

### 3.7. Tranzisztoros erősítők

#### 3.7.1. Az erősítő feladata, és fő jellemzői

A híradástechnika egyik leggyakrabban előforduló feladata a váltakozófeszültségek *erősítése*. A jelforrások (rádióvételek esetén az antenna, hangátvitel esetén a mikrofon stb., részletesen ld. a későbbi fejezetekben) elektromosan olyan váltakozófeszültségű generátorral modellezhetők, amelyek forrásfeszültsége sokszor csak néhány tized  $\mu\text{V}$  vagy  $\text{mV}$ , ezeket a jeleket feldolgozásuk során  $\text{V}$  (esetleg  $10$  vagy  $100 \text{ V}$ ) nagyságrendűre kell erősíteni.

Az erősítő egészét az 1. ábra szerinti „tömb” mutatja (az összetett áramkörök működését ilyen tömbökből összeállított *tömbvázlaton* szokták bemutatni). Az erősítendő  $u_{be}$  váltakozófeszültséget az erősítő bemenetére kapcsoljuk, az erősítő kimenetén  $u_{ki}$  erősített feszültség jelenik meg.



1. ábra

#### Feszültségerősítés

A feszültségerősítés a kimenő és bemenő feszültség hányadosa, jele  $A_u$ , kiszámítása:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}}$$

Megjegyzés: 1. A bemenetre kapcsolt, és a kimeneten megjelenő feszültség fázishelyzete – az erősítő tulajdonságaitól függően - különbözhet. Ha  $A_u$  pozitív szám, az arra utal, hogy  $u_{be}$  és  $u_{ki}$  fázisban van ( $u_{be}$  növekedésekor  $u_{ki}$  is nő). Ha az erősítő fázisforgatása (mint a 3.6.4. pont példájában)  $180^\circ$ -os, akkor  $u_{be}$  növekedésekor  $u_{ki}$  csökken, amit a képletbe helyettesített  $u_{ki}$  negatív előjellel jelzünk, és így  $A_u$  erősítés értéke negatívra adódik.

2. Az erősítő vizsgálatokor bemenő jelként *szinuszos* váltakozófeszültséget tételezünk fel. Mint *Fourier* matematikai formában kimutatta, minden periodikus jel összeállítható különböző frekvenciájú és fázisú szinuszos jelek összegeként, így ha az erősítő tulajdonságait különböző frekvenciájú szinuszos jelekre megismertük, e tulajdonságokat tetszőleges periodikus jelre vonatkoztatni tudjuk.

#### Bemenő ellenállás

A bemenetre kapcsolt  $u_{be}$  feszültség hatására  $i_{be}$  bemenő áram folyik, e két mennyiség hányadosa határozza meg az erősítő *bemenő ellenállását* ( $R_{be}$ ):

$$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}}$$

Az erősítő bemenő kapcsai tehát  $u_{be}$  feszültséget szolgáltató generátort  $R_{be}$  ellenállással zárják le, a generátor az erősítő bemenetét, mint  $R_{be}$  nagyságú lezáró ellenállást „látja”.

#### Kimenő feszültség és kimenő ellenállás

Ha az erősítőt nem zárjuk le terhelő ellenállással, nem folyik kimenő áram ( $i_{ki} = 0$ ). Jelöljük az ekkor mérhető kimenő feszültséget  $u_{ki0}$  -al, a feszültségerősítést pedig  $A_{u0}$ -al:

