábra R_2 és R_C ellenállása a tápfeszültségen keresztül a közös potenciálra kapcsolódik. A helyettesítő kép alapján meghatározhatók a kapcsolás váltakozó áramú jellemzői, közepek frekvencián. A bemeneti ellenállás a generátor terhelő ellenállás, amely a bemenet felől nézve, a helyettesítő képből $R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11}$. A kimeneti ellenállás a kimeneti pontok felől nézve meghatározott ellenállás, amelyen keresztül a kimeneti feszültséget szolgáltatja az erősítő a terhelés számára:

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

A kimeneti feszültséget az áramgenerátor árama hozza létre a generátorral párhuzamosan kapcsolódó ellenállások eredőjén:

$$-u_{ki} = h_{21} \cdot i_B \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times R_i \right)$$

A bázisáram értéke

$$i_B = \frac{u_{be}}{h_{11}}$$

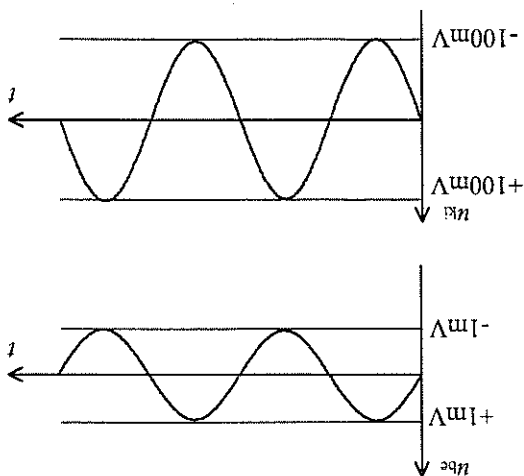
ezért

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

Ebből az erősítés

$$A_v = -\frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{h_{22}}{R_c} \times R_i} \right).$$

A képletben látható negatív előjel abból adódik, hogy az erősítő fázist fordít: ha a bemeneti feszültség pillanatnyi értéke éppen növekszik, akkor a 3.10. ábra szerint a bázisáram és vele együtt a kollektoráram is növekszik, a növekvő kollektoráram növekvő feszültséget hoz létre a kollektor-ellenálláson. Ez a növekvő feszültség a táp-feszültségből levonódva csökkenő kimeneti feszültséget hoz létre. Végeredményben tehát a bemeneti és a kimeneti feszültség ellentétes irányban változik. A 3.12. ábra példaként egy $A_v = -100$ erősítéssel rendelkező erősítő jelalakjait mutatja.



3.12. ábra. A közös emitteres erősítő ki- és bemeneti jelei

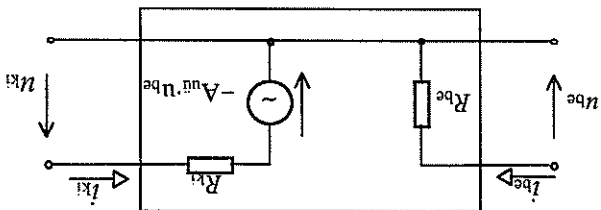
Az erősítő bemeneti ellenállása, amely a meghajtott generátor terhelé, a bázisosztó és a tranzisztor bemeneti h_{11} paraméterének eredője $R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11}$. Bázisáram táplálási munkapont-beállításhoz $R_{be} = R_B \times h_{11}$, az erősítő kimeneti ellenállása pedig $R_{ki} = \frac{1}{h_{22}} \times R_c$.

Az áramerősítés a ki- és bemeneti áram hányadosa:

$$i_{ki} = \frac{u_{ki}}{R_{ki}}, \quad i_{be} = \frac{u_{be}}{R_{be}}, \quad A_i = \frac{u_{be}}{u_{ki}} \cdot \frac{R_{ki}}{R_{be}}, \quad A_i = |A_v| \cdot \frac{R_{ki}}{R_{be}}.$$

(E)lvileg kiszámítható az erősítő teljesítményerősítése is a feszültség- és az áramerősítés szorzatából. A közös emitteres kapcsolás azonban nem teljesítményerősítő, így nem ez az adat jellemzi az erősítőt.)

A feszültség-erősítés, a u_{be} - és i_{ki} -kimeneti ellenállás ismeretében az erősítő a 3.13. ábrán látható négypolussal helyettesíthető.



3.13. ábra. A közös emitteres erősítő, mint négypolus

A jellemzők számítására alkalmas kifejezésekből látható, hogy értéküket a h paraméterek is befolyásolják. A 2.3.1. pontban leírtak szerint a h paraméterek munkapontfüggők, ezért tehát a **feszültség- és áramerősítés, ill. a u_{be} - és i_{ki} -ellenállás értéke is munkapontfüggő.**

9. feladat

Számítsuk ki a 3.8. ábrán látható közös emitteres erősítő váltakozó áramú jellemzőit, ha ismeretek az erősítő alkatrészeinek értékei:

$R_1 = 10,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10,8 \text{ k}\Omega$; $R_C = 220 \text{ }\Omega$; $R_E = 780 \text{ }\Omega$;
 $h_{11} = 2 \text{ k}\Omega$; $h_{21} = 150$; $h_{22} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ S}$; $R_i = 1 \text{ k}\Omega$.

A 9. feladat megoldása

$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11} = 10,2 \times 10,8 \times 2 = 1,45 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{ki} = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + h_{22}} = \frac{1}{\frac{1}{220} + 5 \cdot 10^{-5}} = 217,6 \text{ }\Omega.$$

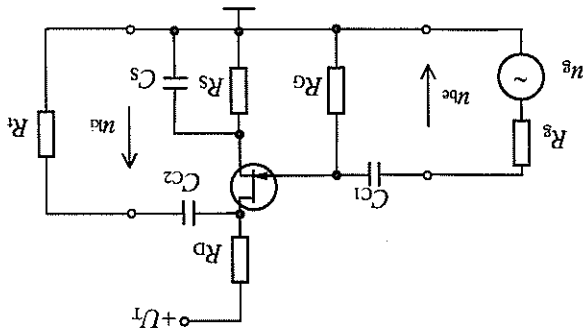
$$A_u = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{1 + R_C \times R_i} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot 10^3}{150} \cdot \frac{1}{1 + 5 \cdot 10^{-5} \times 2,2 \cdot 10^2 \times 10^3} \right) = -13,4.$$

$$A_i = |A_u| \cdot \frac{R_{be}}{R_i} = 13,4 \cdot \frac{1,45}{1} = 19,43.$$

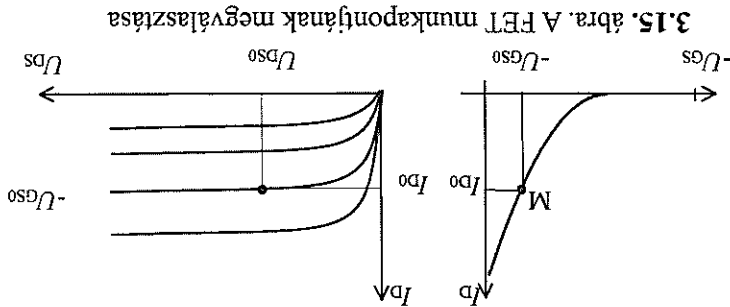
Közös source-elektrodájú erősítő zártörteges vagy MOS térvezéreltű tranzisztoros rokkal építhető fel. A további vizsgálataink zártörteges térvezéreltű tranzisztoros kapcsolásokra vonatkoznak, az eredmények azonban értelemszerűen felhasználhatóak MOSFET-es kapcsolásokra is.

A 3.14. ábra egy n csatornás, zárótereges tervezéssel felépített közös source-elektrodájú kisjelű feszültségerősítőt mutat.

3.14. ábra. Közös source-elektrodájú erősítő



Az R_D drain-ellenállás a kapcsolás munkaellellállása, ezzel állítható be a feszültség-erősítés értéke. Az R_S source- és az R_G gate-ellenállásokkal állítható be a munkapont. A munkapont megválasztása a FET jelleggörbéjén történik. Ezt mutatja a 3.15. ábra.

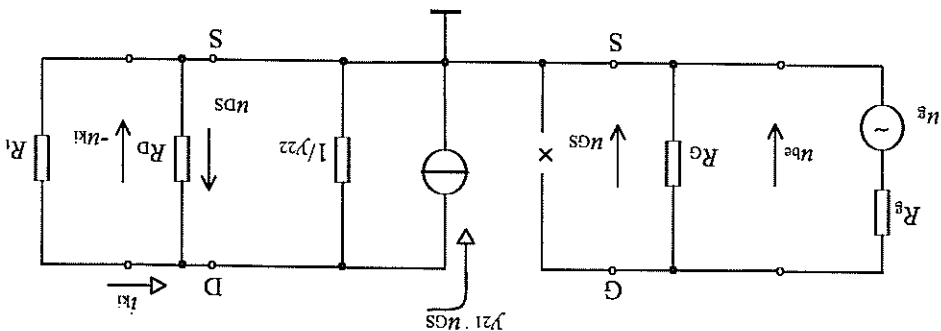


3.15. ábra. A FET munkapontjának megválasztása

A jelleggörbéből leolvashatók a beállítandó értékek: I_{D0} , U_{DS0} , $-U_{GS0}$. A kapcsolás R_G ellenállásán nem folyik áram, mert a FET működési elvéből következően $I_G \equiv 0$. Az R_G ellenálláson ezért nem esik feszültség, vagyis a gate-elektroda feszültsége $U_G \equiv 0$. Az R_S ellenálláson átfolyó $I_S = I_D$ áram a FET source-elektrodáján $U_S = I_D \cdot R_S$ nagyságú pozitív feszültséget hoz létre. Így teljesül a FET működéséhez szükséges azon feltétel, hogy a source-elektrodához képest a gate-elektrodán negatív feszültség legyen, mert $U_G = 0$ V és $U_S = I_D \cdot R_S$. Így a beállítandó munkaponthoz tartozó $-U_{GS0}$ feszültség az R_S ellenállással hozható létre:

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

Az R_g ellenállás nem mérhető, megválasztásának elsődleges szempontja, hogy ne rontsa le a FET nagy bemeneti ellenállását. Szokásos értéke $R_g = 1 \text{ M}\Omega$. A beállított munkapont kis környezetében vezérelve a FET-es alapkapcsolást egy fizisfordító erősítőhöz jutunk, amelynek közepes frekvencián érvényes helyettesítő képe a 3.16. ábrán látható.



3.16. ábra. Közös source-elektódájú kapcsolás helyettesítő képe

A JFET 2.49. ábrán látható helyettesítő képét kiegészítettük az erősítő egyes elemeivel. A helyettesítő kép alapján egyszerűen meghatározhatók a kapcsolás váltakozóáramú jellemzői.

A bemeneti ellenállás megegyezik az gate-ellenállással: $R_{be} = R_g$.

A kimeneti ellenállás:

$$R_{ki} = \frac{1}{Y_{22}} \times R_D$$

A **tesztülségerősítés** értéke a ki- és bemeneti tesztülség hányadosa:

$$A_u = -\frac{n_{ki}}{n_{be}}$$

Mivel a helyettesítő kép alapján:

$$-n_{ki} = Y_{21} \cdot u_{gs} \cdot \left(\frac{1}{Y_{22}} \times R_D \times R_i \right),$$

és a bemeneti tesztülség megegyezik a gate-source tesztülséggel, ezért a tesztülség-erősítés

$$A_u = -Y_{21} \cdot \left(\frac{1}{Y_{22}} \times R_D \times R_i \right).$$

Az áramerősítés FET-es erősítőnél nem jellemző mennyiség, hiszen a FET vezérléséhez nem szükséges áram, a bemeneti áram így zérusnak tekinthető.

10. feladat

Méretezzük a 3.14. ábra kapcsolását!

Adatok: $U_{GS0} = -2$ V; $U_T = 12$ V; $y_{21} = 10$ mA/V; $I_{D0} = 2$ mA; $y_{22} = 5 \cdot 10^{-5}$ S; $U_{DS0} = 5$ V; $R_1 = 20$ k Ω

Számítsuk ki a váltakozó áramú jellemzőket!

A 10. feladat megoldása

$$R_G = 1 \text{ M}\Omega; R_S = \frac{|U_{GS0}|}{2} \cdot \frac{I_{D0}}{2} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{2} = 10^{-3} \Omega; R_S = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$R_D = \frac{U_T - U_{DS0}}{I_{D0}} - R_S = \frac{12 - 5}{2 \cdot 10^{-3}} - 1 \cdot 10^3 = 2,5 \cdot 10^3 \Omega, R_D = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

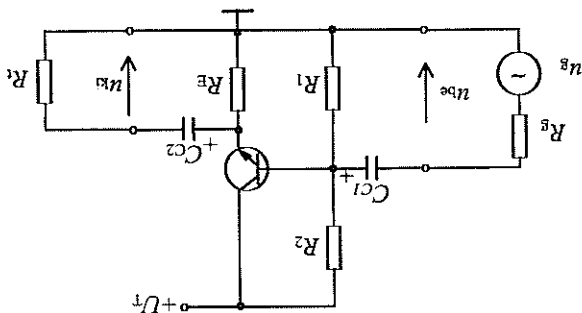
$$A_u = -y_{21} \cdot \left(\frac{1}{1 + y_{22} R_D \times R_1} \right) = -10^{-2} \cdot \left(\frac{5 \cdot 10^{-5}}{1 + 2,5 \cdot 10^3 \times 2 \cdot 10^4} \right) = -20.$$

$$R_{be} = R_G = 1 \text{ M}\Omega;$$

$$R_{ki} = \frac{1}{y_{22}} \times R_D = 2 \cdot 10^4 \times 2,5 \cdot 10^3 = 2,22 \cdot 10^8 \Omega, R_{ki} = 2,22 \text{ k}\Omega.$$

3.1.2. Közös kollektoros és közös drain-elektrodájú alapkapcsolás

A bipoláris tranzisztorral felépített közös kollektoros kapcsolás munkapontját is be kell állítani az előzőekben már leírt szempontok alapján. Ez bázisáram táplálását, vagy bázisosztós módszerrel történhet. A 3.17. ábra egy bázisosztós közös kollektoros kapcsolást mutat.



3.17. ábra. A közös kollektoros alapkapcsolás

Az alapkapcsolás tranzisztortörtnak nincs R_C munkaelellállása, így a munkapont-beállítására alkalmas ellenállások a következők egyenletekből számíthatók ki:

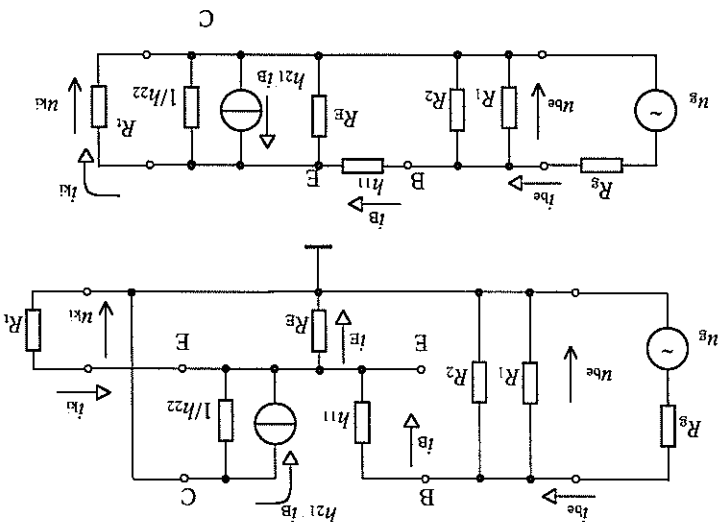
$$U^T = U^{CE0} + I^{C0} \cdot R_E, \quad R_E = \frac{U^T - U^{CE0}}{I^{C0}},$$

$$U^{B0} = I^{C0} \cdot R_E + U^{BE0},$$

$$R_2 = \frac{U^T - U^{B0}}{10 \cdot I^{B0}}, \quad R_1 = \frac{9 \cdot I^{B0}}{U^{B0}}.$$

A beállított munkapont környezetében kis amplitúdójú szinuszos feszültséggel vezérelve a közös kollektoros kapcsolást változik a bázisáram (1. a 3.9. ábrát) és ezzel együtt az emitteráram is. Ez az emitteráram-változás hozza létre a kimeneti feszültséget az emitter-ellenálláson. A változás a bemeneti feszültséggel azonos irányú, ezért a **közös kollektoros kapcsolás nem fordít fázist**. A bemeneti feszültség váltótozását, a nyitott bázis–emitter átmenet miatt, a kimeneti feszültség kis eltéréssel követi. Ezért ezt az áramkört gyakran **emitterkövetőnek** is nevezik.

Az áramkör helyettesítő képe a 3.18. ábra szerinti. A helyettesítő kép alapján meghatározhatók a váltakozó áramú jellemzők, közepes frekvencián.



3.18. ábra. A közös kollektoros erősítő helyettesítő képe

A bemeneti ellenállást a helyettesítő kép alapján számítjuk:

$$R^{be} = \frac{U^{be}}{I^{be}} = \frac{U^{be}}{I^{R1} + I^{R2} + I^B} = \frac{R_1}{1} + \frac{R_2}{1} + \frac{1}{I^B} \cdot \frac{U^{be}}{U^{be}},$$

$$R^{be} = \frac{U^{be}}{I^{be}} = \frac{I^{R1} + I^{R2} + I^B}{U^{be}},$$

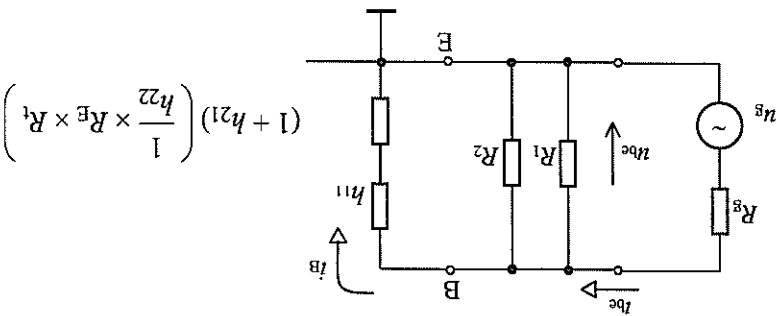
A kifejezés harmadik tagja:

$$\frac{u_B}{i_B} = \frac{u_{BE} + u_{ki}}{i_B} = \frac{h_{11} \cdot i_B + (1 + h_{21}) \cdot i_B \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_E \times R_i \right)}{i_B}$$

Az utolsó két egyenletről:

$$R_{be} = R_i \times R_2 \times \left[h_{11} + (1 + h_{21}) \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_E \times R_i \right) \right]$$

A leírtakat szemlélteti a 3.19. ábra.



3.19. ábra. A bemeneti ellenállás számítása

Korszerű tranzisztorokra igaz, hogy:

$$h_{21} \gg 1 \text{ és } \frac{h_{22}}{1} \text{ nagy értékű, ezért}$$

$$R_{be} \approx R_i \times R_2 \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_i)].$$

A nagy értékű h_{21} miatt a zárójelben lévő mennyiség nagy értékű. Ezért megfelelő R_i és R_2 ellenállások mellett a **közös kollektoros fokozat bemeneti ellenállása nagy** lehet. A **kimeneti ellenállás** számítását hasonlóképpen végezzük, most azonban a bemeneti kör ellenállásait kell a kimeneti körbe transzformálni:

$$R_{ki} = R_E \times \frac{1}{1 + h_{21}} \times (R_g \times R_i \times R_2) + h_{11}.$$

A kimeneti ellenállás egyszerűbben is felírható, ha figyelembe vesszük, hogy

$$\frac{1}{h_{22}} \text{ nagy érték, } h_{21} \gg 1 \text{ és } R_g \ll h_{11}.$$

$$R_{ki} \approx R_E \times \frac{h_{11}}{h_{21}}$$

A feszültséggerjesztés a ki- és bemeneti feszültségek hányadosa:

$$u_{ki} = h_{21} \cdot i_B \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_E \times R_i \right)$$

Az egyszerűbb leírás érdekében vezessük be a következő jelölést:

$$R_E = \frac{h_{22}}{1} \times R_E \times R_i$$

$$u_{be} = u_{ki} + u_{BE} = h_{21} \cdot i_B \cdot R_E + i_B \cdot h_{11}$$

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{h_{21} \cdot i_B \cdot R_E}{h_{21} \cdot i_B \cdot R_E + i_B \cdot h_{11}}$$

$$A_u = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{h_{21}} \cdot R_E}$$

Mivel a $h_{21} \cdot R_E \gg h_{11}$, ezért a nevezőben szereplő tört igen kicsi, vagyis $A_u \approx 1$.

11. feladat

Méretezzük a 3.17. ábrán látható közös kollektoros kapcsolás munkapont-beállító elemét és számítsuk ki a be- és kimeneti ellenállás nagyságát, valamint a feszültség-erősítés pontos értékét!

Adatok: $U_T = 9 \text{ V}$; $U_{CE0} = 6 \text{ V}$; $I_{C0} = 1 \text{ mA}$; $I_{B0} = 10 \text{ }\mu\text{A}$; $U_{BE0} = 0,6 \text{ V}$, $R_E = 10 \text{ }\Omega$; $R_i = 10 \text{ }\Omega$; $h_{11} = 2 \text{ }\Omega$; $h_{21} = 200 \text{ }\Omega$; $h_{22} = 10^{-5} \text{ S}$.

A 11. feladat megoldása

$$U_T = U_{CE0} + I_{C0} \cdot R_E; R_E = \frac{U_T - U_{CE0}}{I_{C0}} = \frac{9 - 6}{10^{-3}} = 3 \text{ k}\Omega.$$

$$U_{B0} = I_{C0} \cdot R_E + U_{BE0} = 3 + 0,6 = 3,6; U_{B0} = 3,6 \text{ V.}$$

$$R_i = \frac{U_{B0}}{9 \cdot I_{B0}} = \frac{3,6}{9 \cdot 10^{-5}} = 4 \cdot 10^4 \text{ }\Omega, R_i = 40 \text{ k}\Omega.$$

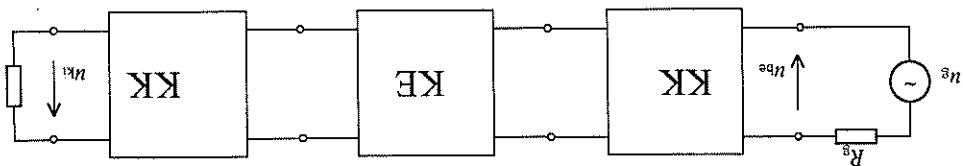
$$R_2 = \frac{U_T - U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}} = \frac{5,4}{10^{-4}} = 5,4 \cdot 10^4 \text{ }\Omega, R_2 = 54 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{be} \approx R_i \times R_2 \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_i)] = 40 \times 54 \times [2 + 200(3 \times 10)] = 23 \times 463,5 = 21,9 \text{ k}\Omega, R_{be} \approx 22 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{ki} = R_E \times \frac{h_{21}}{h_{11}} = 3 \times \frac{200}{2} = 3 \times 0,01 = 9,97 \, \Omega, \quad R_{ki} = 9,9 \, \Omega.$$

$$A_v = \frac{1}{1 + \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{R_E} \times R_i \times R_l \right)} = \frac{1}{1 + \frac{200 \cdot (100 \times 3 \times 10)}{2}} = \frac{1}{1 + 4,4 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{1,0044} = 0,996.$$

A feladat eredményeiből is látható, hogy a közös kollektoros alapkapcsolás feszültséggerősítése jó közelítéssel egységnyi, a kapcsolás tehát feszültséggerősítésre nem használható. Alkalmazási területét a nagy bemeneti ellenállása és a kis kimeneti ellenállása határozza meg. A nagy bemeneti ellenállás miatt a közös kollektoros fokozat kevésbé terheli a meghajtó generátort. A kis kimeneti ellenállás a terhelés jó feszültséggenerátoros meghajlását teszi lehetővé. A közös kollektoros fokozatot **illesztő áramkörként** használjuk ezért a generátor és a nagy erősítést biztosító közös emitteres fokozat bemenete, valamint a közös emitteres fokozat kimenete és a terhelés között. A szokásos elrendezés a **3.20.** ábrán látható.



3.20. ábra. Közös kollektoros illesztőfokozatok

12. feladat

A 3.20. ábra szerinti elrendezésben két egyforma közös kollektoros erősítőt használunk. Számítsuk ki a kimeneti feszültség értékét!

Végezzük el a számítást arra az esetre is, amikor a generátor közvetlenül a közös emitteres kapcsolást vezérli és a terhelés is a közös emitteres erősítő kimenetére csatlakozik!

Adatok: $u_g = 10 \text{ mV}$; $R_{bekk} = 20 \text{ k}\Omega$; $R_{bekk} = 1 \text{ k}\Omega$; $R_i = 100 \, \Omega$; $R_{kikk} = 5 \, \Omega$; $R_{kikk} = 300 \, \Omega$; $R_i = 500 \, \Omega$; $A_{ukku} = 0,99$; $A_{ukeu} = -15$.

A 12. feladat megoldása

$$u_{bekk} = u_g \cdot \frac{R_{bekk}}{R_g + R_{bekk}} = 10 \cdot \frac{20}{20 + 0,1} = 9,95 \text{ mV}.$$

$$u_{kikk} = u_{bekk} = 0,95 \cdot 0,99 = 9,85 \text{ mV.}$$

$$u_{beke} = u_{kikk} = \frac{R_{beke}}{R_{beke} + R_{kikk}} = 9,85 \cdot \frac{1 + 5 \cdot 10^{-3}}{1} = 9,8 \text{ mV.}$$

$$u_{kikkeu} = u_{beke} \cdot A_{ukku} = 9,8 \cdot (-15) = -147 \text{ mV.}$$

$$u_{bekk} = u_{kikkeu} \cdot \frac{R_{bekk} + R_{kikke}}{R_{bekk}} = -147 \cdot \frac{20 + 0,3}{20} = -144,8 \text{ mV.}$$

$$u_{kikk} = u_{bekk} \cdot A_{ukku} = -144,8 \cdot 0,99 = 143,4 \text{ mV.}$$

$$u_{ki} = u_{kikk} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_{kikk}} = -143,4 \cdot \frac{500}{500 + 5} = 142 \text{ mV.}$$

Közös kollektoros fokozat nélkül:

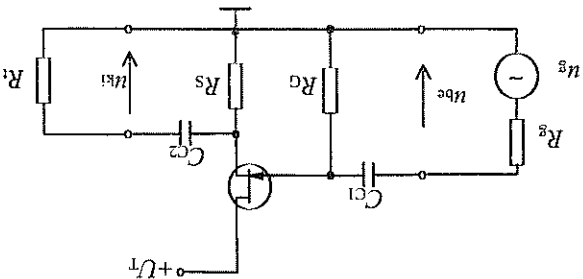
$$u_{beke} = u_g \cdot \frac{R_{beke}}{R_{beke} + R_g} = 10 \cdot \frac{1}{1 + 0,1} = 9,1 \text{ mV.}$$

$$u_{kikkeu} = u_{beke} \cdot A_{uke} = 9,1 \cdot (-15) = -136,5 \text{ mV.}$$

$$u_{ki} = u_{kikkeu} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_{kikke}} = -136,36 \cdot \frac{500 + 300}{500} = -85,2 \text{ mV.}$$

A feladatból jól érzékelhető a földelt kollektoros fokozat illesztő szerepe, hiszen alkalmazásával a kimeneti feszültség 142 mV, egyébként pedig csak 85,2 mV, tehát 40%-kal kevesebb.

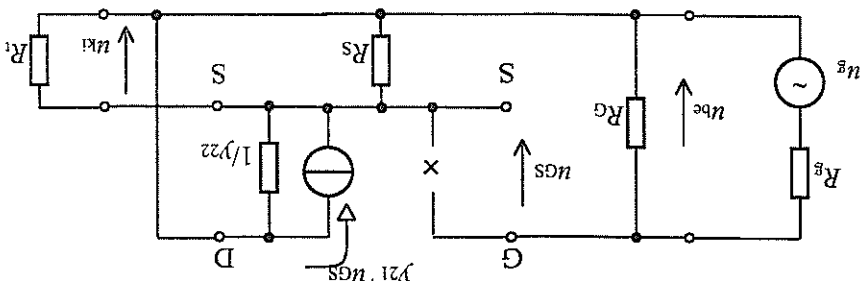
A 3.21. ábra n csatornás záróretéges térvezérlésű tranzisztorral felépített közös drain elektrodájú kapcsolást mutat.



3.21. ábra. Közös drain-elektrodájú kapcsolás

Váltakozó áramú jellemzőinek számítása a helyettesítő kép alapján történik, amelyet a FET helyettesítő képek felhasználásával rajzolunk fel, csatlakoztatva hozzá az erősítőkapcsolás külső elemeit. Ezt mutatja a 3.22. ábra.

3.22. ábra. A közös drain elektrodájú kapcsolás helyettesítő képe



A be- és kimeneti ellenállás közvetlenül meghatározható a helyettesítő képből:

$$R_{be} = R_G; \quad R_{ki} = \frac{1}{1} \times R_S \times \frac{y_{22}}{y_{21}}$$

A feszültséggyarapítás számításához írjuk fel a helyettesítő kép alapján a kimeneti feszültséget

$$u_{ki} = y_{21} \cdot u_{GS} \cdot \left(\frac{1}{1} \times R_S \times R_L \right)$$

Bevezetve, hogy

$$R_S = \frac{1}{1} \times R_S \times R_L$$

és felhasználva a helyettesítő képből látható $u_{GS} = u_{be} - u_{ki}$ összefüggést, a kimeneti feszültség értéke $u_{ki} = y_{21} \cdot R_S \cdot u_{be} - y_{21} \cdot R_S \cdot u_{ki}$, $u_{ki}(1 + y_{21} \cdot R_S) = u_{be} \cdot y_{21} \cdot R_S$. Ebből kifejezve a ki- és bemeneti feszültség hányadosát:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{y_{21} \cdot R_S}{1 + y_{21} \cdot R_S} = \frac{1}{1 + \frac{y_{21} \cdot R_S}{1}}$$

Az erősítés értéke a képlet alapján $A_u < 1$.

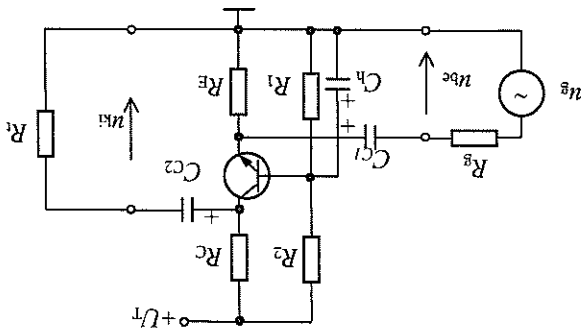
A közös drain-elektrodájú kapcsolás előző összefüggésekből számítható jellemzőinek gyakorlati értékeiről megjegyezzendők:

- bemeneti ellenállása nagy, mivel megegyezik az R_G értékével, ennek szokásos értéke pedig $1 \text{ M}\Omega$. Ez nagyobb érték, mint ami a közös kollektoros kapcsolással elérhető,
- a kapcsolás nem fordít fázist, erősítése kisebb mint egy, ha a kimeneti kör R_{is} eredő ellenállása $k\Omega$ nagyságrendű, akkor az erősítése közel egységnyi,

- kimeneti ellenállása néhány száz ohm. Ez az érték nagyobb, mint a közös kollektoros kapcsolásé, így a közös kollektoros kapcsolás jobb feszültséggenerátoros meghajtást ad a terhelésnek.
- A záróréteges térvezérlésű tranzisztor helyett a megismert kapcsolásokban, más típusú munkapont-beállítással, MOSFET tranzisztorokat is alkalmazhatunk.

3.1.3. Közös bázisú és közös gate-elektrodájú kapcsolás

A közös bázisú fokozat kapcsolási rajza a 3.23. ábrán látható.



3.23. ábra. Közös bázisú alapkapcsolás

A tranzisztor munkapont-beállítása megegyezik a közös emitteres kapcsolás munkapont-beállítással. A kapcsolás új eleme az C_h *hídegitő* kondenzátor, amelynek feladata, hogy a tranzisztor bázisát váltakozó áramú szempontból leföldelje. A kisjelű vezérlés a tranzisztor emitterére kerül, ezért a munkapont környezetében az U_{BE} feszültséget változtatja. A közös emitteres kapcsolással összehasonlítva megállapítható, hogy a közös emitteres erősítő bemeneti feszültsége a bázist vezérli az emitterhez képest, a közös bázisú erősítő vezérlése pedig az emitterben történik a bázishoz képest. Mindkét esetben tehát a vezérlés a tranzisztor bázis–emitter feszültségét változtatja.

A váltakozó áramú jellemzők meghatározása a 3.24. ábrán látható helyettesítő kép alapján lehetséges.

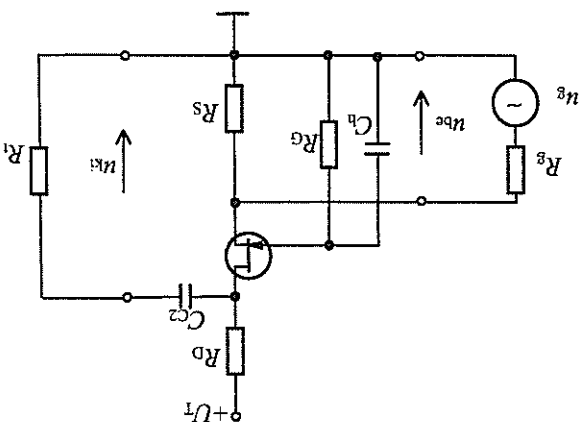
A jellemzők meghatározásánál elhanyagoljuk az $1/h_{22}$ mennyiséget, mert értéke sokkal nagyobb, mint a hozzá kapcsolódó ellenállásoké.

A bemeneti ellenállás számításához a h_{11} ellenállást az emitterkörbe kell transzformálni, felhasználva, hogy az emitteráram a bázisáramnak körülbelül h_{21} -szerese.

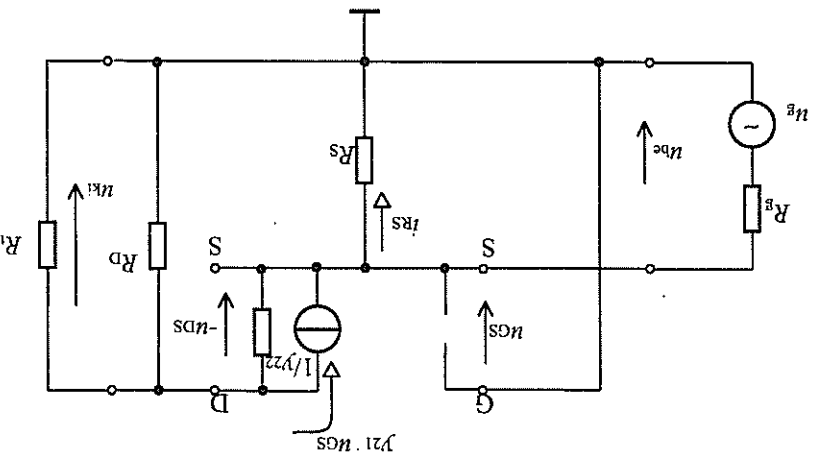
$$R_{be} \approx \frac{h_{11}}{h_{21}} \times R_E.$$
$$n_{\text{B}} = h_{21}^{\text{B}} \cdot (R^{\text{C}} \times R^{\text{I}}); \quad i_{\text{B}} = \frac{h_{11}^{\text{B}}}{n_{\text{B}}};$$
$$A_v = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot (R_C \times R_L)$$

A közös gate-elektrodájú kapocsolás felépítése a 3.25. ábrán látható. A vezérlő-elektrodára a C_h hidegítő kondenzátoron keresztül zérus potenciálra kapcsолоódik. A kapocsolás vezérlése a FFT U_{GS} feszültségének változtatásával történik úgy, hogy

a source-elektroda feszültségét változtatja a bemeneti feszültség, a gate-elektrodához képest. A váltokozó áramú jellemzők a 3.26. ábrán látható helyettesítő kép-pel határozhatók meg, az $1/y_{22}$ kimeneti ellenállás elhanyagolásával.



3.25. ábra. Közös gate elektrodájú kapcsolás



3.26. ábra. A közös gate-elektrodájú kapcsolás helyettesítő képe

A be- és kimeneti ellenállás a helyettesítő kép szerint:

$$R_{be} \approx R_S; \quad R_{ki} \approx R_D.$$

A kimeneti feszültség értéke:

$$u_{ki} = y_{21} u_{GS} (R_D \times R_i) = y_{21} u_{be} (R_D \times R_i).$$

Ezt felhasználva a feszültséggerjesztés:

$$A_u = y_{21} (R_D \times R_i).$$

3.1.4. Többfokozatú erősítők

A gyakorlati alkalmazások nagy részében egyetlen erősítőfokozat erősítése nem elégséges. Többfokozatú erősítőt kell alkalmazni akkor is, ha egy fokozat erősítése ugyan elegendő lenne, de a bemeneti, ill. a kimeneti ellenállás értéke nem megfelelő. A több, egymás után kapcsolt erősítőfokozatot **lánckapcsolásnak** nevezzük. A láncba kapcsolt erősítőfokozatok eredő erősítése az egyes fokozatok erősítésének szorzata:

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \dots$$

Az egyes fokozatok erősítését dB-ben kifejezve az eredő erősítés dB-ben kifejezett értéke:

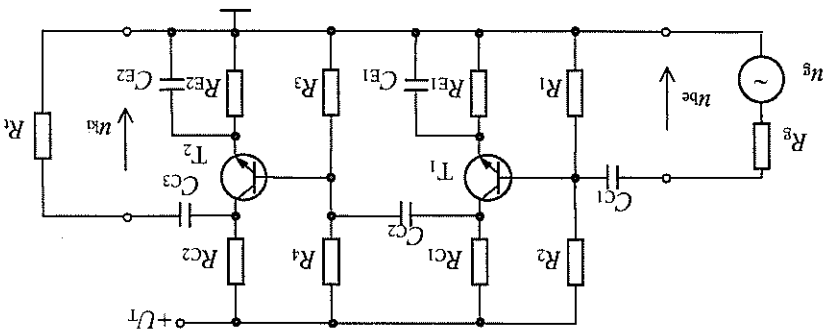
$$A_{u\text{dB}} = A_{u1\text{dB}} + A_{u2\text{dB}} + A_{u3\text{dB}} + \dots$$

Az eredő bemeneti ellenállás az első fokozat bemeneti ellenállása, a kimeneti ellenállás pedig az utolsó fokozat kimeneti ellenállása lesz:

$$R_{\text{be}} = R_{\text{be1}}; R_{\text{ki}} = R_{\text{kiutolsó}}$$

Az egyes erősítőfokozatok összekapcsolása történhet RC csatolással, induktív csatolással és galvanikus csatolással.

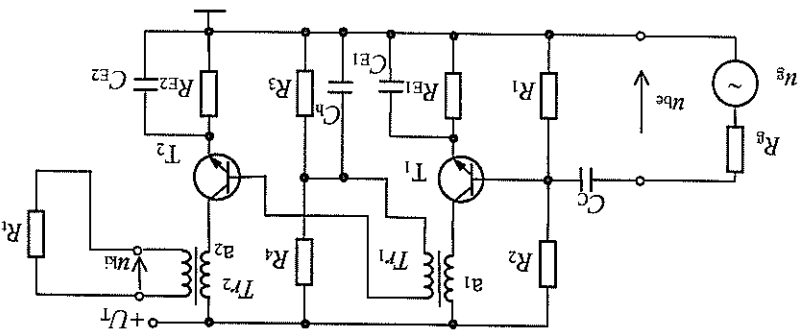
Az **RC csatolású erősítőláncban** az egyes fokozatok között csatoló kondenzátor teszi lehetővé a kapcsolatot váltakozó áramú szempontból. Egyenáramú szempontból viszont elválasztja egymástól az egyes fokozatokat, lehetőséget adva ezzel arra, hogy a fokozatok munkapontját függetlenül állítsuk be. Így a láncba kapcsolt erősítők mindegyike a legkedvezőbb munkapontban működhet. A **3.27.** ábra egy kétfokozatú erősítőláncot mutat, közös emitteres erősítőkből felépítve.



3.27. ábra. RC-csatolású erősítő

A **transzformátoros csatolású erősítő**ekben a fokozatok egyenáramú elválasztása és a váltakozó feszültség csatolása transzformátorral történik, amint azt a **3.28.** ábra mutatja.

3.28. ábra. Transzformátoros csatolási erősítő

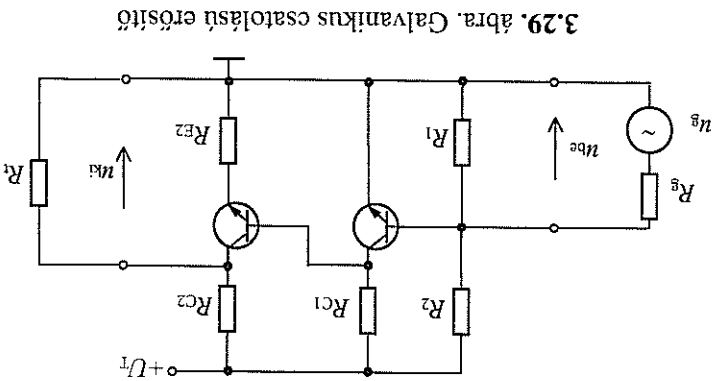


A T_1 tranzisztor munkakiellenállása ebben az esetben a második fokozat bemeneti ellenállásának a kollektorkörbe transzformált értéke. A T_2 munkakiellenállása pedig az R_1 terhelés T_2 által transzformált értéke.

A transzformátor alkalmazásának előnye, hogy az áttétel helyes megválasztásával illeszthető a két egyenáramú követő fokozat ki- és bemeneti ellenállása, ill. az utolsó fokozatnál a kimeneti ellenállás és a terhelés.

A transzformátoros csatolás hátránya, hogy a vasmag nemlineáris mágnesesési görbéje miatt az erősítendő szinuszos jel alakja eltorzul, nagyfrekvencián pedig a transzformátor frekvenciafüggése miatt csökken az átvitel, vagyis a kimeneti jel nagysága.

A **galvanikus (közvetlen) csatolású erősítő**ban az egyes fokozatok között egyenáramú csatolás van, ezért az ilyen erősítőánc **egyenfeszültség erősítésére** is alkalmas. Természetesen ilyenkor emitterkondenzátort sem célszerű alkalmazni. Kétfokozatú, egyencsatolt erősítőt mutat a 3.29. ábra.

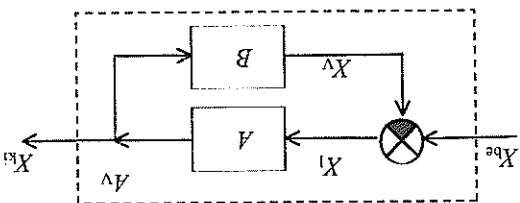


3.29. ábra. Galvanikus csatolási erősítő

A láncon csak az első fokozat munkapontja állítható be bázisosztóval vagy bázis-áram-táplálással, a további fokozatok munkapontja a galvanikus csatolás miatt már meghatározott. Az ábrán látható erősítőnél ez azt jelenti, hogy a második fokozat munkaponti bázisfeszültsége megegyezik az első fokozat kollektorán lévő egyenfeszültséggel. Így az egyes fokozatok nem üzemelhetnek ideális munkapontban. Jó minőségű jellemzőkkel rendelkező egyenfeszültségű erősítők csak bonyolult kapcsolással építhetők, ilyenek az integrált műveleti erősítők, amelyeket a tankönyv 4. fejezetében ismerhetünk meg.

3.2. Visszacsatolások

A visszacsatolás az erősítők jellemzőinek módosítására, ill. speciális feladatokat el-
látó áramkörök létrehozására való áramköri megoldás.
Gyakorlati megvalósítása úgy történik, hogy az erősítő kimeneti jeleinek egy részét visszavezetjük a bemenetre. Az erősítőt így a visszacsatolt jel és az eredeti bemeneti jel együttesen vezérli. Abban az esetben, ha a visszacsatolt jel ellentétes fázisú az eredeti bemeneti jelhez képest, akkor az erősítő bemenetére a két jel különbsége jut. A visszacsatolásnak ez a fajtája a **negatív visszacsatolás**.
Ha a bemeneti jel és a visszacsatolt jel azonos fázisú, akkor a két jel összege vezérli az erősítőt, ezt **pozitív visszacsatolásnak** nevezzük. A visszacsatolás rendszer-
technikai megvalósítását a hatásláncban tanulmányozhatjuk. Ezt mutatja a 3.30. ábra.



3.30. ábra. A visszacsatolás hatásláncja

A hatáslánc elemei a következők:

- az X mennyiségek a jelek, lehetnek feszültségek vagy áramok. Az X_{be} bemeneti jel és az X_v visszacsatolt jel összege, vagy különbsége, az X_i vezérlőjel jut az erősítő bemenetére,
- az erősítő, amelynek átvitele $A = \frac{X_i}{X_{ki}}$

- a visszacsatoló hálózat, amelynek feladata a kimeneti jel egy részének vissza-juttatása a bemenetre. A visszacsatolt jel nagyságát a hálózat B visszacsatoló-si tényezője határozza meg
- visszacsatolt erősítő (szaggatott vonallal jelölve). A visszacsatolással módosi-

$$B = \frac{X_v}{X_{ki}},$$

tott jellemzőkkel rendelkező erősítő. Átvitele:

$$A_v = \frac{X_{ki}}{X_{be}}.$$

A hatáslanc alapján felírhatók a visszacsatolásra jellemző legfontosabb összefüggések. **Negatív visszacsatolás** esetén a vezérlőjel $X_1 = X_{be} - X_v$, így az erősítő kimeneti je-le ennek erősítésszerece, $X_{ki} = A \cdot (X_{be} - X_v) = A \cdot X_{be} - A \cdot X_v$.

Felhasználva, hogy $X_v = B \cdot X_{ki}$, a kimeneti feszültség értéke $X_{ki} = A \cdot X_{be} - A \cdot B \cdot X_{ki}$. Ebből kifejezhető a visszacsatolt átvitel:

$$A_v = \frac{X_{ki}}{X_{be}} = \frac{1}{1 + B \cdot A}.$$

A visszacsatolt erősítő átvitele tehát negatív visszacsatolás esetén kisebb, mint az eredeti átvitel. A csökkenés nagyságát meghatározó $1 + B \cdot A$ mennyiséget a **viszsa-csatolás mértékének** nevezzük. A kifejezésben szereplő $B \cdot A$ mennyiség a hurokban lévő egységek eredő átvitele, ezért ennek neve **hurokerősítés**: $H = B \cdot A$.

Posztív visszacsatolásonál a vezérlőjel értékét a visszacsatolt és a bemeneti jel összege adja: $X_1 = X_{be} + X_v$.

Ezt az előző levezetésben figyelembe véve a visszacsatolt átvitel értéke:

$$A_v = \frac{1}{1 - B \cdot A}.$$

A hurokerősítés nagyságától függően három eset lehetséges:

1. $H < 1$. Ilyenkor a visszacsatolt átvitel nagyobb lesz, mint az eredeti átvitel.
2. $A \cdot H > 1$ eset fizikailag azt jelentené, hogy a visszacsatolt jel nagyobb, mint amekkora a kimeneti jel létrehozásához szükséges lenne. Ennek következmé-nye állandóan növekvő kimeneti feszültség lenne. Ez az erősítőtechnikában nem értelmezhető állapot.
3. Ha $H = 1$, akkor a visszacsatolás mértéke éppen nulla, vagyis matematikailag a visszacsatolt átvitel végtelen. Ez fizikailag azt jelentené, hogy nulla beme-neti jel esetén is szolgáltat az áramkör kimeneti jelet. Az erősítőnek erre az ál-lapotára azt mondjuk, hogy az erősítő **begerjed**. Ez nem megengedhető, hi-szen így az erősítő nem használható.

Összefoglalva a pozitív visszacsatolásról leírtakat, megállapítható, hogy a hurok-erősítés értékétől függően a visszacsatolt erősítő működése bizonytalanná válhat. Ezért az **erősítéstechnikában pozitív visszacsatolást nem használunk**.

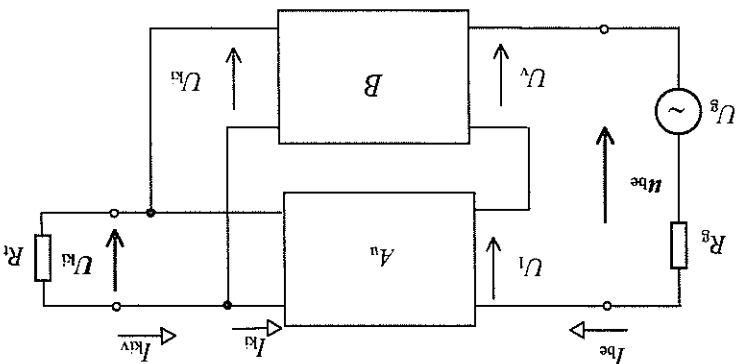
Egyetlen olyan áramkör típus van amelynél a pozitív visszacsatolás $H = 1$ esetét használjuk ki. Ez az áramkör a 6.3. alfejezetben ismertetendő szinuszos oszcillátor.

3.2.1. Negatív visszacsatolás

A visszacsatolás gyakorlati megvalósítására négy lehetőség van. Elkészíthetjük a visszacsatolást úgy, hogy a visszacsatolt jel a kimeneti feszültséggel vagy a kimeneti árammal legyen arányos, és ezt a jelet az erősítő bemenetére vezethetjük a bemeneti jellel sorosan vagy párhuzamosan. Létréhozhatunk tehát:

- soros feszültség-,
- soros áram-,
- párhuzamos feszültség-,
- párhuzamos áram-visszacsatolást.

A **soros feszültség-visszacsatolás** hatásláncja a 3.31. ábrán látható.



3.31. ábra. Soros feszültség-visszacsatolás

A visszacsatolási tényező soros feszültség-visszacsatolás esetén feszültségátviteli jellegű mennyiség

$$B = \frac{U_v}{U_k}$$

A hurokerősítés és a visszacsatolás mértéke:

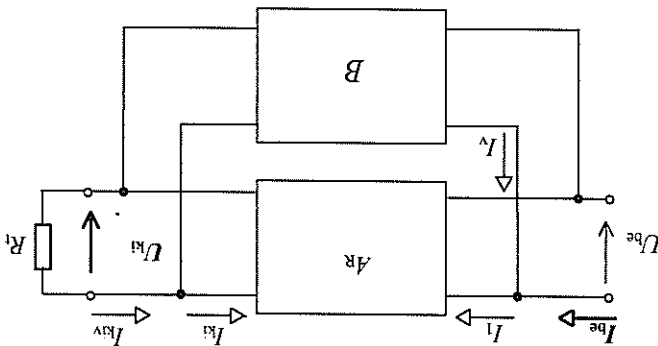
$$H = B \cdot A_u; \quad F = 1 + B \cdot A_u$$

A *Függelékben* részletezettek szerint soros feszültség-visszacsatolásnál a visszacsatolás mértékével csökken az erősítő eredeti feszültség-erősítése és kimeneti ellenállás-

Jan mard

$$R_{\text{bev}} = R_{\text{be}} \cdot (1 + B \cdot A_u); \quad A_{\text{iv}} = A_{\text{v}}.$$

A parhuzamos feszültség-visszacsatolás elvi hálalánc a 3.32. ábra szerint láti.