$$A_{u0} = \frac{u_{ki0}}{u_{be}}$$

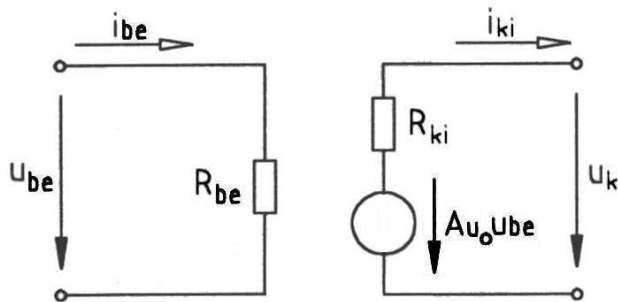
Amikor az erősítő kimenetére  $R_t$  terhelő ellenállást csatlakoztatunk, a kimenő feszültség  $u_{ki}$ -re csökken, és  $R_t$  ellenálláson  $i_{ki}$  ( $=u_{ki}/R_t$ ) kimenő áram alakul ki. Tehát az erősítő kimenete úgy viselkedik, mint egy valóságos feszültséggenerátor: van forrásfeszültsége ( $u_{ki0} = A_{u0}u_{be}$ ) és belső ellenállása [ $R_{ki} = (u_{ki0} - u_{ki})/i_{ki}$ ].

### Az erősítő helyettesítő képe

Fentiek alapján az erősítő 1. ábrán látható tömbjének „belseje” úgy modellezhető, mint

- a bemenő kapcsok felőli  $R_{be}$  ellenállás,
- a kimenő kapcsok felől egy valóságos feszültséggenerátor, melynek forrásfeszültsége  $u_{ki0} = A_{u0}u_{be}$ , belső ellenállása pedig  $R_{ki}$  (ez az erősítő kimenő ellenállása).

E modell szerint az erősítő egésze (a be- és kimenő kapcsaihoz csatlakozó áramkörök szempontjából) a 2. ábra szerinti áramkörrel helyettesíthető (ezért azt az erősítő váltakozóáramú *helyettesítő képének* nevezik).



2. ábra

### Áramerősítés

Ha a kimenet terhelő ellenállással le van zárva, folyik kimenő áram, és értelmezhető az erősítő *áramerősítése*:

$$A_i = \frac{i_{ki}}{i_{be}}$$

### Teljesítményerősítés

Az erősítő a bemenetén  $P_{be} = u_{be}i_{be}$  teljesítményt vesz fel, míg a kimenetére kapcsolt  $R_t$  lezáró ellenálláson  $P_{ki} = u_{ki}i_{ki}$  teljesítményt ad le. Így a *teljesítményerősítés*

$$A_p = \frac{P_{ki}}{P_{be}} = \frac{u_{ki}i_{ki}}{u_{be}i_{be}} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{i_{ki}}{i_{be}} = A_u A_i$$

**Megjegyzés:** Az erősítő működéséhez külső energiaforrást (tápfeszültséget) igényel, ebből veszi fel a nagyobb kimenő teljesítmény előállításához szükséges energiát.

### 3.7.2. Az erősítések dB (decibel) logaritmikus egységben

#### Az erősítés kifejezése logaritmikus egységben

A ki- és bemenő feszültségek (áramok, teljesítmények) által meghatározott erősítés mértékegység nélküli mérőszám. Gyakran célszerű, ha az erősítés mértékét *logaritmikus egységekben* fejezzük ki. Ekkor az erősítés mértékegységét dB-ben (**decibel**-ben) kapjuk.

A megállapodás szerint a **teljesítményerősítés** logaritmikus számítása:

$$A_p^{[dB]} = 10 \lg \frac{P_{ki}}{P_{be}} [dB]$$

#### Példa:

Egy amatőradó teljesítményerősítője a bemenetén 10W teljesítményt vesz fel, a kimenetére kapcsolt antennát pedig 100W teljesítménnyel hajtja meg. Mekkora a teljesítményerősítése?

Megoldás:

$$A_p = \frac{P_{ki}}{P_{be}} = \frac{100}{10} = 10, A_p^{[dB]} = 10 \lg \frac{P_{ki}}{P_{be}} = 10 \lg \frac{100}{10} = 10 \lg 10 = 10 \cdot 1 = 10 \text{ dB}$$

Ha az erősítő bemenő ellenállása R, és szintén R ellenállással zárjuk le a kimenetét is, a bemenő áram

$$i_{be} = \frac{u_{be}}{R}$$

a bemenő teljesítmény pedig

$$P_{be} = u_{be} i_{be} = u_{be} \frac{u_{be}}{R} = \frac{u_{be}^2}{R}$$

ugyanígy számolva, a kimenő teljesítmény

$$P_{ki} = \frac{u_{ki}^2}{R}$$

a teljesítményerősítés pedig

$$\frac{P_{ki}}{P_{be}} = \frac{\frac{u_{ki}^2}{R}}{\frac{u_{be}^2}{R}} = \frac{u_{ki}^2}{u_{be}^2} = \left( \frac{u_{ki}}{u_{be}} \right)^2$$

Így

$$A^{[dB]} = 10 \lg \frac{P_{ki}}{P_{be}} = 10 \lg \left( \frac{u_{ki}}{u_{be}} \right)^2 = 20 \lg \frac{u_{ki}}{u_{be}}$$

adódik.

Az erősítés tehát a **ki- és bemenő feszültségekből közvetlenül is meghatározható** az

$$A_u^{[dB]} = 20 \lg \frac{u_{ki}}{u_{be}}$$

képlet segítségével.

**Megjegyzés:** A dB-ben való erősítés számításnál a be- és kimenő feszültség *abszolút értékét* helyettesítjük a képletbe (az esetleges fázisforgatásra utaló negatív előjelet nem vesszük figyelembe), tehát  $u_{ki}/u_{be}$  minden esetben pozitív szám, melynek a logaritmusa értelmezhető.

**Példa:**

Egy rádióadó végerősítőjének bemenő ellenállása  $50\Omega$ , a kimenetre szintén  $50\Omega$ -os ellenállást mutató antennát kapcsolunk. A bemenő feszültség 5V, a kimeneten 50V feszültség jelenik meg. Mekkora a feszültségerősítés, a teljesítményerősítés, illetve fejezzük ki az erősítést dB-ben!

Megoldás:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{50}{5} = 10$$

$$A_P = \frac{P_{ki}}{P_{be}} = \left( \frac{u_{ki}}{u_{be}} \right)^2 = 10^2 = 100$$

$$A = 20 \lg \frac{u_{ki}}{u_{be}} = 20 \lg 10 = 20 \cdot 1 = 20 \text{ dB}$$

**Megjegyzés:** Figyeljük meg, hogy ugyanez az eredmény adódott volna, ha az erősítés dB-ben kifejezett értékét nem a feszültségek, hanem a teljesítmények aránya alapján határozzuk meg:

$$A = 10 \lg \frac{P_{ki}}{P_{be}} = 10 \lg 100 = 10 \cdot 2 = 20 \text{ dB}$$

Így a dB-ben való számolás egy előnyét már látjuk: (azonos bemenő és lezáró ellenállás esetén) ugyanaz a dB érték adódik, akár a ki- és bemenő teljesítmények, akár a feszültségek alapján végezzük a számítást.

### **Számolás logaritmikus egységekkel**

Ha az erősítő ténylegesen erősít (a kimenő teljesítmény nagyobb, mint a bemenő teljesítmény), az erősítés 1-nél nagyobb, és – mivel az 1-nél nagyobb számok logaritmusai pozitív – a dB-ben kifejezett erősítés értéke is pozitív lesz.

Ha az erősítő erősítése kisebb, mint 1 (tehát ténylegesen nem erősít, hanem csillapít), a dB-ben kifejezett erősítés negatív előjelű lesz, tekintettel arra, hogy az 1-nél kisebb számok logaritmusai negatív.