3.32. ábra. Parhuzamos feszültség-visszacsatolás

A visszacsatoló hálózat ebben az esetben vezetés jellegű mennyiség, hiszen a kimeneti feszültséggel arányos I_V visszacsatolt áramot juttat az erősítő bemenetére:

$$B = \frac{U_k}{I_v}.$$

A visszacsatolt áram csökkent az eredeti bemeneti áramot, és ezért csökkén a kimeneti feszültség is. Végeredményben tehát az ilyen visszacsatolás az erősítő kimeneti feszültsége és bemeneti árama közötti átviteli módosítja. Ezt az átviteli **ellenállás-átvitelnek** nevezzük

átvitelnek nevezjük

$$A_R = \frac{I_l}{U_{kl}}.$$

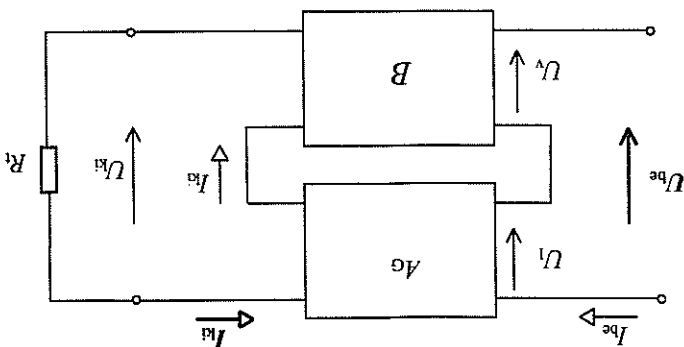
A hurokerosités és a visszacsatolás mértéke $H = B \cdot A_R$; $F = 1 + B \cdot A_R$.

A fuggelékben található részletes levezetés szerint a visszacsatolás mértékének megfelelően csökken az áramátvitel, a be- és kimeneti ellenállás, nem változik a feszültséggerjesztés

szültségerősítés

$$A_{iv} = \frac{A_i}{1 + B \cdot A_R}; \quad A_{uv} = A_u; \quad R^{be} = \frac{R_{be}}{1 + B \cdot A_R}; \quad R^{klv} = \frac{R_{klv}}{1 + B \cdot A_R}.$$

A soros áram-visszacsatolást megvalósító hálózat a 3.33. ábrán látható.



3.33. ábra. Soros áram-visszacsatolás

A visszacsatoló hálózat a kimeneti árammal arányos feszültséget csatol vissza a be-
menetre, ezért a visszacsatolási tényező:

$$B = \frac{U_v}{I_{ki}}$$

A visszacsatolt feszültség csökkenti az erősítő eredeti bemeneti feszültségét, és enni
csökken a kimeneti áram is. Az erősítőnek tehát a kimeneti áramból és a bemeneti fe-
szültségből számítható átvitelét változtatja meg a visszacsatolás. Ez az átvitel vezetés
jellegű mennyiség, ezért **vezetésátvitelnek** hívjuk:

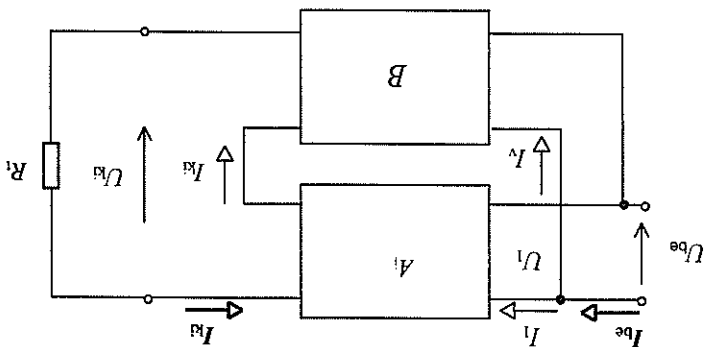
$$A_G = \frac{I_{ki}}{U_1}$$

A visszacsatolási tényező és a vezetés-átvitel felhasználásával a hurokerősítés és a
visszacsatolás mértéke $H = B \cdot A_G$; $F = 1 + B \cdot A_G$.
A visszacsatolás jellegének megfelelően, a *Függelékben* részletezettek szerint
csökken a feszültség-erősítés, nő a be- és kimeneti ellenállás, nem változik az
áramerősítés:

$$A_{uv} = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_G}; A_{iv} = A_i;$$

$$R_{be} = R_{be}(1 + B \cdot A_G); R_{ki} = R_{ki}(1 + B \cdot A_G).$$

Az előzőekből már egyértelműen következik a 3.34. ábrán látható **párhuzamos
áram-visszacsatolást** megvalósító hálózat.



3.34. ábra. Párhuzamos áram-visszacsatolás

A visszacsatoló hálózat a kimeneti árammal arányos visszacsatolt áramot hoz létre, amely csökkenti az erősítő bemeneti áramát és emiatt csökken a kimeneti áram is.

$$B = \frac{I_v}{I_{ki}}$$

Az erősítő-visszacsatolás miatt módosuló átvitele az áramátvitel:

$$A_1 = \frac{I_{be}}{I_{ki}}$$

A hurokerősítés és a visszacsatolás mértéke $H = B \cdot A_1$; $F = 1 + B \cdot A_1$.

Az erősítésjellemzők a *Függelék* szerint a visszacsatolás mértékének megfelelően úgy módosulnak, hogy csökken az áramerősítés és a bemeneti ellenállás, nő a kimeneti ellenállás, nem változik a feszültség erősítés:

$$A_v = \frac{A_1}{1 + B \cdot A_1}; \quad A_{kv} = A_u;$$

$$R_{be} = \frac{1 + B \cdot A_1}{R_{ki}}; \quad R_{kv} = R_{ki} \cdot (1 + B \cdot A_1).$$

Összefoglalva a negatív visszacsatolás erősítő jellemzőkre gyakorolt hatását, a következőket állapíthatjuk meg:

- a visszacsatolás minden esetben a visszacsatolás mértékének megfelelően módosítja az erősítési jellemzőket,
- a visszacsatolás mértékét meghatározó hurokerősítés a visszacsatolás típusától függő visszacsatolási tényezőből és az erősítésből számítható,
- soros típusú visszacsatolásnál csökken a feszültség erősítés és nő a bemeneti ellenállás. Az áramerősítés változatlan marad,

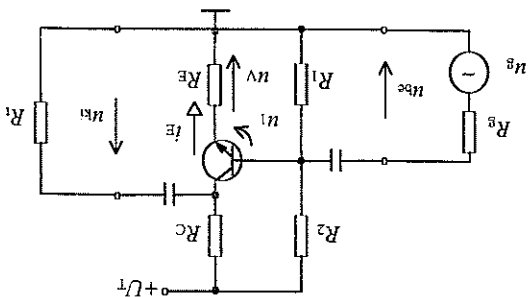
- ### 3.2.2. Visszacsatolások az erősítőben

A leggyakrabban előforduló célok pl.

- kalmás erre a feladatra,

- nagy feszültségerosítést, nagy bemeneti és kis kimeneti ellenállást érhetünk el, ha többfokozatú erősítőben soros feszültség-visszacsatolást hozunk létre.

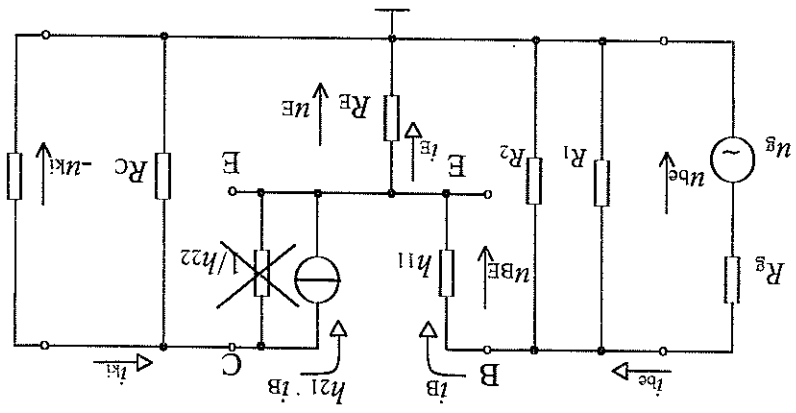
3.35. Abra mutajā.



3.35. ábra. Soros negatív áram-visszacsatolás

Az emitter-ellenálláson átfolyó $I_E = I_C$ kimeneti árammal arányos áram hozza létre a visszacsatolt feszültséget, ami a tranzisztor emitterére kerül, sorba kapcsolódva a bázison lévő bemeneti feszültséggel. A visszacsatolt erősítő jellemzőinek számításához nyújt segítséget a 3.36. ábrán látható helyettesítő kép.

3.36. ábra. Közös emitteres erősítő soros negatív áram-visszacsatolással



A számítások egyszerűsítéséhez elhanyagoljuk a tranzisztor h_{22} paraméterét, ami korszerű tranzisztoroknál nem jelent számottevő hibát: $h_{22} \approx 0$, ill. $i_E \approx i_C$.
 A **visszacsatolt feszültségerősítés** számításához írjuk fel a kimeneti feszültség értékét:

$$u_{ki} = i_C \cdot (R_C \times R_f) = -h_{21} \cdot i_B \cdot (R_C \times R_f),$$

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

$$A_{uv} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-h_{21} \cdot i_B \cdot (R_C \times R_f)}{h_{11} \cdot i_B + h_{21} \cdot i_B \cdot R_E} = \frac{-\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot (R_C \times R_f)}{1 + \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot R_E}.$$

Tehát

$$A_{uv} = \frac{1 + \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot R_E}{A_u}.$$

Az eredményt összehasonlítva a visszacsatolás általános képletével megállapítható, hogy a visszacsatolási tényező értéke:

$$B = \frac{R_E}{R_E \times R_f},$$

$$B \cdot A_g = \frac{R_C \times R_f}{R_E} \cdot \frac{h_{11}}{h_{21}}.$$

a hurokerősítés pedig

A bemeneti ellenállás számításához a bemeneti körre felírható, hogy

$$i_{be} = i_B + i_{RB} = \frac{u_{be}}{R_1 \times R_2} + \frac{R_1 \times R_2}{h_{11} + h_{21} \cdot R_E} \cdot u_{be} \cdot \frac{R_1 \times R_2}{h_{11} + h_{21} \cdot R_E} \cdot \frac{1}{1}$$

$$i_{be} = \frac{R_1 \times R_2 \times (h_{11} + h_{21} \cdot R_E)}{u_{be}}$$

Ebből

$$R_{bev} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = R_1 \times R_2 \times (h_{11} + h_{21} \cdot R_E)$$

Átalakítva az egyenletet, felismerhető a visszacsatolt bemeneti ellenállásra vonatkozó összefüggés

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

A visszacsatolás tehát a tranzisztor h_{11} bemeneti ellenállásának értékét növeli meg a visszacsatolás mértékének megfelelően.

A kimeneti ellenállás számítása a h_{22} elhanyagolása miatt egyszerű:

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiv}}{i_{kiv}} = \frac{h_{21} \cdot i_B}{h_{21} \cdot i_B} \cdot R_C = R_C$$

A visszacsatolás a tranzisztor $1/h_{22}$ kimeneti ellenállását növelné meg a visszacsatolás mértékének megfelelően. Az R_C -hez viszonyítva azonban már eredetileg is nagy értékű volt, ezért elhanyagoltuk.

Az áramerősítés:

$$A_{iv} = \frac{i_{ki}}{i_{ki}} = \frac{u_{be}}{R_i} = \frac{u_{be}}{R_i} \cdot \frac{R_i}{R_{bev}} = A_{uv} \cdot \frac{R_i}{R_{bev}} \cdot |A_{uv}| \cdot \frac{R_i}{R_{bev}}$$

13. feladat

Számítsuk ki a 3.35. ábrán látható visszacsatolt erősítő be- és kimeneti ellenállását,

tesztültség- és áramerősítést!

Adatok: $U_T = 10$ V; $R_C = 2$ k Ω ; $R_1 = 4,7$ k Ω ; $R_2 = 8,8$ k Ω ; $R_3 = 42$ k Ω ; $R_E = 500$ Ω ; $h_{11} = 3,5$ k Ω ; $h_{21} = 250$; $h_{22} = 0 \Rightarrow$ elhanyagolható.

A 13. feladat megoldása

Visszacsatolás nélkül (van C_E) az erősítő jellemzői a következők lennének:

$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11} = 8,8 \times 42 \times 3,5 = 2,36 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ki} = R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = - \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot (R_C \times R_i) = - \frac{250}{3,5} \cdot (2 \times 4,7) \approx -100,$$

$$A_i = |A_u| \cdot \frac{R_i}{R_{be}} = 100 \cdot \frac{4,7}{2,3} = 50,2.$$

A soros áram-visszacsatolást figyelembe véve a visszacsatolás mértéke:

$$1 + \frac{h_{21}}{250} \cdot R_E = 1 + \frac{3,5}{250} \cdot 0,5 = 36,7,$$

$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11} \cdot 36,7 = 42 \times 8,8 \times 3,5 \cdot 36,7 = 6,9 \text{ k}\Omega.$$

A bemeneti ellenállás tehát kb. háromszorosára növekedett.

$$R_{kv} \cong R_C = 2 \text{ k}\Omega.$$

A kimeneti ellenállás az áram-visszacsatolás miatt elvileg növekedne, a növekedés azonban az $1/h_{22}$ paraméterre hárma. Ez azonban már eredetileg is olyan nagy értéku, hogy a számtításoknál elhanyagoltuk a visszacsatolás nélküli esetben is.

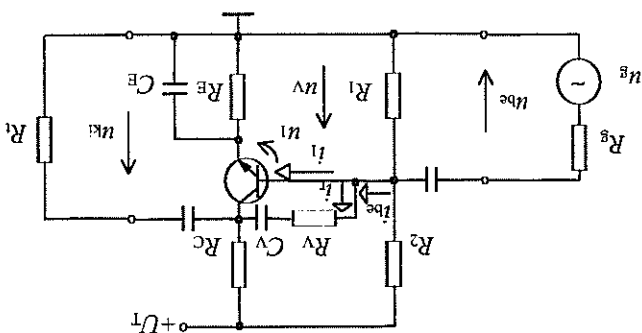
$$A_{uv} = -\frac{A_u}{100} = -\frac{36,7}{100} = -2,7.$$

A feszültséggerősítő erősítése tehát közel 37-ed részére csökkent a visszacsatolás miatt.

$$A_{iv} = |A_{uv}| \cdot \frac{R_{be}}{R_i} = 2,7 \cdot \frac{4,7}{6,9} = 3,96.$$

A soros áram-visszacsatolás hatásának általános vizsgálataánál az előző fejezetben azt az eredményt kaptuk, hogy az áramerősítés értékét a visszacsatolás nem változtatja meg. A példa utolsó eredménye azonban jelentős áramerősítés-változást mutat. Ennek oka az, hogy az erősítő alapkapcsolásokban a bázisosztó miatt a bemeneti ellenállás sem a visszacsatolás mértékének megfelelően változik. A visszacsatolt áramerősítés kiegészíté szerint akkor nem változna az áramerősítés, ha annyival növe a bemeneti ellenállás, amennyivel csökken a feszültséggerősítés. Megállapíthatjuk tehát, hogy a visszacsatolásra vonatkozó általános képletek nem az erősítőre, hanem az erősítőösszköze vonatkoznak.

A kimeneti ellenállás csökkentésére alkalmas a **3.37.** ábrán látható párhuzamos feszültség-visszacsatolási közös emitteres erősítő.

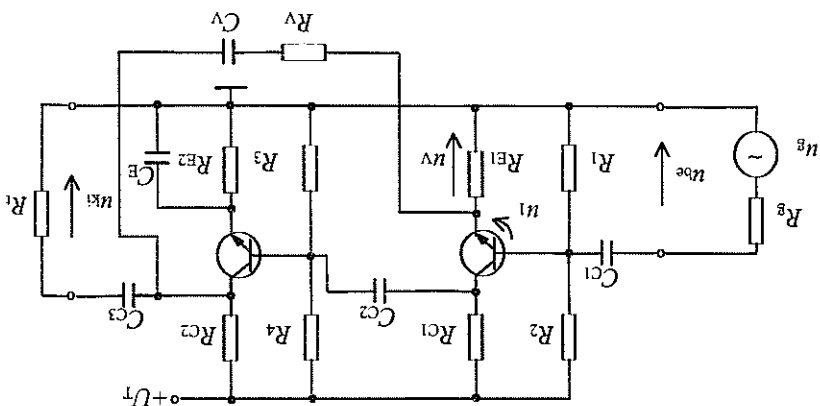


3.37. ábra. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás

Az R_V visszacsatoló ellenállás a fázisfordított kimeneti feszültséggel arányos I_V áramot csatol a bemenetre. A fázisfordítás miatt az eredeti bemeneti áram és a visszacsatolt áram különbsége vezérli a tranzisztor bázisát. A visszacsatolás csökkenti az áramerősítést, a bemeneti ellenállást és a kimeneti ellenállást. Nem változtatja meg jelentősen a feszültség-erősítést. Ezzel a megoldással lecsökkenthető a kimeneti ellenállás, de lecsökken a bemeneti ellenállás is. Ezt az igen kedvezőtlen tulajdonságát az alkalmazás során figyelembe kell venni.

Nagy feszültség-erősítés, nagy bemeneti- és kis kimeneti ellenállás érhető el a 3.38. ábrán látható kétfokozatú erősítővel, amelyben az R_V és R_E ellenállás soros negatív

feszültség-visszacsatolást hoz létre.



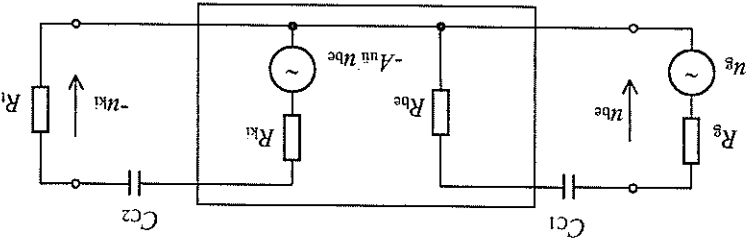
3.38. ábra. Soros negatív feszültség-visszacsatolás

3.3. Az erősítők frekvenciafüggése

Az erősítő alapkapcsolásokban lévő frekvenciafüggő impedanciájú elemek hatását a váltakozó áramú jellemzők meghatározásánál eddig nem vettük figyelembe. Felte-
leztük ugyanis, hogy a csatoló- és az emitterkondenzátorok váltakozó áramú
szempontból rövidzárnak tekinthetők, a tranzisztorok elektrodái között meglevő
transzisztorkapacitások pedig elhanyagolhatók. Belátható azonban, hogy ez a felte-
lés csak olyan frekvenciatarományban jelent jó közelítést, amelyben ezeknek az
 X_C kapacitásoknak a reaktanciája a hozzájuk kapcsolódó ohmos ellenállások értéké-
hez képest nem számottevő. Ebben a **közepes frekvenciatarományban** az erősítő-
jellemzők frekvenciafüggésüknek tekinthetők és nem változik fázistolásuk sem.
A kapacitív reaktancia a frekvenciával fordítottan arányos, ezért azok a kapacitások,
amelyeknek feladata váltakozó áramú szempontból a rövidzár megvalósítása, a **kis-
frekvenciák tartományában** már nem töltik be ezt a funkciójukat.
A tranzisztorok elektrodái között jelenkező kapacitások viszont a **nagyfrekvenciás
tartományban** nem hanyagolhatók el, hiszen itt válik reaktanciájuk kis értékűvé,
befolyásolva ezzel a tranzisztor működését.

3.3.1. Az erősítés változása kisfrekvencián

A **közös emitteres erősítő** alapkapcsolásokban kisfrekvenciás tartományban a csa-
tolókondenzátorok és az emitterkondenzátor okoz frekvenciafüggést és fázistolást.
A csatoló-kondenzátorok hatásának vizsgálata a 3.39. ábrán látható kisfrekvenciás
helyettesítő kép alapján történik.



3.39. ábra. A közös emitteres alapkapcsolás kisfrekvenciás helyettesítő képe

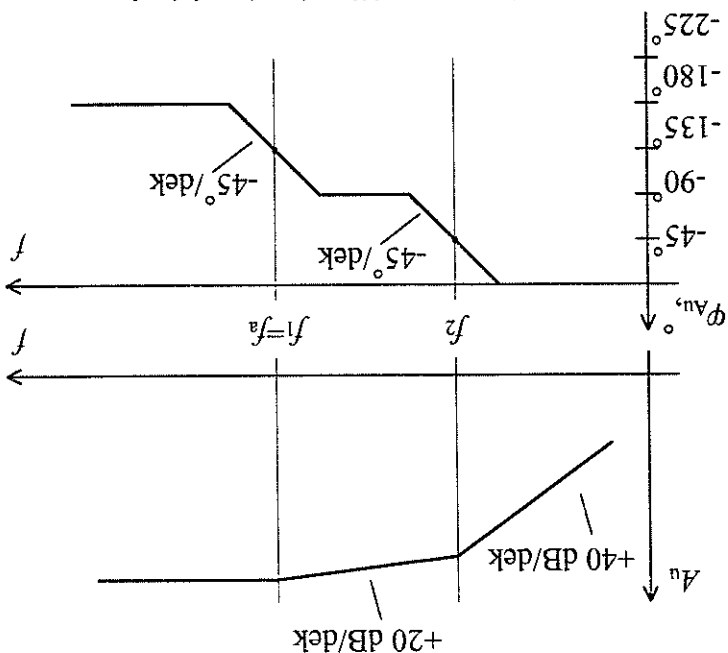
Az erősítő bemeneti körében a C_{c1} csatoló-kondenzátor, a bemeneti ellenállás és a generátor-ellenállás soros RC -tagot alkot. Hasonlóképpen a kimeneti körben a C_{c2} csatoló-kondenzátor, a kimeneti ellenállás és a terhelés is soros RC -tag. Így tehát, az

1.2.3 pontban megismertek szerint:

- a bemeneti kör határfrekvenciája:
- $$f_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{C1} \cdot (R_{be} + R_g)}{1}$$
- a kimeneti kör határfrekvenciája:
- $$f_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{ki} + R_l)}{1}$$

- mindkét határfrekvencián külön-külön az átvitel éppen 3 dB-lel csökken,
- a határfrekvenciánál kisebb frekvenciákon mindkét RC-tag 20 dB/dek. értékkel változtatja az erősítő erősítést,
- az RC-tagok egyenként +45°-os fázistolást okoznak határfrekvenciájukon az erősítő eredeti fázistolásához képest,
- a határfrekvenciák környezetében a fázistolás változása 45°/dekád, a változás RC-tagonként maximálisan +90°.

A 3.40. ábra példaként egy olyan erősítő csatolókonkondenzátorainak erősítésre és fázistolásra gyakorolt hatásait mutatja törtvonalas közelítéssel, amelynek alsó határfrekvenciáját a bemeneti kör határozza meg.



3.40. ábra. A csatolókonkondenzátorok hatása

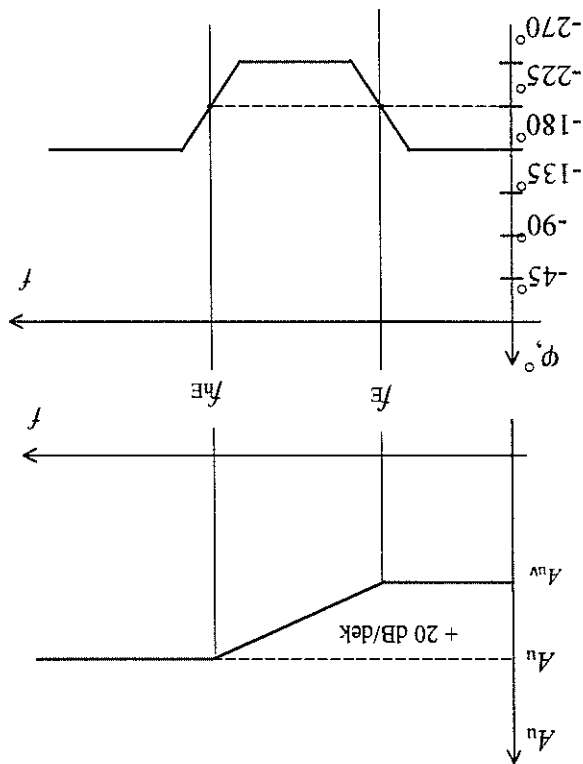
Az **emitterkondenzátor** az emitter-ellenállással párhuzamos RC -tagot alkot. A frekvencia csökkenésével a kapacitív reaktancia egyre nő, egészen kis frekvenciákon olyan nagy értékűvé válik, hogy szakadásnak tekinthető az R_E ellenállás mellett. Ilyenkor tehát az emitter-ellenállás nincs rövidre zárva váltakozó áramú szempontból. Az a frekvencia, amely alatt ez igaz, az f_E emitterköri határfrekvencia, amelynek értéke

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

Az emitterköri határfrekvencia alatt az erősítő egy soros, negatív áram-visszacsatolással rendelkező kapcsolás, amelynek erősítése a 3.2.2. pont szerint

$$A_{uv} = \frac{A_u}{1 + \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot R_E}$$

Az f_E frekvencia felett, amint azt a **3.41.** ábra mutatja, az erősítés 20 dB/dek. értékkel növekszik, addig, amíg eléri a közepes frekvenciákon érvényes értéket.



3.41. ábra. Az emitterkondenzátor miatti frekvenciafüggés

Az ehhez tartozó frekvencia az f_{HE} törésponti frekvencia, amelynek értéke az ábra alapján

$$f_{\text{HE}} = f_{\text{E}} \cdot \frac{A_{\text{u}}}{A_{\text{uv}}}$$

A párhuzamos $R_{\text{E}}C_{\text{E}}$ -tag miatt a fázistolás az f_{HE} frekvencián -45° , csökkenve a frekvenciát $45^\circ/\text{dekád}$ -al csökken, maximálisan 90° -os fázistolást okozva. Az f_{E} frekvencia környezetében a fázistolás változása elenyésző irányú, amint azt a 3.41. ábra is mutatja.

A közös emitteres erősítő erősítésének kisfrekvenciás változását a csatolókonduktancia-torok és az emitterkonduktátor **együttesen** határozzák meg. A négy határfrekvencia közül a **legnagyobb** az erősítő alsó határfrekvenciája.

14. feladat

Számítsuk ki a következő adatokkal rendelkező közös emitteres erősítő alsó határfrekvenciáját és rajzoljuk fel az erősítés és a fázistolás frekvenciafüggését!

$R_{\text{be}} = 2,3 \text{ k}\Omega$; $R_{\text{ki}} = 2 \text{ k}\Omega$; $R_{\text{E}} = 4,8 \text{ k}\Omega$; $R_{\text{E}} = 500 \text{ }\Omega$; $R_{\text{B}} = 5 \text{ }\Omega$;
 $C_{\text{E}} = 680 \text{ }\mu\text{F}$; $C_{\text{C1}} = 50 \text{ }\mu\text{F}$; $C_{\text{C2}} = 10 \text{ }\mu\text{F}$; $A_{\text{u}} = -100$; $A_{\text{uv}} = -2,7$.

A 14. feladat megoldása

$$f_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{\text{C1}} \cdot (R_{\text{B}} + R_{\text{be}})}{1} = \frac{6,28 \cdot 5 \cdot 10^{-5} \cdot 2,3 \cdot 10^3}{1} = 1,38 \text{ Hz},$$

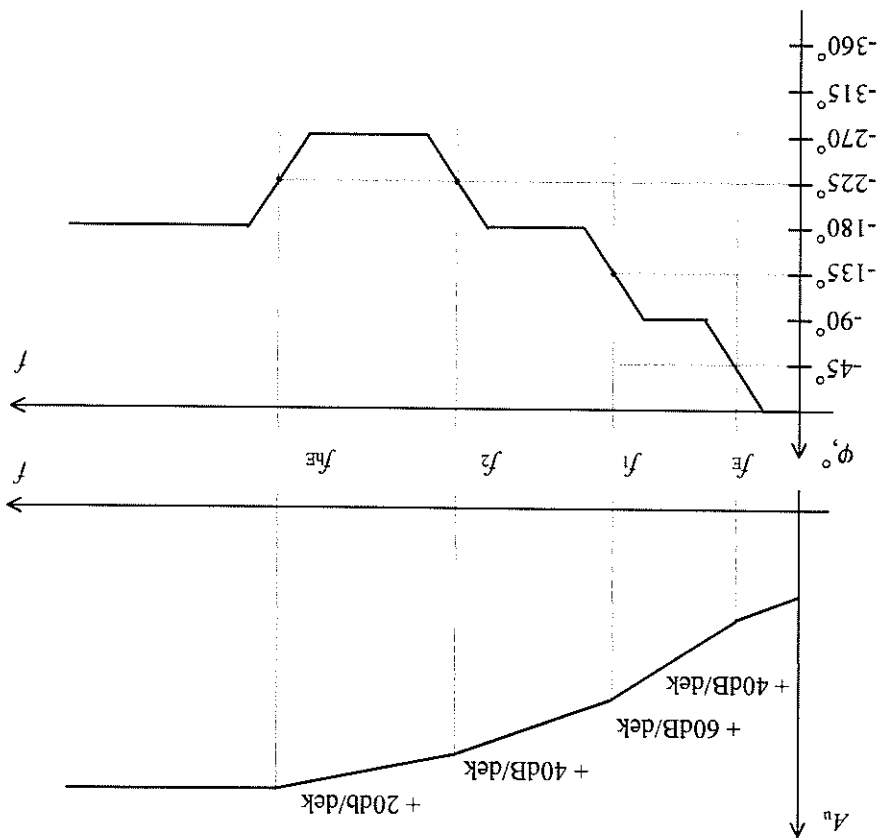
$$f_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{\text{C2}} \cdot (R_{\text{ki}} + R_{\text{E}})}{1} = \frac{6,28 \cdot 10^{-5} \cdot 6,8 \cdot 10^3}{1} = 2,34 \text{ Hz},$$

$$f_{\text{E}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{E}} \cdot C_{\text{E}}}{1} = \frac{6,28 \cdot 5 \cdot 10^2 \cdot 6,8 \cdot 10^{-4}}{1} = 0,47 \text{ Hz},$$

$$f_{\text{HE}} = f_{\text{E}} \cdot \frac{A_{\text{uv}}}{A_{\text{u}}} = 0,47 \cdot \frac{2,7}{100} = 24,4 \text{ Hz},$$

$$f_{\text{a}} = f_{\text{HE}} \approx 24 \text{ Hz}.$$

Az erősítő átviteli jelleggörbéinek kisfrekvenciás tartományát a 3.42. ábra mutatja.



3.42. ábra. A 12. feladat frekvenciaátvittele és fázistolása

A közös source-elektrodájú kapcsolás frekvenciafüggése hasonlóképpen vizsgálható. A határfrekvenciák kiszámítására alkalmazásukra a 3.14. ábra jelöléseit használva:

- a bemeneti kör határfrekvenciája:

$$f_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{C1} \cdot (R_G + R_g)}{1}$$

- a kimeneti kör határfrekvenciája:

$$f_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{H1} + R_i)}{1}, \text{ ahol } R_{H1} = \frac{1}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_{H2}}}$$

- a source-kondenzátor hatása:

$$f_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_s \cdot C_s}{1}, \quad f_{hs} = f_s \cdot \frac{A_u}{A_{uv}},$$

$$\text{ahol } A_u = y_{21} \cdot \left(\frac{1}{1} \times R_D \times R_i \right) \text{ és } A_{uv} = \frac{1 + A_u \cdot \frac{R_D \times R_i}{R_s}}{A_u}.$$

Ebben az esetben is igaz, hogy az alsó határfrekvencia a határfrekvenciák közül a

legnagyobb.

A **közös kollektoros alapkapcsolás** kisfrekvenciás függését a be- és kimeneten lévő csatoló-kondenzátorok, valamint a váltakozó áramú szempontból hozzájuk kapcsolódó ellenállások határozzák meg. A 3.17. ábra jelöléseivel:

- a bemeneti kör határfrekvenciája, ahol

$$f_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{C1} \cdot (R_g + R_{be})}{1},$$

$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times [h_{11} + h_{21} \cdot (R_E \times R_i)],$$

- a kimeneti kör határfrekvenciája

$$f_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{ki} + R_i)}{1}, \text{ ahol } R_{ki} = \frac{h_{11}}{h_{21}} \times R_E.$$

A közös kollektoros kapcsolás alsó határfrekvenciája a kettő közül a nagyobbik.

Hasonlóképpen számítható a közös drain-elektrodájú kapcsolás alsó határfrekven-

ciája is.

A **közös bázisú alapkapcsolás** jellemzőinek változását a két csatoló-kondenzátor és a hidegítő kondenzátor határozzák meg, a 3.23. ábra szerint. A hidegítő kondenzátor nem befolyásolja a kapcsolás működését jelentősen, ha értékének megválasztásakor betartjuk azt a gyakorlatban szokásos feltételt, hogy az alsó határfrekvencián

$$R_1 \times R_2 \gg \frac{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot C_h}{1}.$$

Így elegendő a csatoló-kondenzátorok hatását vizsgálni:

- a bemeneti kör határfrekvenciája:

$$f_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{C1} \cdot (R_{be} + R_g)}{1}, \text{ ahol } R_{be} = \frac{h_{11}}{h_{21}} \times R_E,$$

- a kimeneti kör határfrekvenciája:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{k2} + R_c)}, \text{ ahol } R_{k2} \equiv R_c.$$

A két határfrekvencia közül a nagyobbik határozza meg a közös bázisú fokozat alsó határfrekvenciáját.

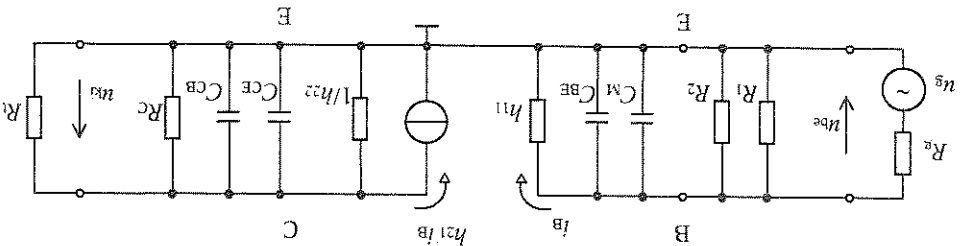
A közös gate-elektrodájú alapkapcsolás alsó határfrekvenciáját ugyanígyen elvek szerint lehet kiszámítani.

3.3.2. Az erősítés változása nagyfrekvencián

A kis- és közepes frekvenciák tartományában a tranzisztorok elektrodái között meg-
lévő kapacitások reaktanciája olyan nagy, hogy szakadásnak tekinthető, ezért az erő-
sítő működését nem befolyásolja. Nagyfrekvenciás tartományban a reaktancia egy-
re csökken, ezért a tranzisztor vezérő bemeneti váltakozó áram és a kimeneti áram
egy része ezeken a kapacitásokon folyik el. Csökken ezért a tranzisztor ténylegesen
vezérő áram nagysága és a terhelésre jutó áram nagysága is. Az elektrodakapacitá-
sokon kívül befolyásolják az erősítő működését az áramkörök megépítésekor jelent-
kező szerelési és szóró kapacitások, valamint a terhelő-ellenállás mellett jelentkező
esetleges kapacitás (pl. a következő fokozat bemeneti kapacitása). Ezek együttes ha-
tását a továbbiakban egy a kimeneten jelentkező C_1 terhelőkapacitással vesszük fi-
gyelembe. Az elektrodakapacitások és a terhelőkapacitás jelenléte miatt változnak a
tranzisztorral felépített erősítők jellemzői. Az a frekvencia, amely felett ezek a vál-
tozások már számottevőek, az **erősítő felső határfrekvenciája**.

A változások vizsgálataához a felső határfrekvencia környezetében, ill. felette, a tran-
zisztorok nagyfrekvenciás helyettesítő képét használjuk, amelyet **bipoláris tranzisztor**
esetén a 2.44. ábra, **térfeszítésű tranzisztorok** esetén pedig a 2.50. ábra mutat.

Bipoláris tranzisztorral felépített közös emitteres kapcsolás 3.43. ábra szerinti
nagyfrekvenciás helyettesítő képének felhasználásával meghatározható a kapcsolás
felső határfrekvenciája.



3.43. ábra. A közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás helyettesítő képe

A bemeneti körben a C_{BE} és C_M Miller-kapacitásból számítható bemeneti kapacitás-sal párhuzamosan kapcsolódnak az R_g , R_1 , R_2 és h_{11} ellenállások, ezért a bemeneti kör határfrekvenciája:

$$f_{be} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{be} \cdot (R_g \times R_{be})}{1} \text{ ahol } C_{be} = C_{BE} + C_M \text{ és } R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11}.$$

A kimeneti kör határfrekvenciája a helyettesítő kép alapján:

$$f_{ki} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (C_{ki} + C_f) \cdot (R_{ki} \times R_f)}{1} \text{ ahol } C_{ki} = C_{CB} + C_{CE} \text{ és } R_{ki} = \frac{h_{22}}{1} \times R_C.$$

Mindkét határfrekvencia felett az erősítés külön-külön 20 dB/dekádál csökken. A fázistolás mindkét határfrekvencián külön-külön az eredetihez képest -45° -kal változik, környezetben 45° /dekádál csökken, maximálisan 90° -kal. Az erősítő fel-ső határfrekvenciája a ki- és bemeneti határfrekvencia közül a kisebbik. A leírt jelen-ségek jól követhetők a 15. feladat megoldása során.

15. feladat

Számítsuk ki a 14. feladatban szereplő közös emitteres erősítő felső határfrekvenciáját, ha a tranzisztor kapacitásainak értéke $C_{BE} = 8$ pF; $C_{CB} = 11$ pF; C_f elhanyagolható. Rajzoljuk fel az erősítés és a fázistolás frekvenciafüggését a nagyfrekvencias tartó-mányban!

A 15. feladat megoldása

A Miller-kapacitás értéke $C_M = (1 - A_u) \cdot C_{CB} = 101 \cdot 3 = 303$ pF.
A bemeneti kapacitás $C_{be} = C_M + C_{BE} = 303 + 8 = 311$ pF.
A bemeneti kör határfrekvenciája:

$$f_{be} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{be} \cdot (R_{be} \times R_g)}{1} = \frac{6,28 \cdot 3,11 \cdot 10^{-10} \cdot (2,3 \cdot 10^3 \times 5)}{1} = 1,02 \cdot 10^8 \text{ Hz,}$$

$$f_{be} = 102 \text{ MHz.}$$

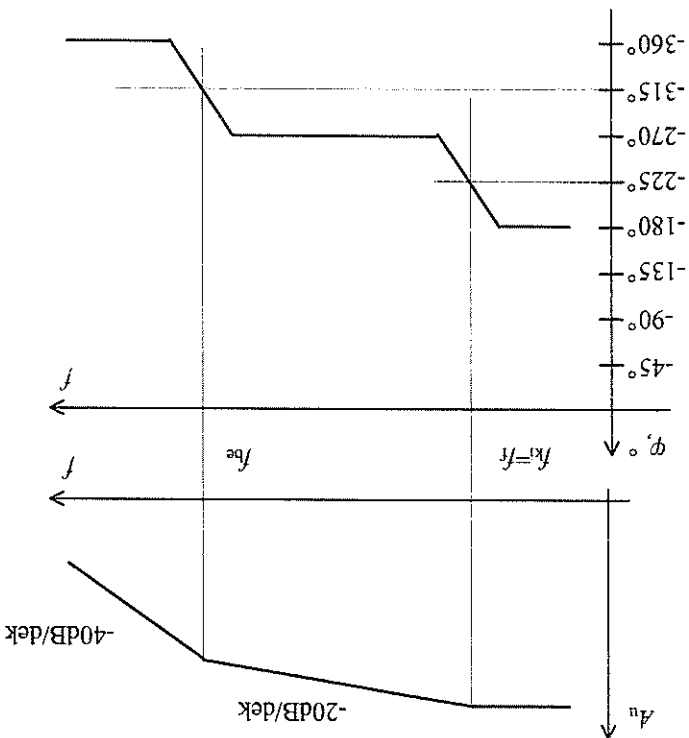
A kimeneti kapacitás $C_{ki} = C_{CE} + C_{BE} = 11 + 3 = 14$ pF.
A kimeneti kör határfrekvenciája:

$$f_{ki} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{ki} \cdot (R_{ki} \times R_f)}{1} = \frac{6,28 \cdot 1,4 \cdot 10^{-11} \cdot (2 \times 4,8) \cdot 10^3}{1} = 8 \cdot 10^6 \text{ Hz,}$$

$$f_{ki} = 8 \text{ MHz.}$$

A kimeneti kör határfrekvenciája a kisebb, ezért ez az erősítő felső határfrekvenciája $f_t = 8$ MHz.

Az erősítő átviteli jelleggörbéjét a 3.44. ábra mutatja.



3.44. ábra. A közös emitteres kapcsolás nagyfrekvenciás átvitele és fázistolása

A közös source-elektrodájú kapcsolás nagyfrekvenciás viselkedését meghatározó határfrekvenciák a megismertekhez hasonló elvek szerint számíthatók:

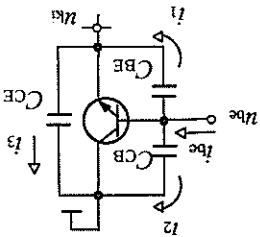
$$f_{be} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{be} \cdot (R_{be} \times R_g)}{1}, \text{ ahol } C_{be} = C_{GS} + (1 - A_u) \cdot C_{DG} \text{ és } R_{be} = R_G,$$

$$f_{ki} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (C_{ki} + C_j) \cdot (R_{ki} \times R_l)}{1}, \text{ ahol } C_{ki} = C_{DS} + C_{DG} \text{ és } R_{ki} = \frac{1}{h_{22}} \times R_D.$$

Az f_t felső határfrekvencia értékét a kettő közül a kisebbik határozza meg.

A közös kollektoros alapkapcsolás nagyfrekvenciás viselkedésének meghatározásához vizsgáljuk meg a tranzisztor kapacitásainak hatását! A 3.45. ábrán a tranzisztort vezetőló áramnak csak azokat az összetevőit tüntettük fel, amelyek a kapacitásokon folynak el, csökkentve a tranzisztor vezérelhetőségét.

3.45. ábra. A tranzisztor kapacitásainak hatása közös kollektoros kapcsolásban



A bemeneti áram kapacitásokon elfolyó részére igaz, hogy

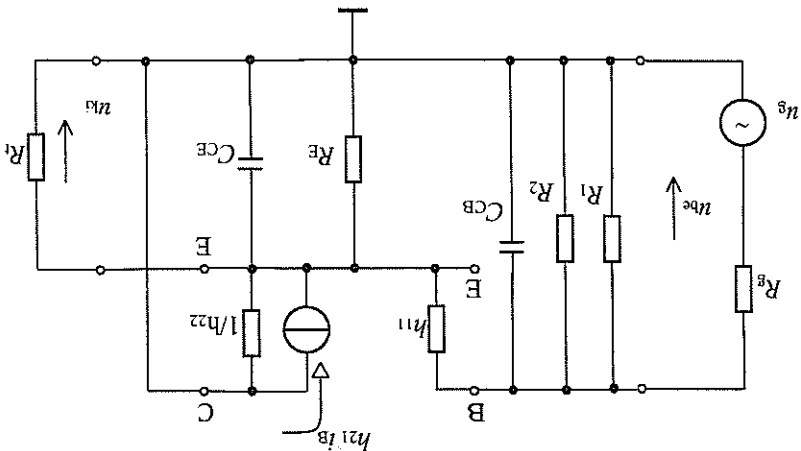
$$i_{be} = i_1 + i_2 = \frac{u_{be} - u_{ki}}{X_{CB}} + \frac{X_{BE}}{u_{be}}.$$

Mivel a közös kollektoros kapcsolásban $u_{ki} \equiv u_{be}$, ezért az egyenlet első tagja zérus, ami azt jelenti, hogy a C_{BE} bázis–emitter kapacitáson nem folyik áram, tehát nincs hatással a frekvenciafüggésre. Az egyenlet szerint

$$i_{be} = \frac{u_{be}}{X_{CB}}; \quad \frac{i_{be}}{u_{be}} = X_{CB}.$$

A tranzisztor bemenetét tehát csak a C_{CB} kapacitás terheli.

A kimenetre az ábra szerint csak a C_{CE} kollektor–emitter kapacitás kapcsolódik. Eze-ket a megállapításokat figyelembe véve a közös kollektoros kapcsolás nagyfrekvencia helyettesítő képe a **3.46. ábra** szerinti.



3.46. ábra. A közös kollektoros alapkapcsolás nagyfrekvenciás helyettesítő képe

A helyettesítő kép alapján meghatározhatók a be- és kimeneti határfrekvenciák:

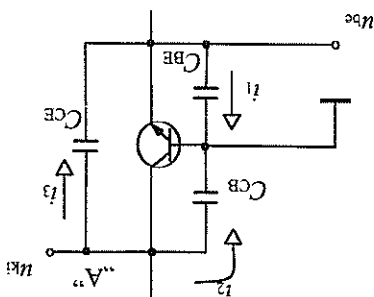
$$f_{be} = \frac{2 \cdot \pi \cdot C_{CB} \cdot (R_g \times R_{be})}{1}, \text{ ahol } R_{be} = R_1 \times R_2 \times [h_{11} + h_{21} \cdot (R_E \times R_t)],$$

$$f_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (C_{CE}) \cdot (R_{ki} \times R_t)}, \text{ ahol } R_{ki} = R_E \times \frac{h_{11}}{h_{21}}.$$

A két frekvencia közül a kisebb határozza meg az f_f felső határfrekvenciát.

Érdemes megjegyezni, hogy a közös kollektoros kapcsolás felső határfrekvenciája jóval nagyobb, mint a közös emitteres kapcsolásé. Ez annak köszönhető, hogy a közös kollektoros kapcsolás bemeneti kapacitása és kimeneti ellenállása sokkal kisebb, mint a közös emitteresé.

A **közös bázisú kapcsolás** tranzisztorjának kapacitásain folyó áramokat a 3.47. ábra szemlélteti.



3.47. ábra. A tranzisztor kapacitásainak hatása közös bázisú kapcsolásban

A bázis földelése miatt a bemenetet csak a C_{BE} bázis–emitter kapacitás terheli. A kimeneti kapacitás megállapításához az A pontra felírható, hogy

$$i_{ki} = i_2 + i_3 = \frac{X_{CB}}{u_{ki} - u_{be}} + \frac{X_{CE}}{u_{ki} - u_{be}} = u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{CB} + u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{CE} - \frac{A_u}{u_{ki}} \cdot \omega \cdot C_{CE}.$$

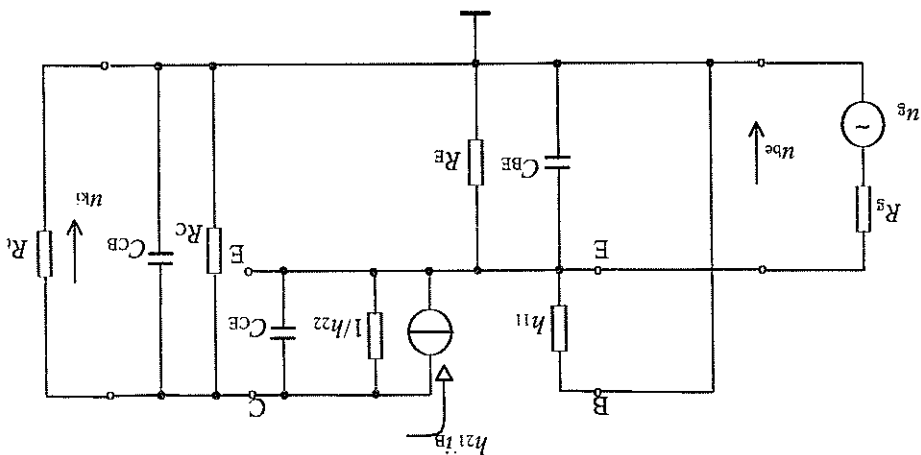
Rendezve az egyenletet:

$$i_{ki} = i_{ki} \cdot \omega \cdot \left[C_{CB} + C_{CE} \cdot \left(1 - \frac{1}{A_u} \right) \right].$$

Ha A_u nagy értékű, akkor $i_{ki} \approx u_{ki} \cdot \omega \cdot (C_{CB} + C_{CE})$.

Az egyenletből látható, hogy a kimenetet $C_{ki} = C_{CB} + C_{CE}$ kapacitás terheli.

A be- és kimeneti kapacitásokat figyelembe véve a közös bázisú kapcsolás nagyfrekvenciás helyettesítő képét a 3.48. ábra szemlélteti.



3.48. ábra. A közös bázisú kapcsolás nagyfrekvenciás helyettesítő képe

A helyettesítő kép alapján a be- és kimeneti körre felírhatók a határfrekvenciák meghatározására alkalmas összefüggések:

$$f_{be} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{BE} \cdot (R_{be} \times R_g)}, \text{ ahol } R_{be} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \times R_E,$$

$$f_{ki} = \frac{1}{2\pi \cdot (C_{CE} + C_{CB}) \cdot (R_{ki} \times R_l)}, \text{ ahol } R_{ki} = R_C.$$

Az f_f felső határfrekvenciát a kettő közül a kisebb határozza meg.

A közös bázisú kapcsolást összehasonlítva a többi alapkapsolással megállapítható, hogy csak a közös bázisú rendelkezik azzal a tulajdonsággal, hogy **nagy erősítés mellett igen kicsi a bemeneti kapacitása, ezért a három alapkapsolás közül ennek van a legmagasabb határfrekvenciája.**

A közös **gate-elektrodájú kapcsolás** határfrekvenciáinak számítása az előzőek alapján végezhető:

$$f_{be} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{GS} \cdot (R_g \times R_g)}, f_{ki} = \frac{1}{2\pi \cdot (C_{DS} + C_{DG}) \cdot (R_{ki} \times R_l)}.$$

A két frekvencia közül a kisebbik adja a kapcsolás f_f felső határfrekvenciáját.