Néhány teljesítményviszonyhoz tartozó dB értékeket érdemes megjegyezni, mert így fejben is könnyen végezhetünk közelítő dB/teljesítményviszony, ill. dB/feszültségviszony átszámításokat:

dB	$P_{ki}/P_{be}$	$U_{ki}/U_{be}$
-60	$10^{-6}$	0,001
-40	$10^{-4}$	0,01
-20	0,01	0,1
-10	0,1	0,32
-6	0,25	0,5
-3	0,5	0,7
-1	0,8	0,9
0	1	1
1	1,3	1,1
3	2	1,4
6	4	2
10	10	3,2
20	100	10
40	$10^4$	100
60	$10^6$	1000

A decibel/teljesítményviszony vagy decibel/feszültségviszony fejben való számításának alapja, hogy a logaritmusok összeadása a szorzásnak, a logaritmusok kivonása pedig az osztásnak felel meg. Így ha decibelben megadott értékeket összeadjuk, azzal a teljesítmény (vagy feszültség-)arányokat összeszorozzuk, míg a decibelben megadott értékek kivonása a teljesítmény (feszültség-) arányok osztását jelenti.

Példa:

1. Mekkora feszültségviszonynak felel meg 14 dB?

Válasz: 14 dB = 20 dB – 6 dB; a táblázatból már megjegyeztük, hogy 20 dB 10-szeres, 6 dB pedig 2-szörös feszültségviszonynak felel meg, a dB-ek kivonása pedig a feszültségviszonyok osztásának, tehát

$$\begin{aligned} 20 \text{ dB} - 6 \text{ dB} &= 14 \text{ dB} \\ 10 : 2 &= 5 \end{aligned}$$

azaz 14 dB megfelel ötszörös feszültségviszonynak.

2. Hány dB-nek felel meg 200-szoros feszültségviszony?

Válasz: 200 = 100 \* 2; a táblázatból már megjegyeztük, hogy 100-szeres feszültségviszonynak 40 dB, 2-szörös feszültségviszonynak 6 dB felel meg, és tudjuk, hogy a feszültségviszonyok szorzása a dB értékek összeadásának felel meg, így

$$\begin{aligned} 100 * 2 &= 200 \\ 40 \text{ dB} + 6 \text{ dB} &= 46 \text{ dB} \end{aligned}$$

azaz 200-szoros feszültségviszonynak 46 dB felel meg.

3. Egy hálózat kimeneti teljesítménye a bemenő teljesítmény nyolcada. Hány dB-es erősítésnek felel meg ez a teljesítményviszony?

Válasz:  $1/8 = 1/4 * 1/2$ . A táblázatból már megjegyeztük, hogy  $1/4$  teljesítményviszonynak –6 dB,  $1/2$  teljesítményviszonynak –3 dB felel meg, a szorzás pedig a dB-ek összeadását jelenti:

$$\begin{aligned} 1/4 * 1/2 &= 1/8 \\ -6 \text{ dB} + (-3 \text{ dB}) &= -9 \text{ dB} \end{aligned}$$

Az eredmény –9 dB; a negatív előjel jelzi, hogy a hálózat nem erősít, hanem csillapít.

Némi gyakorlás után fejben is  $\pm 15\%$  körüli pontossággal meg tudjuk határozni egy dB értékhez tartozó feszültség (teljesítmény-) viszonyt, és fordítva.

### 3.7.3 Elvi erősítő alapkapsolások

#### Elvi és gyakorlati kapcsolások

Az erősítő alapkapsolások *elvi* vizsgálatánál csak a kapcsolás legalapvetőbb, jellemző váltakozóáramú tulajdonságaival (erősítés, be- és kimenő ellenállás) foglalkozunk.

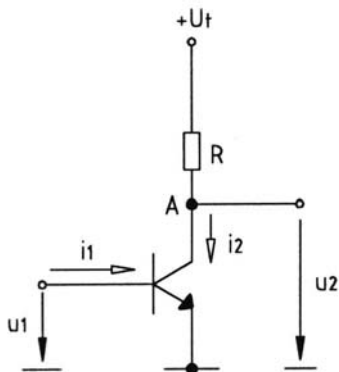
Ténylegesen működőképes erősítő összeállításához be kell állítani az erősítő *munkapontját* (ld. 3.6.4. és 3.7.4. pont), azaz biztosítani kell a tranzisztor működéséhez szükséges egyenáramú beállításokat, gondoskodni kell a be- és kimenő váltakozó feszültségeknek az egyenfeszültségtől való elválasztásáról, valamint az áramkör megfelelő pontjainak váltakozóáramú földeléséről is.