3.3.3. Az erősítők sávszélessége, szélessávú erősítők

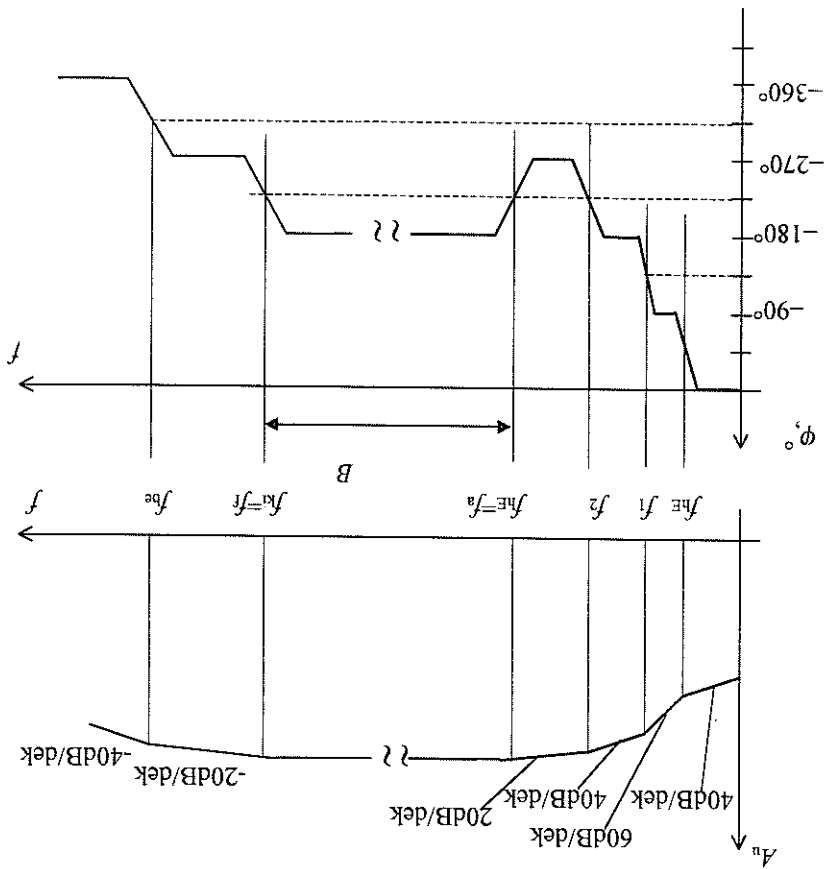
A kis- és nagyfrekvenciás tartományban jelentkező frekvenciafüggést együttesen **fi-gyelembe véve meghatározható az a frekvenciatartomány, amelyen belül az erősítés értéke frekvenciafüggetlen**. Ezt a frekvenciatartományt az erősítő **B sávszélessége-nek** nevezzük. A sávszélességet az erősítő alsó és felső határfrekvenciája jelöli ki:

$$B = f_f - f_a$$

A határfrekvenciákon

- az erősítés a közepes frekvencián érvényes erősítéshöz képest 3 dB-lal csökken, Ez viszonyyszámban kifejezve azt jelenti, hogy az erősítés $\sqrt{2}$ -ed részére
- az erősítő fázistolása a közepes frekvenciákon mérhető fázistoláshoz képest

45°-kal változik.



3.49. ábra. A közös emitteres erősítő teljes átvitele és fázistolása

16. feladat

Határozzuk meg a 14. és a 15. feladat erősítőjének sávszélességét és rajzoljuk fel az erősítés frekvenciaátviteli jelleggörbéjét és az erősítés fázistolásának változását a frekvencia függvényében!

A 16. feladat megoldása

A 14. feladatban meghatározott alsó határfrekvencia: $f_a = 24 \text{ Hz}$,
a 15. feladatban kiszámított felső határfrekvencia: $f_b = 8 \text{ MHz}$.

A sávszélesség: $B = 8 \cdot 10^6 - 2,2 \cdot 10 \approx 8 \text{ MHz}$.

Az erősítő erősítésének és fázistolásának frekvenciafüggését a 3.49. ábra szemlélteti. Az erősítővel szemben támasztott gyakorlati igények általában meghatározott erősítésseljellemezőket és sávszélességet írnak elő. Erdemes tehát megvizsgálni, hogyan lehet a sávszélességet (a lehetőségek határain belül) meghatározott értékre beállítani. Amennyiben az erősítő eredeti sávszélességének csökkentése a cél, akkor ez szűrőáramkörök alkalmazásával megoldható. Ilyen áramkörökkel is foglalkozik a 6. fejezet. Ha az erősítő sávszélességét növelni kell, akkor a következő módszerek közül lehet kiválasztani a feladatnak legjobban megfelelőt:

- az erősítő frekvenciafüggést befolyásoló eleminek helyes megválasztásával korlátozott mértékben ugyan, de növelhető a sávszélesség,
- a közös emitteres erősítő közös kollektoros fokozattal illesztve a generátorhoz, ill. a terheléshez, szintén növelhető a sávszélesség,
- soros negatív visszacsatolást alkalmazva csökken ugyan az erősítés, de hatékonyan növelhető a sávszélesség,
- külön-külön változtatható kedvező irányba az alsó és a felső határfrekvencia az erősítő kompenzálásával.

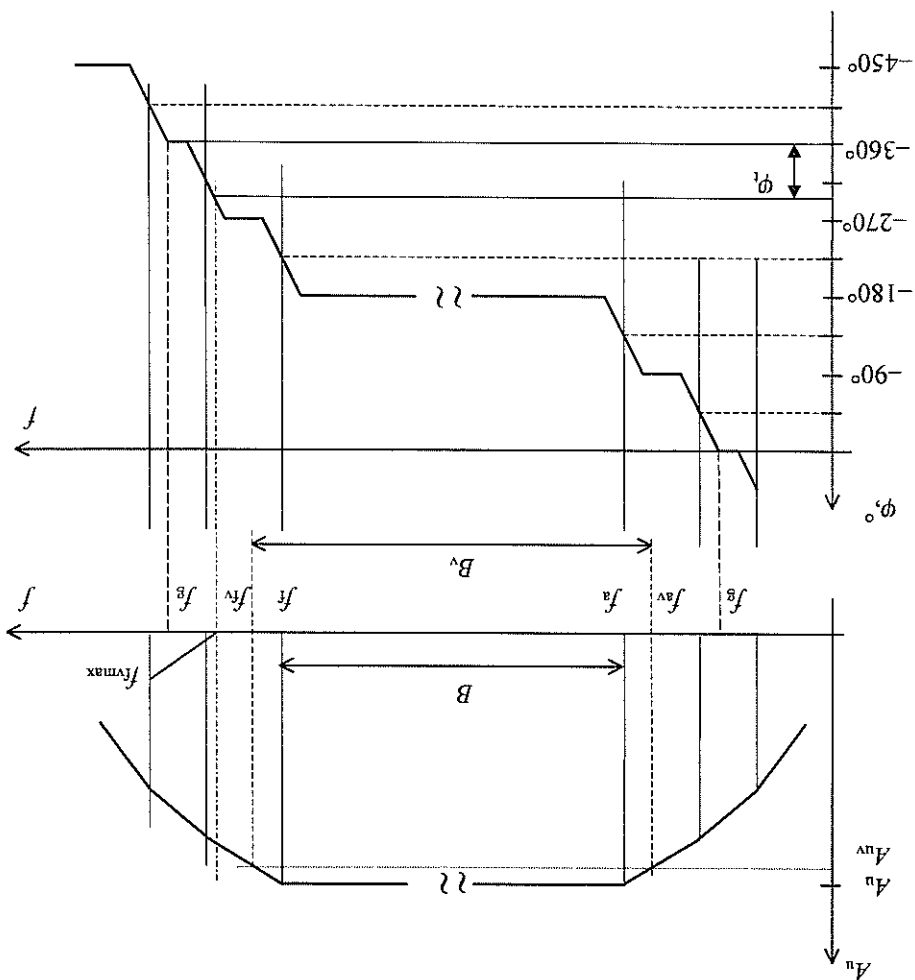
Az erősítő eleminek helyes megválasztása a határfrekvenciákat meghatározó összefüggések elemzésével lehetséges. Ezek alapján az alsó határfrekvenciát az emitter- és csatolókondenzátorok növelésével lehet csökkenteni. A felső határfrekvencia növelése a tranzisztorok kapacitásainak csökkentését kívánja, ami nagytartományias transzisztorok alkalmazásával oldható meg.

A közös kollektoros erősítő alkalmazása illesztőfokozatként a 3.27. ábra szerinti. Elsősorban akkor segít a sávszélességet növelni, ha a közös emitteres erősítő meg-hajtó generátor R_g ellenállása nagy, ill. a közös emitteres erősítő kimeneti ellenállásait kell csökkenteni. Az R_g és az R_k csökkenése kismértékben csökkenti az alsó határfrekvenciát is, de elsősorban a felső határfrekvenciát növeli hatálosan (l. az f_{be} és f_{kb} meghatározására alkalmas összefüggéseket).

A negatív visszacsatolás sávszélességre gyakorolt hatását a 3.50. ábra mutatja.

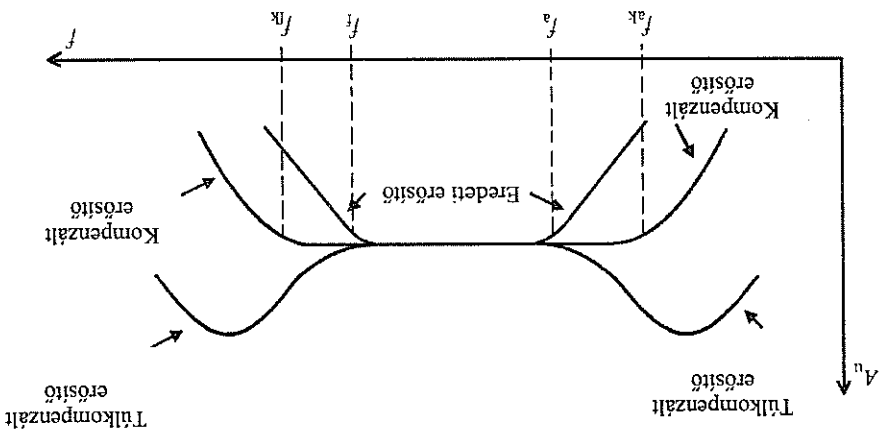
A visszacsatolás kisebb erősítés mellett jelentősen növeli a sávzélességet. A növekedés mértéke egyeztetően beállítható a visszacsatolás mértékével. A sávzélesség növelésének az szab határt, hogy a határfrekvenciák eltolódásával változik az erősítő fázistolása is, így előfordulhat, hogy eléri a pozitív visszacsatoláshoz szükséges mértéket. Ez közös emitteres erősítőnél a 360° , (ill. 0°) fázistolásnál következik be. Az ábrán ez az f_g gerjedési frekvenciához tartozó visszacsatolt erősítés. Akkor járunk el helyesen a visszacsatolás mértékének megválasztásánál, ha a gerjedési frekvenciától távol maradunk: **fázistartálékkal** méretezzük a visszacsatolást. Így meghatározható a beállítható minimális visszacsatolt erősítés, és a hozzá tartozó határfrekvencia maximális értéke.

3.50. ábra. A negatív visszacsatolás hatása a sávzélességre



Gyakran az előzőekben leírt eljárás helyett azt a sokkal egyszerűbb megoldást alkalmazzuk, hogy a visszacsatolás mértékétől nem engedjük az erősítést a 40 dB/dekád-os szakaszra kerülni. Mindaddig ugyanis, amíg a 20 dB/dekádos szakaszon marad az erősítés, a fázistolás nem haladhatja meg az eredetihez képest $\pm 90^\circ$ -ot, tehát semmilyen formában sem fordulhat elő gerjedés.

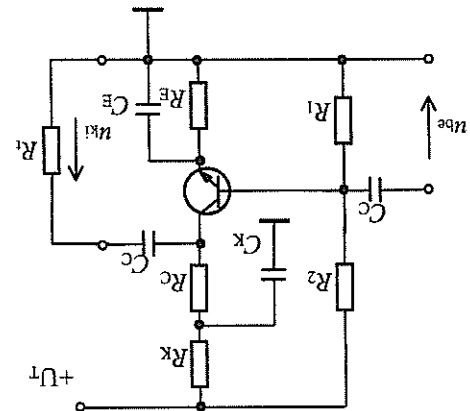
Az erősítés csökkenése nélkül növeli a sávszélességet az **erősítők** kis- és nagyfrekvenciás **kompenzálása**. A kompenzálás elvét a 3.51. ábra mutatja.



3.51. ábra. A kompenzálás elve

A kompenzációval az alsó, ill., a felső határfrekvencián jelentkező erősítéscsökkenést egyenlítőjük ki, természetesen csak adott határok között.

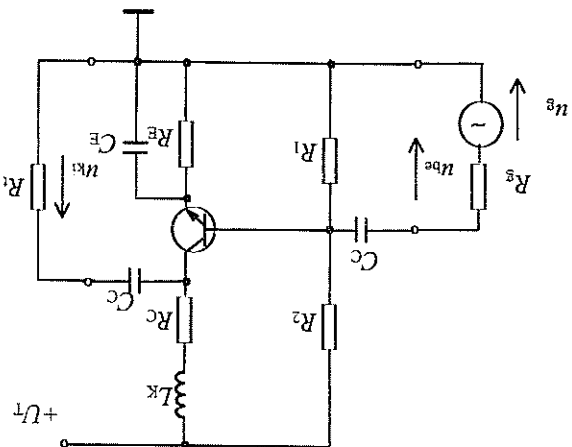
A kisfrekvenciás kompenzációra alkalmazott kapcsolás a 3.52. ábrán látható.



3.52. ábra. Kompenzáció kisfrekvencián

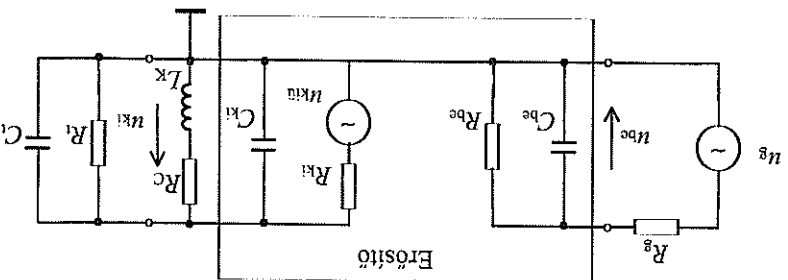
A C_K kompenzáció kapacitás párhuzamosan kapcsolódik az R_K ellenállással váltakozó áramú szempontból. A két kompenzáció elem értéke olyan, hogy az erősítő frekvenciafüggétlen tartományában a C_K rövidre zárja váltakozó áramú szempontból R_K -t, így az nem befolyásolja az erősítő tulajdonságait. Az alsó határfrekvencia alatt azonban a frekvencia csökkenésével egyre inkább nő az általa képviselt reaktancia. Ez párhuzamosan kapcsolódva az R_K -val egy Z_K impedanciát képvisel. Az R_K munkaelellállással sorba kapcsolódó Z_K növeli az erősítő erősítését, mert a munkaelellállás értékével arányosan változik az erősítés is. Mivel a változást RC -tag (R_K , C_K) hozza létre, ezért a változás mértéke dekádonként 20 dB. A frekvencia csökkenésével addig nő az erősítés, amíg a kapacitív reaktancia olyan nagy lesz, hogy a párhuzamos kapacitás miatt $Z_K \approx R_K$ állando. Az a frekvencia lesz az f_{ak} kompenzált alsó határfrekvencia, amelyen ez bekövetkezik.

A nagyfrekvencias kompenzálas gyakorlati kivitele a 3.53. ábra szerinti.



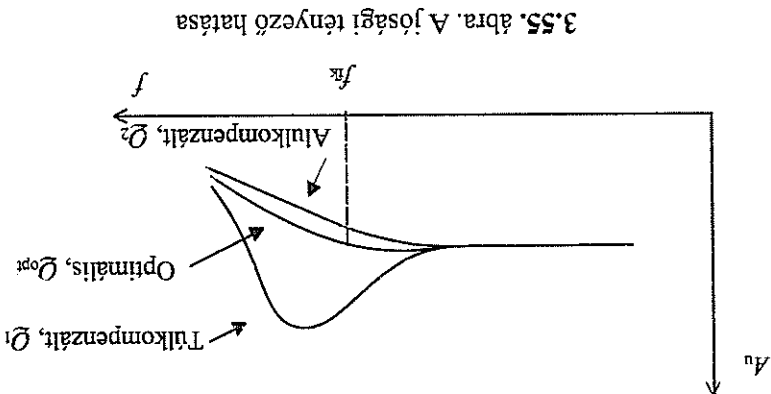
3.53. ábra. Nagyfrekvencias kompenzálas

A kompenzálo induktivitás hatása az erősítő 3.54. ábrán látható helyettesítő képen követhető.



3.54. ábra. A kompenzált erősítő helyettesítő képe

A kompenzáció induktivitás párhuzamosan kapcsolódik a tranzisztor kapacitásából származó C_{ki} kimeneti kapacitással és a következő fokozat bemeneti kapacitásával, mint C_i terhelő-kapacitással. A C_{ki} , C_i és L_k elemek párhuzamos rezgőkört alkotnak. Helyesen megválasztva L_k értékét, a rezgőkör átviteli jelleggörbéjének kezdeti szakasza éppen kiegyenlíti az eredeti f_f frekvencián kezdődő erősítéscsökkenést. A rezonancia L_k -val történő helyes megválasztása mellett a jó kompenzálas feltétele, hogy a rezgőkör jósági tényezője is megfelelő legyen. Az optimális jósági tényezőnél nagyobb túlkompenzálat okoz, a kisebbel pedig nem érhető el a legnagyobb fel-ső határfrekvencia, amint azt a 3.55. ábra mutatja.



3.55. ábra. A jósági tényező hatása

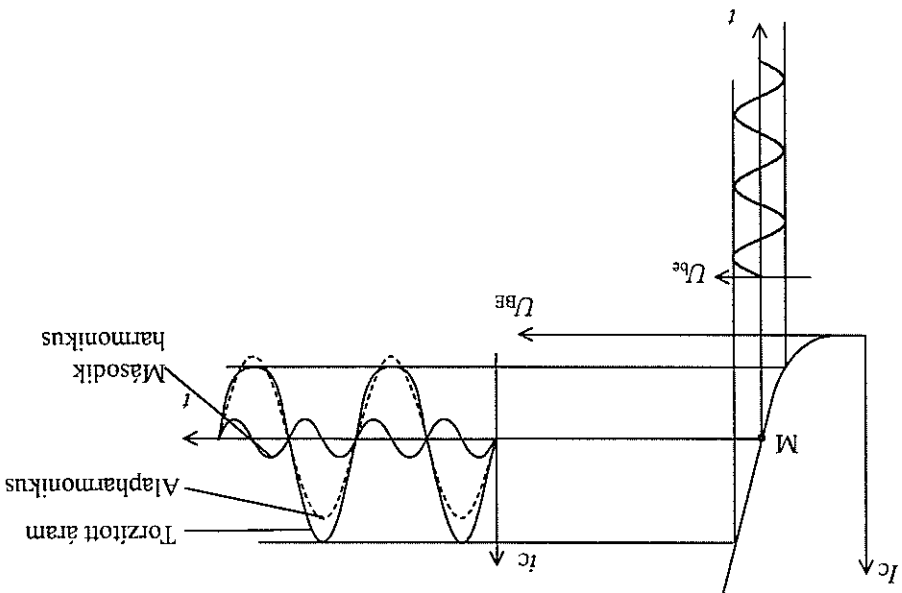
3.4. Az erősítők torzítása és zaja

Az eddigi vizsgálatainkban nem vetjük figyelembe azt a gyakorlati tényrt, hogy minden erősítő rendelkezik valamekkora torzítással és zajjal. Mindkét jelenség nemkívánatos, korlátozza az erősítők felhasználását egyes területeken.

3.4.1. Az erősítők torzítása

Az erősítőkötől ideális esetben azt kívánjuk, hogy ha bemeneti jelének valamelyik jellemzője megváltozik, akkor a kimeneti jel hasonló jellemzője egyenes arányosság szerint kövesse. Amennyiben valamelyik jellemzőre (amplitúdó, frekvencia, fázishelyzet) nem áll fenn az arányosság, akkor a kimeneti jel torzított lesz. A torzítást az erősítő hozza létre, mert

- az erősítőben felhasznált tranzisztor jelleggörbéje nemlineáris,
 - az erősítés frekvenciafüggéséből következően a bemeneti jel különböző frekvenciájú összetevőit különbözőképpen erősíti,
 - a fázistolás frekvenciafüggése miatt a bemeneti jel különböző frekvenciájú összetevői különböző mértékű fázistolást szenvednek.
- Az erősítőeszköz görbült jelleggörbéje miatt jelentkező torzítások a **nemlineáris torzítások**. Jellemzőjük, hogy a nemlineáris jelleggörbe miatt a kimeneti jelben a bemeneti jel eredeti frekvenciája – mint **alapharmonikus** – mellett, megjelennek ennek egész számú többszörös frekvenciájú összetevői is. Ezeket **felharmonikusoknak** nevezzük. A felharmonikusok keletkezését szemlélteti a 3.56. ábra, rajztechnikai okokból csak a második felharmonikusig.



3.56. ábra. A felharmonikusok keletkezése a nemlineáris jelleggörbőn

Az eredő jel alakja jól láthatóan torzított a bemeneti jelhez képest. Ennek a torzításnak a számszerű megadására szolgál a k_h **harmonikus torzítási tényező**, amely az erősítő által termelt felharmonikusok effektív értékét viszonyítja a teljes kimeneti jel effektív értékéhez

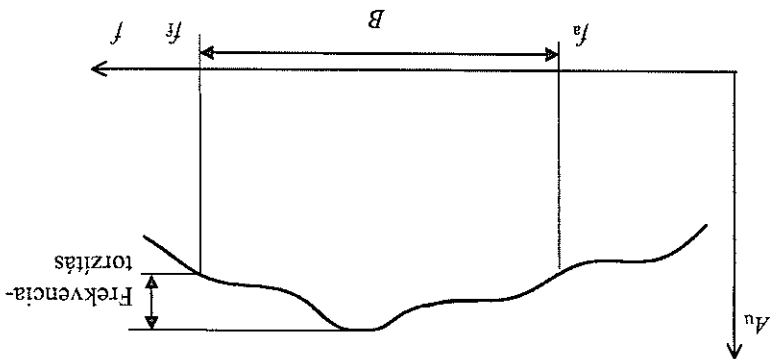
$$k_h = \frac{\sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots + u_n^2}}{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots + u_n^2}} \cdot 100\%$$

A harmonikus torzítás akkor jellemzi megfelelően az erősítőt, ha annak bemenetére csak egy adott frekvenciájú (ez az alapharmonikus) jel kerül. A gyakorlatban azonban az erősítővel egy időben több, különböző frekvenciájú jelet erősítünk, gondolkunk pl. azokra az esetekre amikor az erősítőt beszéd, zene stb. erősítésére használjuk. Ilyen esetben a nemlineáris jellegű torzítás miatt a bemeneti frekvencia összetevőinek összeg és különbségi frekvenciái is kepződnek, a felharmonikusok mellett. Az összeg és különbségi frekvenciákat keveredési, vagy modulációs frekvenciáknak nevezzük. Az ezek jelentése miatt létrejövő torzítást a k_m **modulációs torzítási tényező** jellemzi, amely a modulációs frekvenciák amplitúdóinak effektív értékét a kimeneti jel effektív értékéhez viszonyítja.

Összefoglalva: az erősítők nemlineáris torzítása az erősítőösszegjellegzőrből jönnek elő, ami miatt a torzítások keverednek, és a torzítások keverednek. Hatalmas kimeneti jelben az, hogy megjelennek a felharmonikusok, valamint az összeg és különbségi frekvenciák. Számos jellemzőjük külön-külön a harmonikus, ill. a modulációs torzítási tényezővel történik. Az erősítő nemlineáris torzításának megadása a két tényező együttes megadása jelenti.

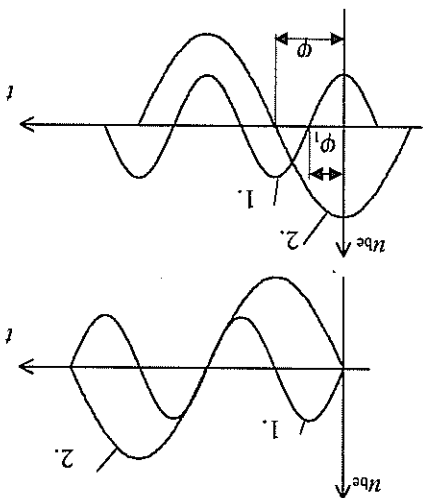
Az erősítő frekvenciafüggése miatt újabb torzítások lépnek fel. A frekvenciafüggést az erősítőben lévő kondenzátorok okozzák, és mivel ezek lineáris elemek, az általuk okozott torzításokat **lineáris torzításoknak** nevezzük.

A lineáris torzítások közül a **frekvenciatorzítás** abból adódik, hogy az erősítés frekvenciafüggő, és így a különböző frekvenciákból álló bemeneti jelet különböző frekvenciákra eltereli mértékben erősíti. Ennek következménye, hogy a kimeneti jel amplitúdója nem csak a bemeneti jel amplitúdójától függ (ez lenne a kívánatos), hanem a frekvenciájától is. A frekvenciatorzítás jellemzése úgy történik, hogy megadjuk az erősítő sávviszonyát az erősítés legnagyobb eltéréseit a közepes frekvencián mért erősítéshez képest. Ezt szemlélteti a 3.57. ábra.