#### Az elvi erősítőkapcsolások jellemzői

A tranzisztoros erősítő alapkapsolások *aszimmetrikus üzemben* dolgoznak, azaz be- és kimenő feszültségüket a *földhöz* képest mérjük. Attól függően, hogy a tranzisztor melyik elektródája van (váltakozóáramúlag!) a földpotenciálon, három féle alapkapsolást különböztetünk meg:

#### Földelt emitteres kapsolás

Földelt emitteres kapsolásban (melynek vázlatát a 4. ábra mutatja) a tranzisztor emittere váltakozóáramúlag földpotenciálon van (az ábrán az emitter ténylegesen le van földelve). A bemenő feszültség a bázisra (azaz a bázis és a földpont közé, így a bázis és az emitter közé) kerül. A kimenő feszültséget a kollektoráram  $R$  munkaellenálláson ejti.



4. ábra

Tranzisztor földelt emitteres alapkapsolása

A földelt emitteres kapsolás jellemzői:

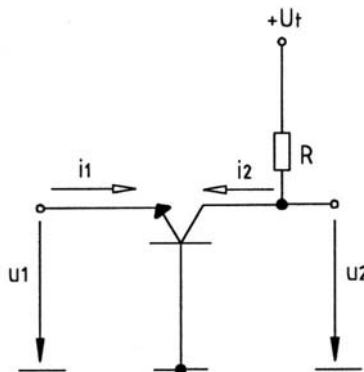
Erősítés:  $> 1$ , fázist fordít

Bemenő ellenállás: közepes

Kimenő ellenállás: közepes

#### Földelt bázisú kapsolás

A 5. ábrán bemutatott földelt bázisú kapsolásban a bázis van váltakozóáramúlag (az ábrán ténylegesen is) leföldelve. Ennek megfelelően a bemenő feszültséget az emitterre (azaz az emitter és a föld, tehát az emitter és a bázis közé) adjuk, a kimenő feszültséget itt is a kollektoráram ejti  $R$  munkaellenálláson.



5. ábra

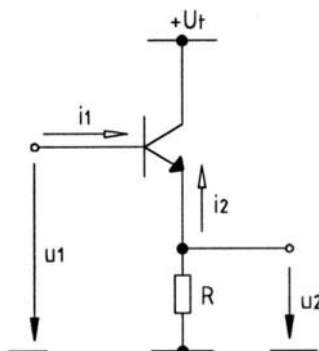
Tranzisztoros erősítő földelt bázisú alapkapsolása

A földelt bázisú kapcsolás jellemzői:  
 Erősítés:  $>1$ , nem fordít fázist  
 Bemenő ellenállás: kicsi  
 Kimenő ellenállás: közepes

#### Földelt kollektorú alapkapcsolás

Földelt kollektorú alapkapcsolásban a kollektor van váltakozóáramúlag földpotenciálon. (Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy a tápfeszültségre van kapcsolva, hiszen a tápfeszültség a földhöz képest változatlan, azaz váltakozóáramúlag földpotenciálon van.) Az alapkapcsolást az 6. ábra mutatja.

A bemenő feszültséget a bázisra kapcsoljuk, a kimenő feszültséget a tranzisztor emitteréről, R ellenállásról vesszük le.



6. ábra

Tranzisztor földelt kollektorú alapkapcsolása.

A földelt kollektorú kapcsolás jellemzői:

Erősítés:  $<1$ , nem fordít fázist  
 Bemenő ellenállás: nagy  
 Kimenő ellenállás: kicsi

#### 3.7.4. Gyakorlati kapcsolások

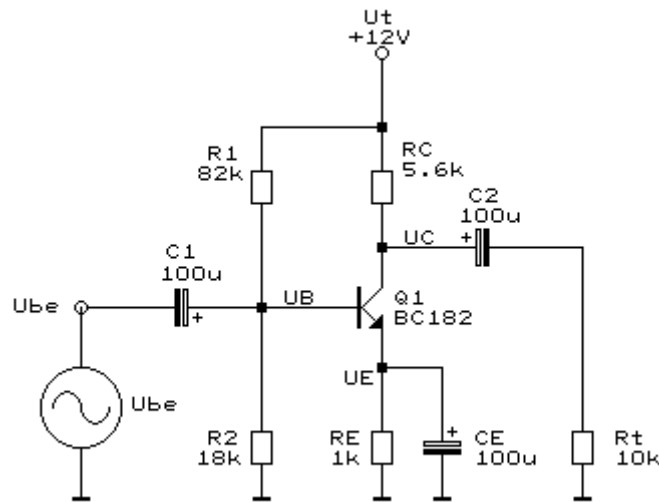
Az erősítés meghatározásakor az erősítőt *lineárisnak* tekintettük, azaz feltételeztük, hogy paraméterei a be- illetve kimenő feszültségtől és áramtól függetlenek. (Tehát pl. ha kétszer akkora bemenő feszültséghez kétszer akkora bemenő áram tartozik, a hányadosuk, a bemenő ellenállás értéke az áramtól függetlenül ugyanakkora.) A lineáris erősítő csak lineáris áramköri elemeket tartalmaz.

A valóságban az analóg technikában nem csak lineáris áramköri elemeket használnak fel (pl. a tranzisztor nemlineáris áramköri elem, mert karakterisztikái nem egyenesek, hanem görbék). Az áramkört mégis lineáris áramkörnek tekintjük, mert a nemlineáris elemet görbe karakterisztikájának csak egy olyan kis szakaszán üzemeltetjük, amely jó közelítéssel egyenessel helyettesíthető.

A tranzisztor megfelelő működéséhez tehát *munkapontját* be kell állítanunk karakterisztikájának arra a szakaszára, amely környezetében működését lineárisnak tekinthetjük. Ehhez biztosítanunk kell, hogy elektródáira a megfelelő egyenfeszültség kerüljön. A munkapont beállításának számos módszere alakult ki, a következőkben ismertetett mód minden alapkapcsolásban alkalmazható.

#### Földelt emitteres erősítő

A példaként szolgáló, működőképes erősítő kapcsolását a 7. ábra mutatja.



7. ábra

Földelt emitteres erősítő (munkapontbeállítás: bázisosztóval)

A számítások egyszerűsítése céljából *tételezzük fel*, hogy  $Q_1$  szilícium tranzisztor áramerősítési tényezője ( $\beta$ ) igen nagy, pl.  $\beta = 500$ .

#### A munkaponti bázisfeszültség meghatározása

A munkaponti adatok meghatározását a bázisfeszültség kiszámításával kezdjük.

(Minden pont potenciálját a földponthoz képest adjuk meg.)

Feltételezésünk szerint az alkalmazott tranzisztor áramerősítési tényezője (azaz a kollektoráram és a bázisáram viszonya) igen nagy, emiatt a bázisáram igen kicsi. Ha a bázisáram elhanyagolható az  $R_1 - R_2$  ellenállásokból álló *bázisosztón* folyó áramhoz képest, akkor az egyszerűség kedvéért úgy tekinthetjük, hogy a bázisáram 0. A bázisosztó árama

$$I_0 = U_t / (R_1 + R_2) = 12V / 100k\Omega = 120 \mu A,$$

a bázis  $U_B$  munkaponti feszültsége pedig az  $I_0$  áram által  $R_2$  ellenálláson ejtett feszültség:

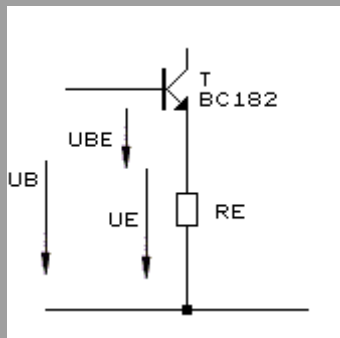
$$U_B = I_0 * R_2 = 120 \mu A * 18k\Omega = 120 * 10^{-6} * 18 * 10^3 = 2,16V$$

(Az áramot amperben, az ellenállást ohmban írtuk a képletbe, így az eredményt voltban kaptuk.)