3.57. ábra. Az erősítő frekvenciatorzítása

A lineáris torzítások másik fajtája, a **fázistorzítás** abból adódik, hogy az erősítő fázistolása a frekvencia függvényében változik. Ez azt jelenti, hogy a különböző frekvenciájú bemeneti jelek egymáshoz képesti fáziseltérése a kimeneti jelben már nem ugyanakkora fáziseltérésként fog jelentkezni. Ezt mutatja a 3.58. ábra.



3.58. ábra. Az erősítők fázistorzítása

A fázistorzítás nagyságát a sávszélességen belül a lineáris fázistolástól való maximális eltéréssel adjuk meg.

Az erősítők teljes torzítását a megismert torzítások nagyságának együttes megadásával lehet jellemezni.

Az erősítők torzításai közül a nemlineáris torzítások hatékonyan csökkenthetők soros típusú negatív visszacsatolás alkalmazásával. Amilyen mértékben csökken a feszültséggerősítés a visszacsatolás következtében, ugyanolyan mértékben csökken a nemlineáris torzítás is.

A soros visszacsatolás következtében megváltozik az erősítő fázistolása is, ahogyan azt a 3.3.3. pontban látnuk. A fázistolás növekedésével a lineáris torzítás is növekedik.

3.4.2. Az erősítők zaja

Az erősítő kimenetén a felerősített hasznos jel mellett zavaró jelek is megjelennek, általában elválaszthatatlanul összegződve a hasznos jellel. A zavaró jelek egyik része az erősítőre ható változó mágneses és elektromos terek, ill. a tápfeszültség bűgőfeszültségeiből tevődik össze. Ezek hatása viszonylag egyszerűen módszerekkel – pl. árnyékolással, ill. szűréssel – elhanyagolható mértékűre csökkenthető.

A zavaró jelek másik része – ezt hívjuk tulajdonképpen zajnak – az erősítőt felépítő alkatrészek zajából tevődik össze, ezért teljes megszüntetésükre nincs mód. Az alkatrészek közül az ellenállások sarkain jelentkező szabálytalan feszültség-ingadozás két részből adódik:

- az ellenállást alkotó anyag molekuláinak hőmozgásából adódó Johnson-zaj. Erteke a hőmérséklettel, az ellenállás értékével és a frekvenciával arányosan nő,
- áramzaj, amely az ellenálláson átfolyó áram nagyságától függ.

Kisfrekvenciás tartományban az áramzaj jelentősebb, nagyobb frekvenciákon a két zajösszetevő hozzávetőlegesen egyforma.

A tranzisztorokban keletkező zaj jelentősen függ a gyártási technológiától, a munkaponti áram nagyságától és az I_{CB0} visszarántól. Zaj szempontjából legkedvezőbbek a szilícium planár technológiával készült, kis visszarántú tranzisztorok. A munkapont-beállításnál pedig törekedni kell a lehető legkisebb munkaponti áramra. A katalógusok a tranzisztorokat a zaj szempontjából az F zajtényezővel jellemzik.

A kapacitások a veszteségi ellenállásukkal arányos zajt hoznak létre. Különösen kedvezőtlen ebből a szempontból az elektrolit kondenzátor, amelyben a szivárgási árammal arányos zaj keletkezik.

Erdemes megjegyezni – bár azt eddigi erősítőkben még nem alkalmaztuk –, hogy a Zener-dióda benne lejátszódó Zener- és lavina-effektus miatt igen zajos eszköz. ezért erősítőkben való alkalmazásától lehetőleg tartózkodni kell.

Az erősítők zajának megadására a **jel-zaj viszonyt** használjuk, amely a kimeneten megjelenő jel- és zajfeszültségek hányadosa, decibelben:

$$F^{dB} = 20 \cdot \lg \frac{n_{zaj}}{n_{jel}}.$$

Az alkatrészek zajának ismeretében, elvileg ezek összegzésével, az erősítőre vonatkozó összes zajfeszültség meghatározható. Ez a módszer azonban igen bonyolult, így a jel-zaj viszonyt méréssel célszerű meghatározni. A mérés menete vázlatosan a következő:

- adott bemeneti feszültség mellett a kimeneti feszültség mérése,
- rövidrezárt bemenetnél a kimeneti feszültség mérése. Ez az erősítő által termelt zaj.

A mért adatokból a jel-zaj viszony számítható.

Az erősítők zaja soros típusú visszacsatolással csökkenthető, mert ilyenkor a visszacsatolás mértékének megfelelően csökken a zaira vonatkozó erősítés is.

A nagyjelű erősítők feladata, hogy a terhelő-ellenállásra a lehető legnagyobb feszültséget, vagy teljesítményt adják le. Ennek megfelelően a nagyjelű erősítők két fajtája a nagyjelű feszültség-erősítők és a teljesítmény-erősítők. Közös jellemzőjük, hogy a bennük felhasznált tranzisztorok vezérlése nem a munkapont kis környezetében történik, hanem igénybe vesszük a teljes kivezérlési tartományt, amelynek határát a 2.3.1. pontban ismertük meg. A nagyjelű vezérlés miatt a tranzisztor már nem tekinthető lineáris erősítőelemnek, tehát nem helyettesíthető h paraméteres helyettesítő képével.

A nagyjelű feszültség-erősítők tranzisztorának vezérlése kis kollektoráram mellett olyan nagy bemeneti feszültséggel történik, amely a terhelésre jutó kollektor–emitter feszültséget a teljes kivezérlési tartományba változtatja. A kis kollektoráram miatt a terhelésre jutó teljesítmény kicsi, a feszültség viszont a lehető legnagyobb. Az ilyen erősítők iránti igény szűk felhasználási területen jelentkezik: ilyen erősítőt használunk az oszcilloszkópokban a katódsugárcsövek elterítő lemezinek vezérlésére, a televíziók képcsővének vezérlésére és ilyen erősítőket találunk az integrált műveleti erősítőkben kimeneti fokozatként.

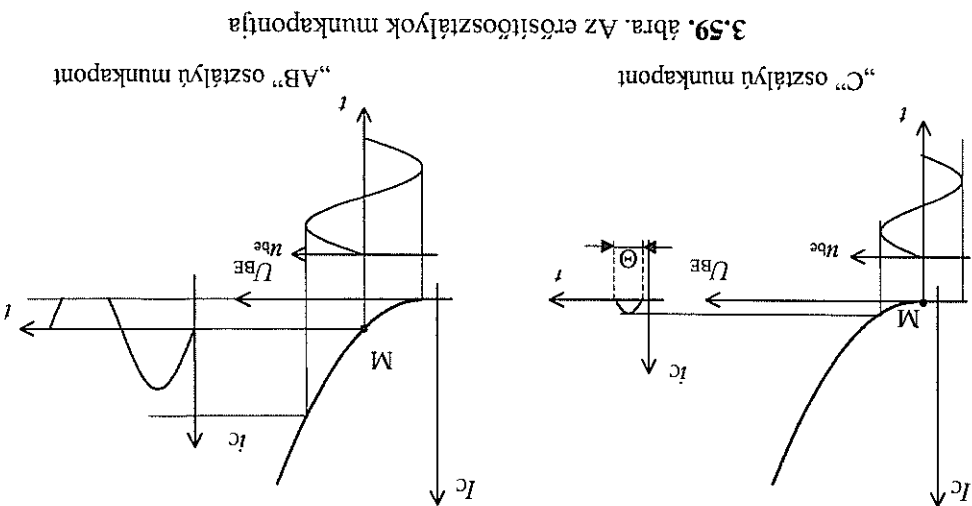
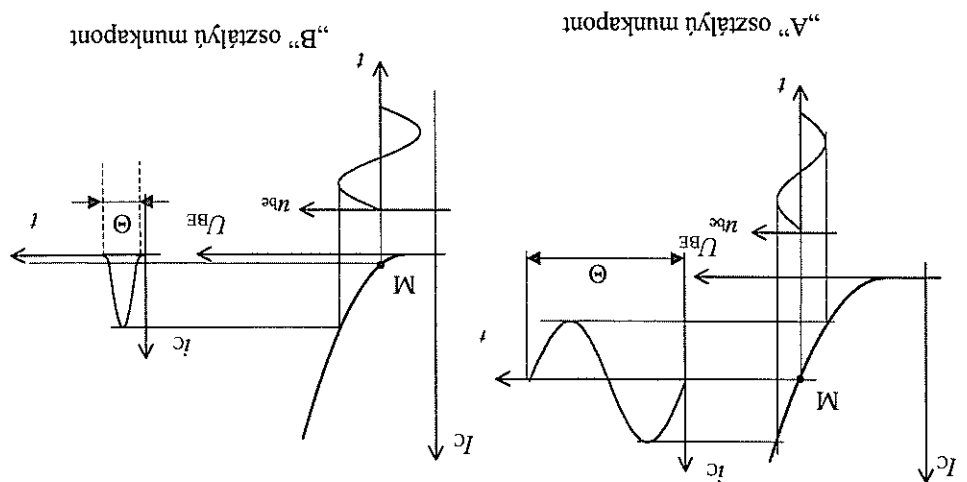
Kapcsolásuk és munkapont-beállításauk – a kis értékű kollektoráram kivételével – megegyezik a teljesítmény-erősítők kapcsolásával és munkapont-beállítással. **A teljesítmény-erősítők** feladata, hogy egy adott értékű terhelő-ellenállásra a lehető legnagyobb teljesítményt adják le. Ennek érdekében a **munkapont helyes megválasztásával** a maximális kivezérlelhetőséget a tranzisztor kollektorárama és kollektor–emitter feszültsége esetében is biztosítani kell. Ahhoz, hogy a tranzisztor által előállított teljesítmény teljes egészében eljusson a terhelésre, a terhelést **illeszténi kell** az erősítőhöz. A nagyjelű vezérlés miatt a tranzisztor jellleggörbét már nem tekinthetjük lineárisnak, ezért a **kimeneti jel torzított lesz**. A munkapont-beállítással nál ezért a maximális kimeneti teljesítmény elérése mellett törekedni kell a minimális torzításra is.

A teljesítmény-erősítők a tápegységből felvett egyenáramú teljesítményből a vezérlés hatására váltakozó áramú teljesítményt állítanak elő. Mivel a lehető legnagyobb teljesítmény előállításáról van szó, nem lehet közömös az sem, hogy az adott teljesítmény eléréséhez mekkora teljesítményt kell befektetni, vagyis hogy mekkora az erősítő hatásfoka.

A teljesítmény-erősítők **hatásfoka** az erősítő által szolgáltatott P_{ki} kimeneti teljesítmény és a tápegységből felvett P_f egyenáramú teljesítmény hányadosa:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_f}$$

A tápegységből felvett, de kimeneti teljesítményként nem hasznosított teljesítmény a tranzisztoron hővé alakul, disszipálódik. A **disszipációs teljesítmény**: $P_d = P_{\text{pl}} - P_r$. A megismert jellemzők értékének mind egyike attól függ, hogy a jelleggörbén hol választjuk meg a munkapontot. A munkapont helyétől függően a teljesítményerősítőket A, B, AB és C osztályba soroljuk. Az A, a B és az AB osztályú erősítőket leg-többször hangerősítőként használjuk, bemeneti jelük hangfrekvenciás szinuszos jel, terhelő-ellenállásuk általában hangszóró. A C osztályú erősítők elsősorban a nagy-teljesítményű adoberendezésekben használatosak. Az egyes erősítőosztályok mun-kapontját az U_{BE} - I_C jelleggörbén a 3.59. ábra mutatja.



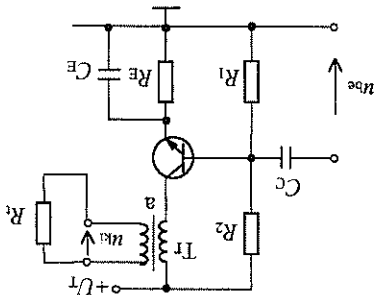
3.59. ábra. Az erősítőosztályok munkapontja

Az erősítőoszaltályok folyási szöggel is jellemezhetők. A Θ **folyási szög** azt mutatja, hogy a teljes periódus (360°) hány fokban részben folyik kollektoráram. A 3.59. ábrán is leolvasható, hogy

- A osztályú beállításban a folyási szög $\Theta = 360^\circ$, mert a teljes periódusban folyik áram,
- B osztályú beállításban a folyási szög $\Theta = 180^\circ$, mert csak a felperiódusban folyik áram,
- AB osztályban a folyási szög $360^\circ > \Theta \geq 180^\circ$,
- C osztályban $\Theta \leq 180^\circ$.

3.5.1. Együttemű teljesítményerősítő

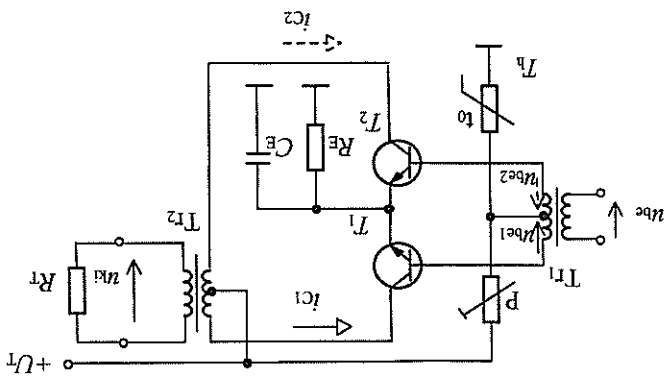
Az együttemű teljesítményerősítő tranzisztora A osztályú beállításban a szinuszos bemeneti feszültség teljes periódusát erősíti. A 3.60. ábrán látható kapcsolásban a kollektorkörben elhelyezett kimeneti transzformátor gondoskodik a terhelés illesztéséről. Az áttétel helyes megválasztásával a tranzisztor munkaeállása a maximális kimeneti teljesítmény eléréséhez szükséges optimális érték lesz.



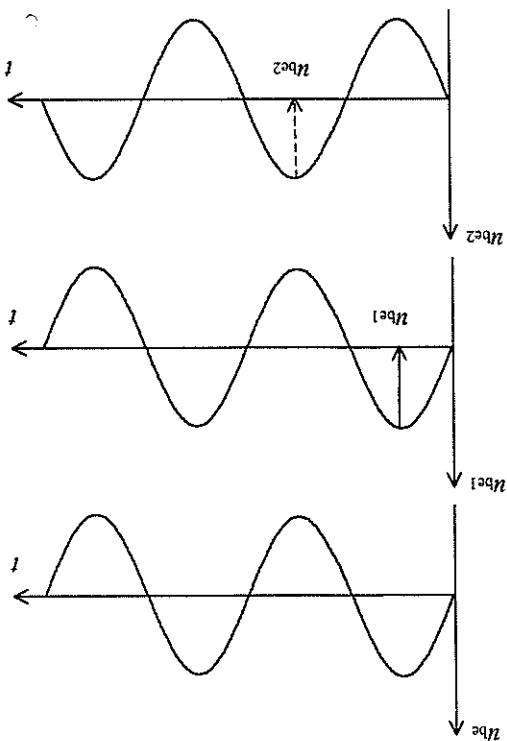
3.60. ábra. Együttemű teljesítményerősítő

Az A osztályú beállítás miatt az erősítő kivezetés nélkül is felvesz teljesítményt a tápegységből, hiszen a tranzisztoron vezetés nélkül is folyik a munkaponti kollektoráram. Az erősítő hatásoka ezért jelentősen elmarad (elméleti max. is csak 25%) a más munkapont-beállítással elérhető hatásoktól. A rossz hatások mellett az erősítő torzítása is nagy, mert a nagyjelű vezetés miatt a bemeneti jel alakja a görbült jellegűben jelentősen módosul. A torzítás nemlineáris jellegű, harmonikus és modulációs torzítás. A rossz hatások és a nagy torzítás miatt az A osztályú erősítőket hangfrekvenciás teljesítményerősítőként nem használjuk, ezért teljesítményviszonyaiknak részletes számításával nem foglalkozunk. Szinte kizárólag olyan területen alkalmazzuk, ahol egyszerűen kapcsolásra van szükség valamilyen eszköz időszaksos működésére, pl. riasztó hangszórója, számítógépben a *zümmer* megszólaltatása, jelzőlámpa tekercsének gerjesztése stb.

A B osztályu munkapont-beállítás csak ellentétmű erősítőkapcsolásokban lehetséges, amelyek tulajdonságait a **3.61.** ábrán látható kapcsoláson tanulmányozhatjuk.



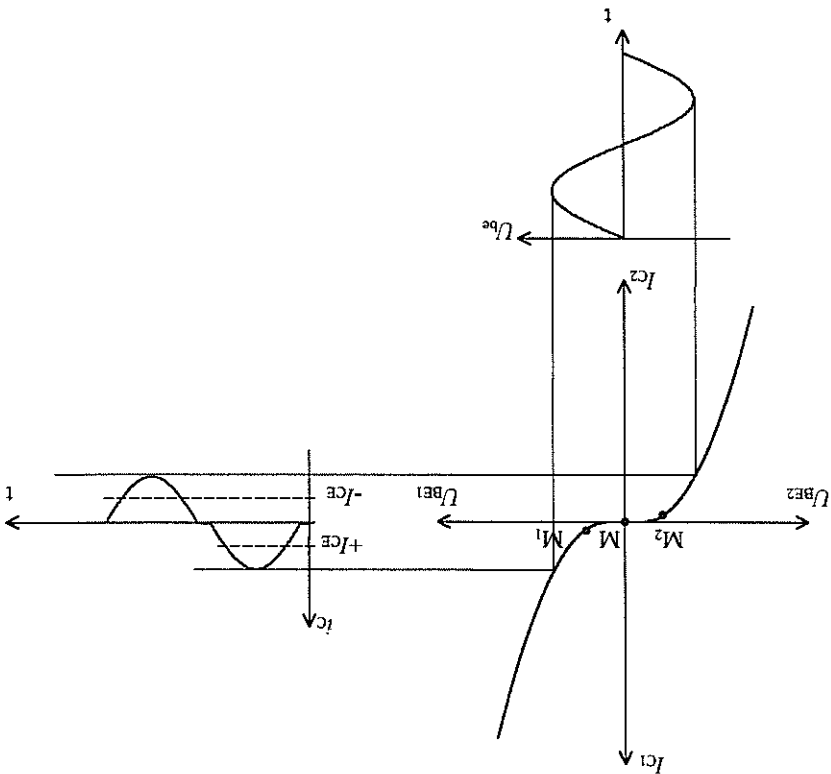
3.61. abra. Ellenütemű teljesítményvesztő



3.62. ábra. Ellenfázisú vezérlőjelek

A tranzisztorok munkapontját a lezárás hatására állítjuk be és úgy vezéreljük a kapcsolást, hogy a két tranzisztor felválva erősítse a bemeneti jel két félperiódusát. Ezt az ellentétesű vezérlést valósítja meg a kapcsolás bemeneten lévő fázisfordító tranzzformátor, a középlegázásához képest ellenfázisú vezérlőfeszültséget állítva elő a bemeneti feszültségből. A ellenfázisú vezérléshez szükséges jelalakokat szemlélített a 3.62. ábra.

A tranzisztorok által felerősített félperiódusokat a kimeneti tranzzformátor összegezi és juttatja a terhelésre. A kimeneti tranzzformátor áttételének helyes megválasztása-val illeszthető a terhelés a tranzisztorokhoz. A munkapont beállítására a termisztorból és a potenciómterből álló feszültségosztóval történik. A munkapont helyét és a kapcsolás eredő jelleggörbéjét a 3.63. ábra mutatja a be- és kimeneti jelalakokkal együtt.



3.63. ábra. A B osztályú erősítő eredő jelleggörbéje

Vezérlés nélkül a tranzisztorokon nem folyik áram, így a tápegységből nem vesz fel teljesítményt az erősítő és a disszipáció is zérus. Vezérlés hatására mindkét tranzisztoron egy félperiódusnak megfelelő áram folyik, amelyek egyenáramú középfértéke az elektrotechnikában tanultak szerint:

$$I^{\text{CE}} = \frac{\pi}{I_{\text{Cmax}}}.$$

Mivel az erősítő kivezérése használat közben a kivezérés nélküli állapotól a maximumára bevezetve a vezérlési tényezőt. A v vezérlési tényező a mindenkori u_{be} bemeneti feszültség és a maximális kivezéréshöz tartozó $u_{\text{be max}}$ bemeneti feszültség hányadosa:

$$v = \frac{u_{\text{be}}}{u_{\text{be max}}}.$$

A tápegységből felvett teljesítmény a két tranzisziorra együttesen:

$$P^{\text{f}} = 2 \cdot v \cdot U^{\text{T}} \cdot \frac{I_{\text{Cmax}}}{\pi}.$$

Erdemes megfigyelni, hogy míg az A osztályú erősítőnél a tápegységből felvett teljesítmény vezérléstől függetlenül állandó volt, addig az előző kivezérés szerint a B osztályban a felvett teljesítmény függ a kivezéréstől. Ha nem vezéreljük a kapcsolást ($v = 0$), akkor $P^{\text{f}} = 0$.

A kimeneti teljesítmény a tranzisztorok áramainak és feszültségeinek effektív értékeiből számítható, mindkét mennyiség értéket függővé téve a vezérlés nagyságától

$$P_{\text{ki}} = v \cdot \frac{U_{\text{CEmax}}}{\sqrt{2}} \cdot v \cdot \frac{\sqrt{2}}{I_{\text{Cmax}}} \cdot \frac{1}{v^2} \cdot U^{\text{T}} \cdot I_{\text{Cmax}}.$$

A B osztályú erősítő hatásfoka:

$$\eta = \frac{P_{\text{ki}}}{P^{\text{f}}} = \frac{\frac{1}{v^2} \cdot U^{\text{T}} \cdot I_{\text{Cmax}}}{v \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{v} \cdot \frac{1}{2} \cdot U^{\text{T}} \cdot I_{\text{Cmax}}} = \frac{4}{\pi} = 0,785 \cdot v.$$

Maximális kivezérésnél a kivezérés szerint, a B osztályú erősítő hatásfoka 78,5%-os, tehát sokkal kedvezőbb, mint az A osztályú hatások. A teljes kivezérésnél kisebb bemeneti jel esetén a hatások arányosan csökken.

A disszipációs teljesítmény:

$$P_{\text{D}} = P^{\text{f}} - P_{\text{ki}} = v \cdot \frac{\pi}{2} \cdot U^{\text{T}} \cdot I_{\text{Cmax}} - \frac{\pi}{v^2} \cdot U^{\text{T}} \cdot I_{\text{Cmax}},$$

$$P_{\text{D}} = U^{\text{T}} \cdot I_{\text{Cmax}} \cdot \left(v \cdot \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{v^2} \right).$$

Teljes kivezérésnél $P_{\text{D}} \approx 0,137 \cdot U^{\text{T}} \cdot I_{\text{Cmax}}$.

Erdemes megjegyezni, hogy a disszipációs teljesítmény nem a teljes kivezérés mel-

lett maximális. Bizonyítható, hogy a tranzisztoron létrejövő disszipáció a $v = 0,6$ (60%-os vezetés) mellett a legnagyobb. Ilyenkor

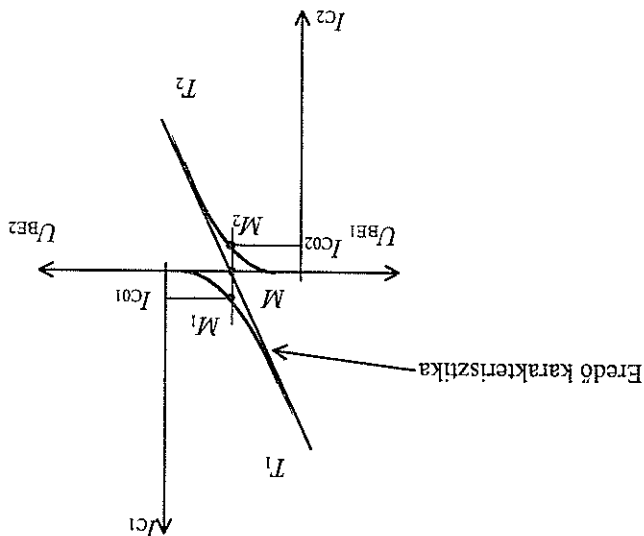
$$P_{D_{\max}} \approx U_T \cdot I_{C_{\max}} \cdot \left(\frac{2 \cdot 0,6}{2 \cdot 0,6} - \frac{0,36}{2} \right) \approx 0,2 \cdot U_T \cdot I_{C_{\max}}$$

A tranzisztor megválasztásánál, ha azt B osztályú erősítőben kívánjuk használni, ezt a maximális disszipációt kell figyelembe venni.

A B osztályú erősítő torzítását jól értékelhetjük a 3.63. ábrán. A kimeneti áram két félperiódusa nem szinuszosan illeszkedik egymáshoz, ami jelentős torzítást jelent. A torzítás eredete ebben az esetben is a nemlineáris jelleggörbe, így itt is a 3.4.1. pontban megismert nemlineáris torzítás lép fel. Ebben az esetben azonban szokás ezt a torzítást B osztályú, vagy másképpen keresztetési torzításnak hívni.

Összefoglalva tehát megállapítható, hogy a jó hatások kedvezőtlen torzítással párosul.

A hatások és a torzítás szempontjából is optimális megoldást jelent az **AB osztályú munkapont-beállítás**. Ilyen beállítás mellett a 3.61. ábra P potencióméterével a munkapontot az A és a B osztályú munkapont közé állítjuk be úgy, hogy az eredő jelleggörbe a lehető legjobban megközelítse az egyenest. Ezt mutatja a 3.64. ábra. Az AB osztályú beállításban a B osztályúhoz képest romlik a hatások, jelentősen csökken azonban a torzítás.



3.64. ábra. Az AB osztályú fokozat eredő jelleggörbéje

3.5.3. Teljesítményerősítő kapcsolások

A két tranzisztorral felépített **ellenütemű teljesítményerősítők** legtöbbszor AB osztályú munkapontban működnek. Egy már részben megismert gyakorlati megvalósítást mutat a 3.61. ábra. A két tranzisztor ellenfázisú vezérlő jeleket igényel, ezeket állítja elő a Tr_1 fázisfordító transzformátor. Szekunder tekercsének középlegázására hoz képest – ami a bázisosztó miatt egy rögzített feszültségű pont – a két végpontja között ellentétes fázisban változik a szinuszos feszültség, amit azt a 3.62. ábra is szemlélteti.

Az u_{be1} jel pozitív félperiódusát a T_1 tranzisztor erősíti, az U_{be2} jel pozitív félperiódusát – ami tulajdonképpen a bemeneti jel negatív félperiódusából adódik – a T_2 tranzisztor erősíti. Végeredményben tehát a két tranzisztor egymást váltva erősíti fel a bemeneti feszültség két félperiódusát. A tranzisztorok kollektoráramai átfolyanak a Tr_2 kimeneti transzformátor középlegázású primer tekercsén. Az i_{c1} a pozitív félperiódusban, az i_{c2} pedig a negatív félperiódus alatt indukál feszültséget a szekunder tekercsben. A kimeneti transzformátor tehát összemácsolja a két tranzisztor által felerősített jel pozitív és negatív félperiódusát a terhelésre. A kimeneti transzformátor ezen kívül, az áttételének helyes megvalasztásával, a terhelést is illeszti a transzisztorhoz.

A P potencióméter az erősítőosztálynak megfelelő munkapont-beállításhoz szolgál. A T_1 -val jelölt termisztor negatív hőfoktényezőű és az R_E -vel együtt a kapcsolás hőmérőket hatására történő munkapont-eltolódását csökkenti, mert a tranzisztorokon keletkező jelentős disszipációs teljesítmény miatt itt különösen fontos a hőmérséklet-változás következményének csökkentése. A két tranzisztornak azonos jellemzőkkel kell rendelkeznie. Így biztosítható az erősítendő jel pozitív és negatív félperiódusának azonosossága, vagyis a kis torzítás. Erre a célra párba valógatott tranzisztorokat kell alkalmazni.

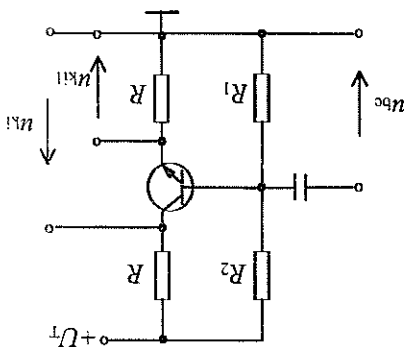
Az ellentétes fázisú vezérlőjelek előállításának más lehetősége, hogy fázisfordító transzformátor helyett **fázishasító áramkört** alkalmazunk.

A 3.65. ábra áramkörre egy olyan közös emitteres kapcsolás, amelynek R_C és R_E ellenállása azonos értékű.

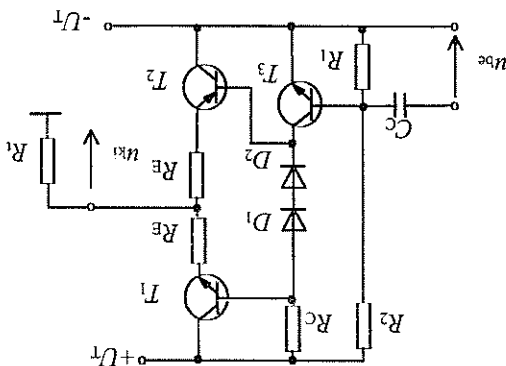
Mivel $R_C = R_E = R$, ezért $|u_{k1}| = |u_{k2}|$, de ellentétes fázisúak.

Az ellenfázisú vezérlőjelek és a kimeneti transzformátor alkalmazása megkerülhető **komplemenster** (kiegészítő) **típusú** tranzisztorok alkalmazásával. Ilyen p-n-p, ill. n-p-n típusú tranzisztorokkal felépített **komplemenster teljesítményerősítő**t mutat a 3.66. ábra.

3.65. ábra. Fázishasító áramkör



3.66. ábra. Komplementer teljesítményerősítő

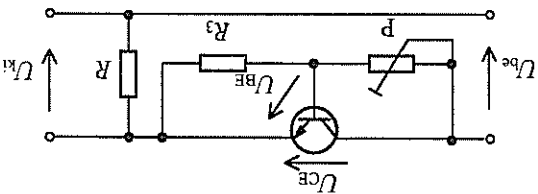


A T_3 tranzisztorral felépített KE-es erősítő a T_1 , T_2 tranzisztorral felépített teljesítményerősítő meghajtó (előerősítő) fokozata, amelynek munkacellállása az R_C ellenállás. A T_1 tranzisztor a szinuszos jel pozitív, a T_2 pedig a negatív félperiódusát erősíti. Mindkét tranzisztor közös kollektoros kapcsolású, ezért a feszültséggyerősítés $A_u \approx 1$, de áramerősítése és így teljesítményerősítése is jelentős. Ebben a kapcsolásban nincs szükség a terhelés illesztésére, mert a kis ellenállású terhelés (hangszóró) a tranzisztorok emitterére kapcsolódik, amelyek azonos nagyságrendű kimeneti ellenállást képviselnek.

A munkapont-beállítás úgy történik, hogy a meghajtó fokozat T_3 tranzisztorának munkaponti kollektor feszültsége meghatározza a közvetlen csatolás miatt a T_2 munkaponti bázisfeszültséget is. Ehhez képest a T_1 bázisfeszültséget a D_1 és D_2 diódák nyitófeszültségeinek összege adja. A diódákat itt szinteltolóként alkalmazzuk, feladatunk, hogy a két tranzisztor bázisa között biztosítsák az AB osztályú működéshez szükséges $U_{BE01} + U_{BE02}$ feszültséget. A két dióda nyitófeszültsége hozzávetőle-

gesen ekkora. Ugyanakkor a diódák váltakozó áramú szempontból szinte rövidzárnak számítanak kis nyitó irányú differenciális ellenállásuk miatt. A tranzisztorok R_E emitter-ellenállásai stabilizálják a munkapontot és az általuk létrehozott visszacsatolás a torzítást is csökkenti. Értékük kicsi, mert így nem csökkentik számottevően a tranzisztorok kivezérelhetőségét.

A kapcsolás kettős tápfeszültségre működik, ezért az R_E ellenállások közös pontján az egyenfeszültség vezérlés nélkül zérus értékű, vagyis a terhelésen nem folyik egyenáram. Ha az erősítőt egyszerűes tápfeszültségről üzemeltetjük akkor ezen a ponton az egyenfeszültség $U_{T/2}$ értékű, ezért az R_E -t csatolókonkondenzátorral kell leválasztani. A kis torzítás ebben a kapcsolásban is úgy érhető el, ha azonos paraméterekkel rendelkező, valogatott komplementer tranzisztorpárokat használunk. A munkapont-beállításhoz diódás szintelő helyett alkalmazható a 3.67. ábrán látható tranzisztoros szintelő. Alkalmazásának előnye, hogy az általa létrehozott szintelölés állítható, ezért a teljesítményerősítő munkapontja is egyszerűen beállítható optimális értékre.



3.67. ábra. Tranzisztoros szintelő

A szintelölés mértéke a tranzisztor kollektora és emittere közötti!

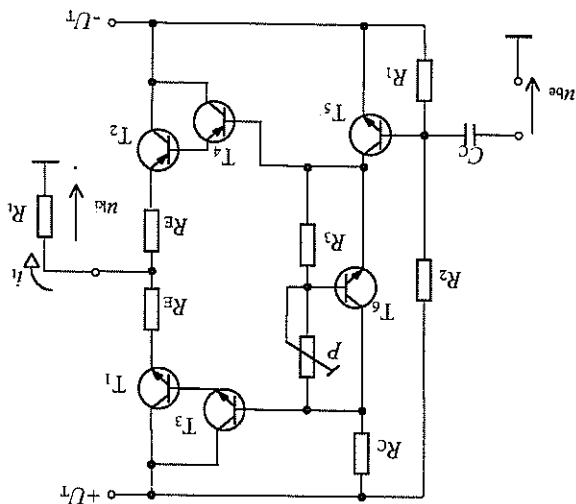
$$U_{BE} \approx U_{CE} \cdot \frac{R_3}{R_3 + P}$$

összetűgésből számítható:

$$U_{be} - U_{ki} = U_{CE} \approx U_{BE} \cdot \frac{R_3}{R_3 + P} = U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{P} \right)$$

A szintelölés mértéke a P potencióméterrel állítható. Az ismertetett szintelő kapcsolást a diódák helyén, a két tranzisztor bázisa között alkalmazzuk. Nagybobb teljesítményerősítés érhető el, ha a tranzisztorokat **Darlington-tranzisztorpárra** cseréljük ki, amint azt a 3.68. ábra mutatja.

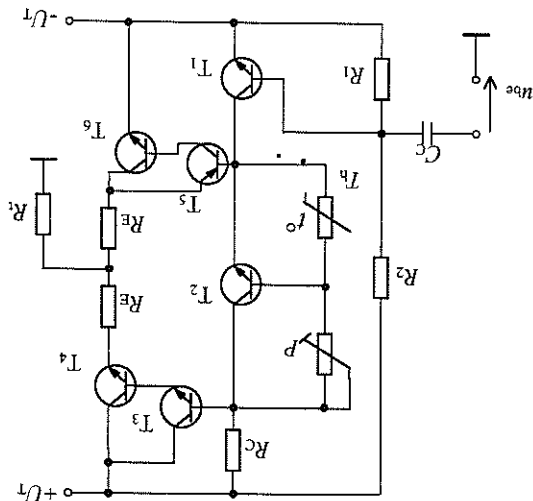
3.68. ábra. Darlington-transzisztoros teljesítményerősítő



A Darlington-transzisztorpár első transzisztorának $i_E \equiv i_C$ áramát a második transzisztor h_{21} -szerezes értékkel felerősíti. Így eredőben a két transzisztor együttes áramerősítési tényezője $h_{21e} = h_{21}^1 \cdot h_{21}^2$, ha a transzisztorok h_{21} paraméterei megegyeznek, akkor $h_{21e} = h_{21}^2$.

A két transzisztor közül a második transzisztor a teljesítménytranszisztor, az első kisjeletű üzemben működik. A Darlington-párok bázisa közötti szinttolást négy dióda, vagy transzisztoros szinttoló végzi.

3.69. ábra. Kvázikomplementer teljesítményerősítő



A 3.69. ábrán látható kvázikomplemenenter teljesítményerősítő két tranzisztorpár-jának második tranzisztorai azonos típusúak. Így jobban teljesíthető az a követelmény, hogy a nagy teljesítményerősítést végző tranzisztorok azonos paraméterűek legyenek, így a torzítás kicsi legyen.

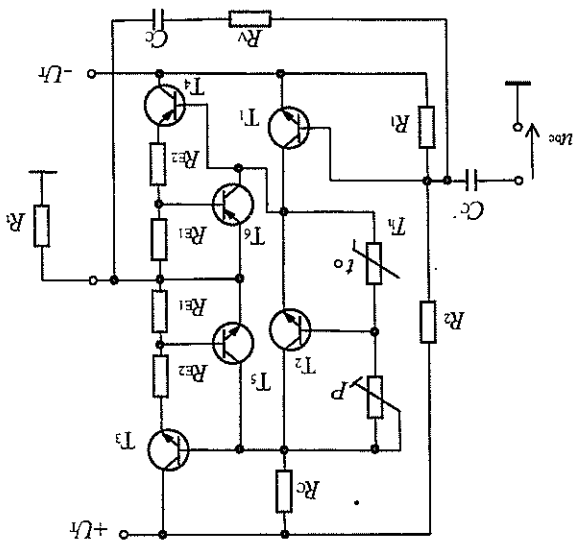
A T_3 és T_4 tranzisztorok Darlington, T_5 és T_6 tranzisztorok kompozit tranzisztorpárt alkotnak (szokásos elnevezés még: komplemenenter Darlingtonpár). A kompozit tranzisztorpár első tranzisztorának kollektorárama vezérli a második tranzisztor, ezért az eredő áramerősítés a Darlington-kapcsoláshoz hasonlóan $h_{21e} = h_{21} \cdot h_{21z}$.

azonos tranzisztorok esetén $h_{21e} = h_{21}^2$.

Mivel a meghajtó fokozat az első tranzisztor vezérli, ezért a tranzisztorpár típusát mindig az első tranzisztor határozza meg. Ez jelen esetben p-n-p típusú, így a kompozitpár is p-n-p típusúnak számít. A kvázikomplemenenter teljesítményerősítő tehát az azonos teljesítményerősítő tranzisztorok ellenére egy n-p-n tranzisztorpárból (a Darlington) és egy p-n-p tranzisztorpárból (a kompozit) épül fel.

A komplemenenter teljesítményerősítők általában AB osztályú munkapontban működnek, mert az előző fejezetben megismertek szerint ez a beállítási biztosítja a viszonylag jó hatásfokot és a viszonylag kicsi torzítást. A gyakorlatilag megvalósítható hatásfok 50–60%, a nemlineáris torzítás hozzávetőlegesen 1–5%.

Nagyobb kimeneti teljesítményeket előállító kapcsolásokban az erősítő tranzisztorain keletkező hőmennyiség olyan nagy lehet, hogy az emittorban elhelyezett kis értékű ellenállások miatt visszacsatolás már nem stabilizálja megfelelően a munkapontot. Ilyenkör célszerű a kimenet és a meghajtó fokozat bemenete között egy újabb visszacsatolást létesíteni. Ezt valósítja meg a 3.70. ábrán az R_V ellenállás.



3.70. ábra. Visszacsatolással és védelemmel ellátott komplemenenter teljesítményerősítő

Az ábra egy komplemententer erősítő esetén arra is példát mutat, hogy miként valósítható meg a teljesítményerősítő tranzisztorok túltérhelés elleni védelme. A védelem azt akadályozza meg, hogy a megengedettnél kisebb terhelés, vagy a kimenet (vétel-ien) rövidzárása esetén a T_3 és T_4 tranzisztorokon nagyobb kollektoráram folyjon, mint amit tönkremenetel nélkül el tudnak viselni. A T_5 , T_6 határoló tranzisztorok a megosztott emitter-ellenállások R_{E1} részén eső feszültséget érzékelik. Minél nagyobb a kimeneti áram, annál jobban kinyílnak a határoló tranzisztorok és annál nagyobb áramot vezetnek el a T_3 , T_4 bázisából, megakadályozva ezzel a kollektoráram, és így a kimeneti áram növekedését. A kapcsolást úgy kell méretezni, hogy a kimenet rövidrezárása esetén a bázisáram elvonása akkora legyen, amely mellett nem folynak a T_3 , T_4 tranzisztorokon a megengedett maximális értéknél nagyobb áram.

Ellenőrző kérdések, feladatok

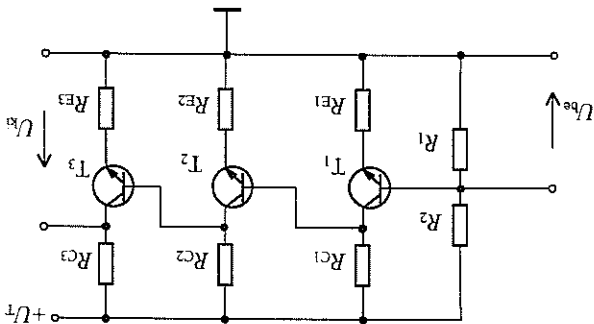
1. Mit értünk az erősítők feszültséggenerátoros meghajtásán?
2. Ismertessük a bipoláris tranzisztoros erősítők munkapont-beállítási módszereit!
3. Rajzoljuk fel a közös emitteres erősítő kapcsolási rajzát és magyarázzuk el működését!
4. Milyen elemek határozzák meg a közös emitteres erősítő alsó és felső határfrekvenciáját?
5. Milyen módszerekkel lehet növelni az erősítő sávszellességét?
6. Ismertessük nagyságrendileg helyesen a közös kollektoros erősítő váltakozó áramú jellemzőit és alkalmazási területeit!
7. Hogyan történik a térvetzerlésű tranzisztoros erősítők munkapont-beállítása?
8. Hogyan számíthatók ki a többfokozatú erősítők eredő váltakozó áramú jellemzői?
9. Ismertessük a visszacsatolás hatásáncának egyes elemeit és jeleit!
10. Hogyan módosítják a különböző típusú negatív visszacsatolások az erősítő jellemzőit?
11. Ismertessük az erősítők torzításainak fajtáit!
12. Soroljuk fel az erősítőkben keletkező zajok forrásait!
13. Ismertessük a teljesítményerősítők munkaponti osztályainak sajátosságait!
14. Rajzoljunk fel egy ellenütemű és egy komplemententer teljesítményerősítő-kapcsolást és hasonlítsuk össze működésüket!
15. Ismertessük az egyes erősítőosztályok teljesítményviszonyait!
16. Rajzoljuk fel a Darlington és a kompozit tranzisztorpárt és határozzuk meg áramerősítési tényezőjüket!
17. Rajzoljuk fel a kvázikomplemententer teljesítményerősítő kapcsolási rajzát és magyarázzuk el működését!

4. MŰVELETI ERŐSÍTŐK

A műveleti erősítők nagy bonyolultságú, igen jó minőségi jellemzőkkel rendelkező analóg integrált áramkörök. Gyártásuk félvezető alapú, monolitikus technológiával történik. Ez a technológiai eljárás alkalmas arra, hogy egy szilíciumkristályon bonyolult áramkörök alkateszeit és a közöttük lévő összeköttetéseket lehessen létrehozni. A gyártás eredménye egy tokozott, kivezetésekkel ellátott, a továbbiakban alkatrészként felhasználható áramkörti egység.

4.1. A műveleti erősítők belső áramkörei

A műveleti erősítők belső felépítésüket tekintve többfokozatú egyenfeszültség-erősítők, amelyek speciális áramkörökből épülnek fel. Ezek feladatának és felépítésének megértéséhez a 4.1. ábrán látható galvanikus csatolással ellátott, többfokozatú egyenfeszültség-erősítőn vizsgáljuk meg az egyenfeszültség erősítésének problémáit!



4.1. ábra. Többfokozatú egyenfeszültség-erősítő

A közvetlen csatolás miatt, az ábra alapján, három megoldandó feladat adódik:

1. Az ideális egyenfeszültség-erősítőtől azt kívánjuk, hogy ha nincs bemeneti feszültség ($U_{be} = 0$), akkor a kimeneti feszültség is nulla legyen. Az ábra többfokozatú erősítőjének kimenetén azonban akkor is mérhető kimeneti egyenfeszültség, ha nincs bemeneti feszültség. Ez az utolsó fokozat munkaponti kollektorfeszültsége. Megszüntetésére leggyezyserűbben úgy történhet, ha két-

tős tápfeszültséget alkalmazunk és úgy állítjuk be az utolsó fokozat munka-

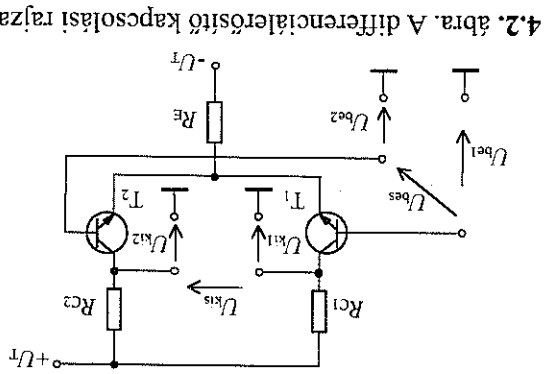
pontját, hogy a munkaponti kollektorfeszültség zérus legyen. A műveleti erősítők belső áramköröi ezért mindig kettős tápfeszültségűről üzemelnek.

2. A közvetlen csatolás miatt csak az első fokozat munkapontja állítható be optimálisan, a megismert munkapont beállító módszerek valamelyikével. A további fokozatok munkapontját viszont meghatározzák az előző fokozatok: a második fokozat munkaponti bázisfeszültségét az első fokozat kollektorfeszültsége, a harmadik fokozatét a második fokozat munkaponti kollektorfeszültsége stb. Ez azt jelenti, hogy a bázisfeszültségek és a kollektorfeszültségek egyre növekednek, a fokozatok egyre kedvezőtlenebb munkapontban üzemelnek. A kollektorfeszültségek ugyanis egyre közelebb kerülnek a tápfeszültséghez és ezért egyre csökken a fokozatok kivérezelhetősége. Ennek a problémának a megoldására **sztendioló áramköröket** kell alkalmazni, amelyek egyen-feszültségű szempontból feszültségkülönbséget hoznak létre a fokozatok között, váltakozó áramú szempontból azonban minimális ellenállást jelentenek.

3. A tranzisztorok hőmérsékletfüggőek, ezért a hőmérséklet megváltozása munkapont eltolódást eredményez. A munkapont megváltozása miatt megváltozik a tranzisztorok bázis–emitter feszültsége is, amit a tranzisztorok felerosítienek és ezért a kimeneten megjelenik egy hőmérsékletváltozásból adódó hibafeszültség. Különösen az első fokozat munkapont eltolódásának hatása jelentős, hiszen ezt az összes további fokozat felerősíti. Hasonló jelenség játszódik le a tápfeszültség megváltozásakor is. Ez indokolja, hogy az egyenfeszültség erősítésére alkalmas erősítőlanc első fokozata a problémát kiküszöbölő **differentiális** legyen.

4.1.1. Differenciáliserősítők

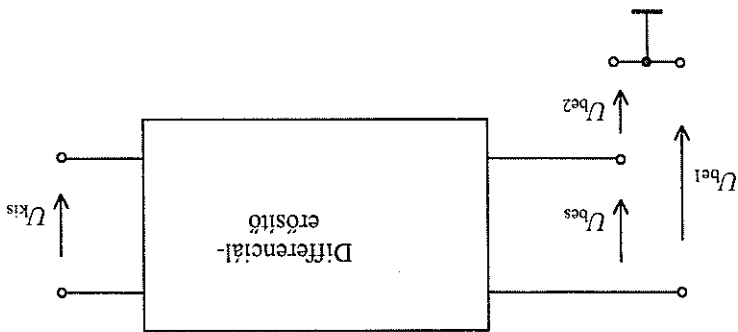
A differenciáliserősítő két szimmetrikus közös emitteres erősítőből épül fel a 4.2. ábrán szerint. Az erősítő vezérlése a két tranzisztor bázisa között történik, a kimeneti jele pedig a két tranzisztor kollektora közé kapcsolt terhelésen jelenik meg.



4.2. ábra. A differenciáliserősítő kapcsolási rajza

A differenciálerősítő munkapont-beállítása a két erősítőfél szempontjából közös R_E emitter-ellenállással történik, az R_C ellenállások pedig az erősítés nagyságát határozzák meg. A kettős tápfeszültség lehetőséget ad arra, hogy a tranzisztorok munkapontját bázfeszültségre zérus legyen. Az integrált áramkörökben alkalmazott differenciálerősítők munkapontját bázfeszültséget nem állítja be bázisosztó, ezért a vezérlő áramköröknek kell biztosítani az $U_{B0} = 0$ V-os feszültséget és a tranzisztorok működéséhez szükséges I_{B0} bázisáramot.

Ideális esetben a fél erősítők tökéletesen egyformák, ami az R_C ellenállások azonosságán túl azt jelenti, hogy a tranzisztorok valamennyi paraméterüket tekintve egyformák. Ez még integrált áramköri technológiával sem teljesíthető teljes mértékben. A differenciálerősítő vezérlését a 4.3. ábra mutatja. Az U_{be1} és U_{be2} bemeneti feszültségek lehetnek egyenfeszültségek és váltakozó feszültségek is.



4.3. ábra. A differenciálerősítő vezérlése

Egyenfeszültségekkel történő vezérlésnél az erősítő a két bemenete közé kerülő feszültségek különbségét erősíti (az erősítő elnevezése is innen ered). A különböző feszültségek az U_{bes} szimmetrikus, vagy más elnevezéssel differenciális bemeneti feszültség $U_{bes} = U_{be1} - U_{be2}$.

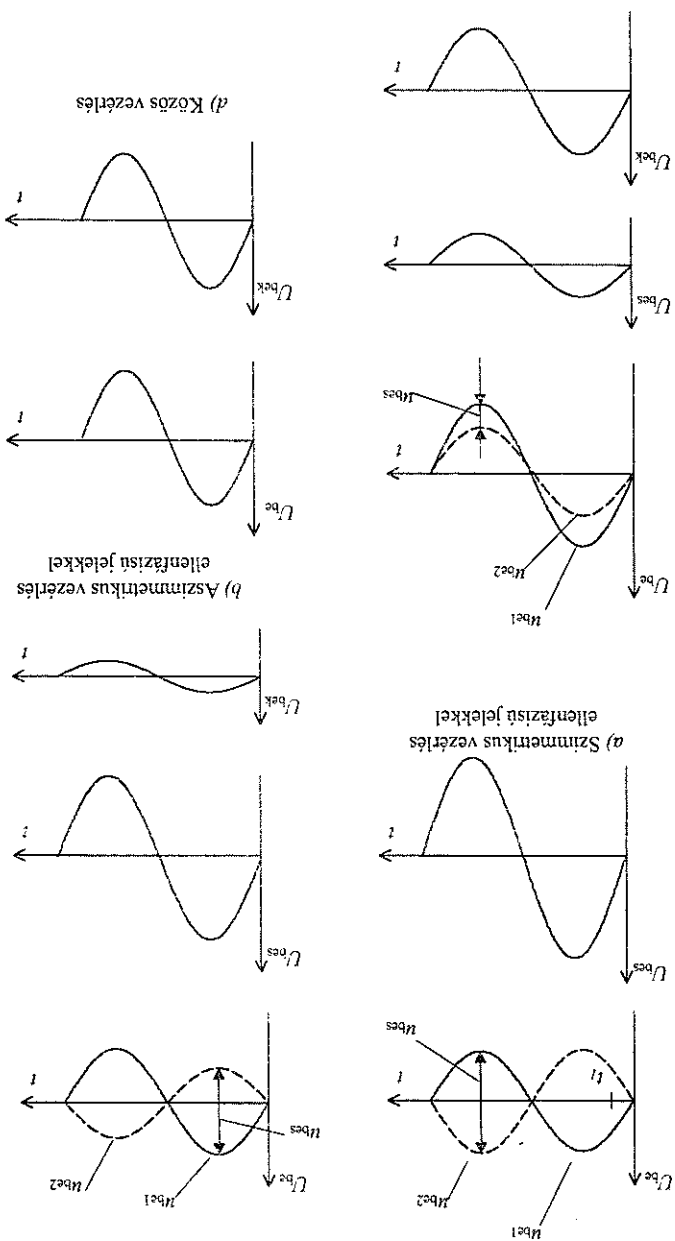
Az U_{kis} kimeneti szimmetrikus egyenfeszültség az U_{bes} szimmetrikus bemeneti feszültség A_{us} szimmetrikus erősítésszere $U_{kis} = A_{us} \cdot U_{bes}$.

Szinuszos váltakozó feszültségekkel történő vezérlés esetén a bemeneti feszültségek amplitúdójától és fázishelyzetétől függően a szimmetrikus vezérlés mellett közös vezérlés is jelentkezik. A közös vezérlés szokásos más elnevezései: közös módusú vezérlés, ill. azonos fázisú vezérlés. A kétféle vezérlőjel és a bemeneti feszültségek összefüggése:

$$U_{bes} = U_{be1} - U_{be2}, \\ U_{bek} = \frac{U_{be1} + U_{be2}}{2}.$$

A közös bemeneti feszültség tehát a két bemeneti feszültség átlaga.

A vezérlési lehetőségek áttekintéséhez nyújt segítséget a 4.4. ábra.



4.4. ábra. A differenciálerősítők vezérlési lehetőségei

A 4.4. a) ábra a vezérlésnek azt az esetét mutatja be, amikor az u_{be1} és u_{be2} feszültségek ellentétes fázisúak, de azonos amplitúdúúak. Az ellenfázisú jelek különbsége tulajdonképpen abszolút értékük összege, ez vezérli szimmetrikus bemeneti jelként az erősítőt $u_{be} = |u_{be1}| = |u_{be2}|$.

Közös bemeneti feszültség-összetevő ilyenkor nincs. Ez a vezérlési mód a differenciál-erősítő szimmetrikus vezérlése $u_{bes} = u_{be1} - (-u_{be2}) = |u_{be1}| + |u_{be2}| = 2 \cdot u_{be}$.

$$u_{bek} = 0.$$

Az erősítő fizikai működését vizsgálva pl. a t_1 időpontban megállapítható, hogy a T_1 tranzisztor az eredeti munkapontjához képest jobban kinyírt, ezért növekszik a kollektoráram. A növekvő kollektoráram az R_C ellenálláson csökkenő u_{ki1} kimeneti feszültséget hoz létre. A T_2 tranzisztor az U_{be2} hatására az eredeti munkapontjához képest ki-sebb nyitófeszültséget kap, ezért csökken a kollektoráram, tehát növekszik az u_{ki2} kimeneti feszültsége. A két tranzisztoron történő változások azonosak, így $|u_{ki1}| = |u_{ki2}| = u_{ki}$. A szimmetrikus kimeneti feszültség:

$$u_{kis} = u_{ki1} - (-u_{ki2}) = |u_{ki1}| + |u_{ki2}| = 2 \cdot u_{ki}.$$

A ki- és bemeneti feszültségek közötti összefüggés:

$$u_{kis} = A_{us} \cdot u_{bes}, \text{ vagyis: } A_{us} = \frac{u_{kis}}{u_{bes}}.$$

A tranzisztorok kollektoráramaival együtt emitteráramaik is azonos mértékben, de ellentétes irányban változnak. A közös emitterellenálláson ezek a változások ki-egyenlítik egymást, ezért a munkaponti emitterfeszültség értéke sem változik. Az emitter ezért közös potenciálú pontnak tekinthető.

A 4.4. b) ábra bemeneti jelei ellentétes fázisúak, de nem azonos amplitúdúúak. Az ellenfázisú jelek miatt a szimmetrikus bemeneti feszültség a két jel abszolút értékeinek összege, a közös bemeneti vezérlijel különbségének átága. Ez a vezérlés a differenciál-erősítő szimmetrikus vezérlése, ellenfázisú jelekkel.

$$u_{bes} = u_{be1} - (-u_{be2}) = u_{be1} + u_{be2},$$

$$u_{bek} = \frac{u_{be1} + (-u_{be2})}{2} = \frac{u_{be1} - u_{be2}}{2}.$$

Az ilyen típusú vezérlés hatására a kollektorokon megjelenő kimeneti feszültségek ellentétes irányban változnak, de nem azonos mértékben. A kimeneti jelek ezért a szimmetrikus összetevőn kívül van egy közös összetevője is:

$$u_{kis} = u_{ki1} - (-u_{ki2}) = |u_{ki1}| + |u_{ki2}|,$$

$$u_{kik} = \frac{u_{ki1} + (-u_{ki2})}{2} = \frac{|u_{ki1}| - |u_{ki2}|}{2}.$$

A közös kimeneti jel miatt szimmetrikus erősítés mellett értelmezhető egy közös erősítés is

$$n_{kis} = A_{us} \cdot n_{bes},$$

$$n_{kik} = A_{uk} \cdot n_{bek}, \quad A_{uk} = \frac{n_{kik}}{n_{bek}}.$$

A két tranzisztor aszimmetrikus vezérlése miatt az emitteráramok változása sem azonos. A közös R_E ellenálláson ezért a két áram különbségének megfelelő nagyságú feszültségváltozás jön létre. Az emitterellenálláson létrejövő feszültségváltozás miatt egy soros negatív áram-visszacsatolás jön létre.

A 4.4. c) ábra vezérlőjelei azonos fázisúak, de amplitúdójuk különböző. Ez tehát **aszimmetrikus vezérlés, azonos fázisú jelekkel**. A differenciálerősítőt vezérlő jelek szimmetrikus és közös összetevői

$$n_{bes} = n_{be1} - n_{be2},$$

$$n_{bek} = \frac{n_{be1} + n_{be2}}{2}.$$

A kimeneti feszültségek $n_{kis} = n_{ki1} - n_{ki2} = A_{us} \cdot n_{bes},$

$$n_{kik} = \frac{n_{ki1} + n_{ki2}}{2} = A_{uk} \cdot n_{bek}.$$

A tranzisztorok emitteráramai a vezérlés hatására azonos irányban változnak, de a változás nem azonos nagyságú. Az emitterellenálláson eső feszültség a két emitteráram összegének megfelelően változik. A feszültségváltozás miatt ebben az esetben is visszacsatolás jön létre.

A 4.4. d) ábra szerint a két bemeneti vezérlőjel azonos fázisú és azonos amplitúdójú (pl. a két bemenetet ugyanaz a jel vezérel). Ez a differenciálerősítő **közös vezérlése**. A szimmetrikus és a közös vezérlőjelek:

$$n_{bes} = 0,$$

$$n_{bek} = \frac{n_{be1} + n_{be2}}{2} = n_{be1} = n_{be2} = n_{be}.$$

A tranzisztorok kollektoráramai azonos irányban és azonos mértékben változnak, ezért a kimenetek között nincs feszültségkülönbség, a szimmetrikus kimeneti jel-összetevő ezért zérus. A közös kimeneti jel a kollektor-ellenállásokon létrejövő feszültségváltozással egyezik meg

$$n_{kik} = A_{uk} \cdot n_{bek}.$$

A felhasználás során gyakran előfordul a differenciálerősítő vezérlésének az a spe-

ciális esete, amikor valamelyik bemenetet a közös potenciálra kapcsoljuk és a másik bemenetet vezéreljük az erősítendő jellel. Ha pl. $u_{be2} = 0$ és a T_1 tranzisztort vezéreljük az u_{be1} feszültséggel, akkor $u_{bes} = u_{be1}$,

$$u_{bek} = \frac{u_{bel}}{2}.$$

Az erősítő emitterfeszültsége az u_{be1} feszültséggel megegyező irányban változik. A változás nagysága a közös bemeneti feszültséggel arányos. Az emitterfeszültség változása a T_2 tranzisztort, mint közös bázisú kapcsolásban működő erősítőt vezérel. A kimeneten megjelenő jelösszetevők:

$$u_{kis} = A_{us} \cdot u_{bes} = A_{us} \cdot u_{bel},$$

$$u_{kik} = A_{uk} \cdot u_{bek} = A_{uk} \cdot \frac{u_{bel}}{2}.$$

Hasonló összefüggések érvényesek arra az esetre is, amikor $u_{be1} = 0$ és u_{be2} vezérli a differenciálerősítőt. Eltérés csupán a kimeneti szimmetrikus feszültség fázisában van, amely most ellentétes fázisú. Ez indokolja, hogy a differenciálerősítő két bemenete között különbséget tegyünk. Az egyik bemenet elnevezése **invertáló bemenet** (jelölése: -), a másik bemenetet pedig **neminvertáló bemenetnek** hívjuk (jelölése: +).

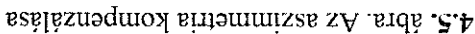
A 4.4 a) ábra szerinti szimmetrikus vezérlés esetén a bemenetek közé kerülő u_{bes} feszültséget a differenciálerősítő felerosítja. A kimeneten megjelenő u_{kis} szimmetrikus kimeneti feszültség a szimmetrikus jeltíre vonatkozó A_{us} szimmetrikus erősítésszere-
se u_{bes} -nek, azaz $u_{kis} = A_{us} \cdot u_{bes}$.

Ha a differenciálerősítő két szimmetrikus erősítője nem tökéletesen egyforma, akkor az aszimmetria mértékétől függően a szimmetrikus bemeneti jelből közös kimeneti jelösszetevő is megjelenik. Ez fizikailag azt jelenti, hogy a tranzisztorok kollektorfeszültsége ellentétes fázisban változik, de nem azonos mértékű ez a változás.

Hasonlóképpen: a 4.4. d) ábra szerinti közös vezérlésnél az u_{bek} közös bemeneti jeltíre vonatkozó A_{uk} közös erősítésnek megfelelő $u_{kik} = A_{uk} \cdot u_{bek}$, közös kimeneti jell mellett megjelenik egy szimmetrikus kimeneti jelösszetevő is, ha az erősítő két fele nem egyforma.

A leírtakból következik, hogy a differenciálerősítő elkészítésekor törekedni kell az azonos jellemzőkkel rendelkező alkatrészek felhasználására. Ez a követelmény természetesen integrált áramkörök esetében teljesíthető a legjobban, hiszen itt az alkatrészek azonos technológiával, azonos körülmények között készülnek. A teljes azonoság azonban így sem érhető el. Az eltérés számszerű jellemzésére szolgál az E_{ku} közös feszültségelnyomási tényező (egy másik szokásos elnevezéssel CMRR, common mode rejection ratio: közös módusú elnyomási tényező), amelynek értékét dB-ben szokás megadni. Minél szimmetrikusabb az erősítő, annál nagyobb E_{ku} értéke, ilyenkor kicsi a vezérlés típusával ellentétes típusú kimeneti jel.

ahogy az a 4.5. ábra mutatja.



elfogadható, külön megvizsgáljuk az eltérésből eredő hibát.

A gyakorlati felhasználás során a differenciálerősítő vezérlése a két bemenete között történik, amit úgy is megfogalmazhatunk, hogy az erősítendő hasznos jel az u_{bes} szimmetrikus bemeneti feszültség. A bemenetek közös vezérlése mindig valamilyen nem kívánt jelenység eredménye. Közös vezérlést jelent a differenciálerősítő számarra pl. a környezetből a bemenetre jutó zavaró jel, vagy a külső hőmérséklet megváltozása miatti munkapont-eltolódás. Ez utóbbit részletesebben vizsgálva, megállapítható, hogy a hőmérséklet megváltozásával megváltozik a tranzisztorok munkapontja, azaz az erősítő felületét, így a kimeneten hibafeszültség jön létre. Ha a differenciálerősítő tranzisztora egyformák, hőmérsékletfüggésük is egyforma és olyan közel vannak egymáshoz, hogy ugyanakkora hőmérsékletváltozás ér őket, akkor az U_{BE0} feszültségük is azonos irányban és mértékben változik. Ez közös vezérlést jelent a differenciálerősítő számára. A cél nyilvánvalóan az lenne, hogy ennek hatására a kimeneten ne

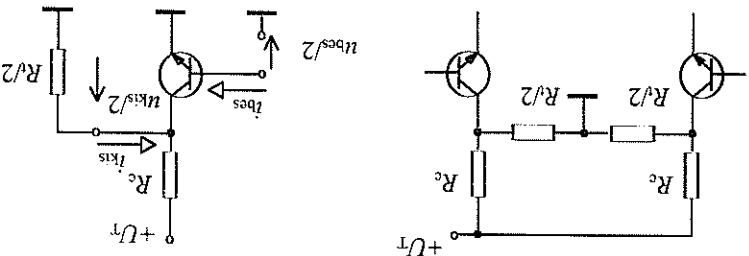
jelentkezzen, vagy csak elhanyagolható mértékű legyen. A szimmetrikus jelre vonatkozó nagy és a közös jelre vonatkozó lehető legkisebb erősítés biztosítja ennek a követelménynek a teljesülését. A két erősítés hányadosa a ***D*** diszkriminációs tényező

$$D = \frac{A_{lk}}{A_{us}}.$$

A hőmértékletfüggés miatti kimeneti hibafeszültség (és az egyéb zavarokból adódó hibafeszültség) akkor kicsi, ha a diszkriminációs tényező nagy.

Az erősítések értékeit úgy tudjuk egyszerűen meghatározni, ha a differenciálerősítőt két fél-erősítőre bontjuk.

Szimmetrikus vezérlésnél az R_E ellenálláson nem változik a feszültség, mint ahogyan azt a működés elemzése során már láttuk. Az emittorpont így közös potenciálú pontnak tekinthető mindkét erősítőfél szempontjából. A szimmetrikus vezérlésre ezért a fél-erősítő a 4.6. ábra szerinti.



4.6. ábra. A differenciálerősítő szimmetrikus erősítésének számítása

A fél-erősítőt a szimmetrikus bemeneti jel fele vezérli és a terhelő-ellenállás fele a szimmetrikus kimeneti jel fele jelenik meg. A **szimmetrikus erősítés** az ábra alapján:

$$A_{us} = \frac{u_{kts}}{u_{bes}} = -h_{21} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times \frac{R}{2} \right).$$

A szimmetrikus bemeneti ellenállás

• a fél-erősítőre:

$$R_{bes} = \frac{2}{i_{bes}} = h_{11},$$

• a teljes differenciálerősítőre:

$$R_{bes} = \frac{u_{bes}}{i_{bes}} = 2 \cdot h_{11}.$$

A kimeneti ellenállás

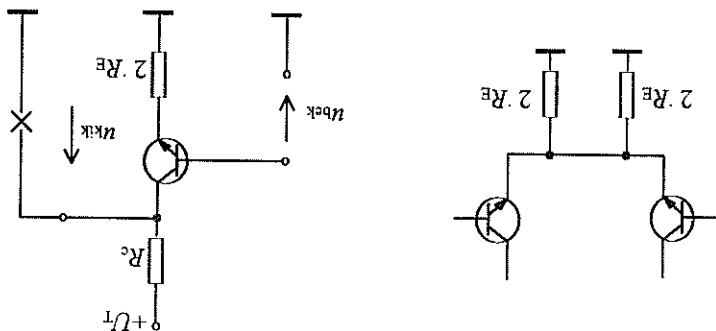
- a félerősítőre:

$$R_{kis} = \frac{2}{\frac{1}{n_{kisü}} i_{kir}} = \frac{1}{h_{22}} \times R_c \approx R_c,$$

- a teljes erősítőre:

$$R_{kis} = \frac{1}{\frac{1}{n_{kisü}} i_{kir}} = 2 \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_c \right) \approx 2 \cdot R_c.$$

Közös vezérlésnél a tranzisztorok emitteráramai azonos irányban és azonos mértékben változnak, ezért a szétválasztásnál a félerősítő emitterében az emitterellenállást kétszeres értékkel kell figyelembe venni. A két tranzisztor kollektorán jelentkező feszültségváltozás azonos, ezért a terhelő-ellenálláson nem folyik áram. Ez úgy mőködhet, hogy az erősítő terhelő-ellenállása szakadna. A félerősítőt a közös bemeneti jel vezérli, a közös kimeneti feszültség pedig az üresjárási feszültség. Ilyen fél-erősítőt szemléltet a 4.7. ábra.



4.7. ábra. A közös erősítés számítása

Az erősítő tulajdonképpen egy soros negatív feszültség-visszacsatolással ellátott közös emitteres erősítő, ezért az erre érvényes, már ismert összefüggések itt is alkalmazhatók. Az

$$A_{uk} = \frac{A_u}{1 + \frac{R_c \times R_i}{2 \cdot R_E}}.$$

összefüggést felhasználva a közös erősítés $R_i = \infty$ terhelés mellett:

$$A_{uk} = \frac{1}{\frac{1}{A_u} + \frac{R_c}{2 \cdot R_E}} \cdot A_u.$$

Az A_u erősítés nagy értékű, ezért:

$$A_{uk} \approx -\frac{R_c}{2 \cdot R_E}$$

A közös bemeneti ellenállás

- a felerősítőre: $R_{bk} \approx h_{11} + h_{21} \cdot 2 \cdot R_E$,

- a teljes erősítőre: $R_{bk} \approx \frac{1}{2} (h_{11} + 2 \cdot h_{21} \cdot R_E)$.

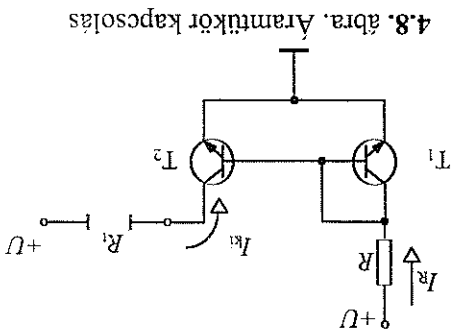
A közös kimeneti ellenállás

$$R_{kik} \approx \frac{1}{h_{22}} \times R_c$$

A szimmetrikus és a közös feszültségerősítés ismeretében meghatározható a diszkriminációs tényező:

$$D = \frac{A_{us}}{A_{uk}} = \frac{R_c}{\left(\frac{1}{h_{21}} \times R_c \times \frac{R_1}{2} \right) \cdot 2 \cdot R_E}$$

A diszkriminációs tényező a kifejezés szerint az emitterellenállás növelésével arányosan növekszik. A közös jelekre vonatkozó erősítés tehát akkor lesz kicsi, ha az emitterellenállás értéke nagy. Az emitterellenállásnak azonban szerepe van az erősítő munkapontjának beállításában is. Olyan emitterellenállásra van ezért szükség, amely egyenáramú szempontból alkalmas a differencialerősítő munkapontjának beállítására, váltakozó áramú szempontból viszont a lehető legnagyobb ellenállást képviseli. Ezeknek a követelményeknek az **áramgenerátor-kapcsolás** tesz eleget. A 4.8. ábra egy hőmérsékletkompenzált áramgenerátor kapcsolást mutat, amelyet áramtűkörmek nevezünk.

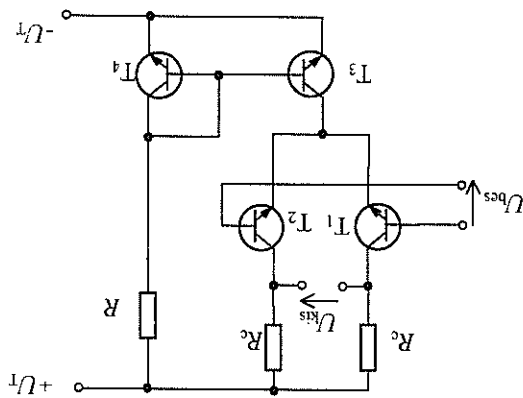


4.8. ábra. Áramtűkör kapcsolás

A T_1 és a T_2 tranzisztor azonos munkapontban működik, hiszen azonos a bázis–emitter feszültségük. A terhelésen átfolyó I_{k2} áram ezért megegyezik az R ellenállással beállított árammal: az I_R egyenáram *átütköztetik* a kimenetre. Értéke:

$$I_k \equiv \frac{U_T - 0,6}{R}.$$

Váltakozó áramú szempontból a kimeneti ellenállás megegyezik a T_2 tranzisztor $1/h_{22}$ kimeneti ellenállásával, ami integrált tranzisztorok esetén hozzávetőlegesen 3–10 M Ω közötti érték. A kimeneti áram hőmérséklettől való függetlenségét az biztosítja, hogy a két tranzisztor szembekapcsolt bázis–emittere kompenzálja a munkapont-eltolódást. Ha pl. a hőmérséklet megváltozás miatt megnövekedne a tranzisztorok U_{BE} feszültsége, akkor a T_1 bázisa és emittere közötti összekötés miatt megnövekedne a T_1 kollektorfeszültsége is. Ez a feszültségnövekedés csökkenti az ellenállás sarkai közötti feszültségkülönbséget, ezzel együtt az I_R áramot. A csökkenő munkaponti kollektoráram csökkenti az U_{BE} feszültséget, tehát visszaáll az eredeti munkapont. Ez a szabályozás folyamatosan működik, ezért a munkapont végére nem változik. Az áramgenerátoros emitter-ellenállással felépített differenciálerősítő kapcsolási rajza a 4.9. ábrán látható.



4.9. ábra. Áramgenerátoros differenciálerősítő

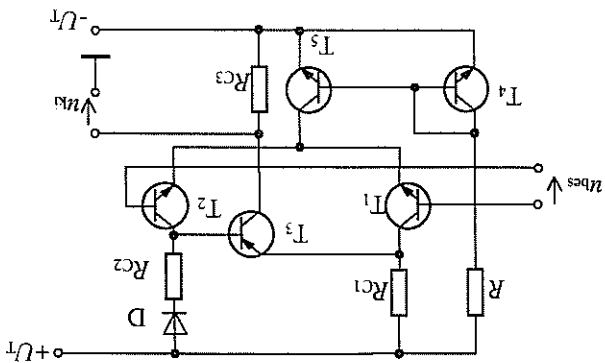
A kapcsolás munkapontja az R ellenállással állítható be. Az áramgenerátor miatt kicsi a közös erősítés, nagy a diszkriminációs tényező. Végéredményben tehát az ilyen felépítésű differenciálerősítő kimeneti feszültsége csak igen kis mértékben függ a bemenetre kerülő zavaroktól és a külső hőmérséklet változásától. Az egyenfeszültség-erősítés problémái közül így a hőmérsékletfüggésből eredő hibafeszültséget a differenciálerősítő jelentős mértékben képes csökkenteni.

4.1.2. Fázisszszegző kapcsolás

Többfokozatú erősítőkben a hőmérsékletfüggés megszüntetése miatt az első fokozat differenciálerősítő, a további fokozatok azonban általában közös emitteres kapcsolások.

A differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jelet a fázisszszegző kapcsolás illeszt az aszimmetrikus bemeneti közös emitteres erősítőhöz.

A legegyszerűbb fázisszszegző kapcsolási rajza a 4.10. ábrán látható.



4.10. ábra. Transzisztoros fázisszszegző kapcsolás

A T_3 egy visszacsatolt földelt emitteres erősítő, amelynek emitterellenállása az R_{C1} ellenállás, kollektor-ellenállása pedig az R_{C3} munkaeellenállás. A tranzisztor a differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jele vezérli a közös emitterre kötött. A munkaeellenálláson ezzel arányos kimeneti feszültség jelenik meg a közös potenciálhoz képest, tehát aszimmetrikusan. A D dióda, mint szintelő, a T_3 tranzisztor munkapontját U_{BE0} feszültséget biztosítja.

A kapcsolás igen egyszerű, azonban több hátrányos tulajdonsága miatt csak alacsonyabb minőségű követelmények esetén használják. Legjelentősebb hátránya, hogy a T_3 egyenáramtól különböző bázis- és emitterárama miatt megváltozik a differenciálerősítő szimmetriája, hiszen ezek az R_{C1} és R_{C3} ellenállásokon folyó áramok kérésztül. Igen gyakran alkalmazazzák a jó minőségű jellemzőkkel rendelkező, áramgenerátoros fázisszszegzőt. Felépítése a 4.11. ábrán látható.