#### A munkaponti emitterfeszültség meghatározása

A tranzisztor működéséhez szükséges, hogy emitterdiódája nyitva (kollektordiódája pedig zárva) legyen. A szilíciumtranzisztor nyitott emitterdiódáján 0,5...0,7V feszültség esik. A pontos feszültség csak az adott tranzisztor EB diódája karakterisztikájának ismeretében lenne meghatározható, ennek hiányában azt feltételezzük, hogy a bázis-emitter diódán eső nyitófeszültség 0,6V.

A bázis földhöz képest mért feszültsége 2,16V. Ez a feszültség két részre oszlik: a 0,6V-nak feltételezett  $U_{BE}$  feszültségre, valamint az  $U_E$  emitterfeszültségre (8. ábra).



8. ábra

A bázis- és emitterfeszültség alakulása

Kirchhoff huroktörvényét alkalmazva

$$U_B = U_{BE} + U_E$$

amiből

$$U_E = U_B - U_{BE}$$

Jelen esetben

$$U_E = U_B - U_{BE} = 2,16V - 0,6V = 1,56V$$

adódik.

#### A munkaponti emitteráram meghatározása

Az emitterfeszültség az emitter és a föld között esik, tehát éppen  $R_E$  ellenálláson. Így Ohm törvénye segítségével kiszámítható az  $R_E$  ellenálláson folyó áram, amely (mivel  $C_E$  kondenzátoron egyenáram nem folyik) megegyezik az emitterárammal.

$$I_E = U_E / R_E$$

Az adott kapcsolásnál

$$I_E = U_E / R_E = 1,56V / 1,5k\Omega = 1,04 \text{ mA}$$

#### A munkaponti kollektoráram meghatározása

A tranzisztor áramaira vonatkozó

$$I_E = I_C + I_B$$

egyenletben a tranzisztor nagy ( $\beta = 500$ ) áramerősítése miatt a bázisáram a kollektoráramhoz képest elhanyagolható, így jó közelítéssel

$$I_C = I_E$$

azaz jelen esetben

$$I_C = I_E = 1,04 \text{ mA}$$

#### A munkaponti kollektorfeszültség meghatározása

A kollektorfeszültséget megkaphatjuk, ha a tápfeszültségből kivonjuk az  $R_C$  ellenálláson eső feszültséget:

$$U_C = U_t - I_C R_C = 12V - 1,04 \text{ mA} * 5,6 \text{ k}\Omega = 12V - 5,82V = 6,18V$$

Ezzel a munkaponti adatokat meghatároztuk:

$$U_{B0} = 2,16V$$

$$U_{E0} = 1,56V$$

$$U_{C0} = 6,18V$$

$$I_{C0} = 1,04 \text{ mA}$$

#### Az erősítő jelalakjai

A munkaponti adatok megadják az erősítő jellemző egyenfeszültségeit, és áramait *kivezérés nélkül*, azaz akkor, amikor az erősítő bemenetére nem kapcsolunk erősítendő váltakozófeszültséget.

Az erősítendő váltakozófeszültséget  $u_{be}$  generátor szolgáltatja. Ez a földponthoz képesti szinuszfeszültség, tehát a bemenő feszültség elektrolitikus középértéke 0, azaz a bemenő feszültség egyenfeszültségű szempontból földpotenciálon van. A munkapont beállításához azonban a bázist 2,16V egyenfeszültségre emeltük, ezért az erősítő bemenő pontja és a tranzisztor bázisa közé olyan alkatrészt kell helyezni, amely az egyenfeszültséget nem engedi át, viszont a váltakozófeszültséget igen. Ez az alkatrész  $C_1$  elektrolitkondenzátor, amelynek 100 $\mu$ F kapacitása elég nagy ahhoz, hogy a működési frekvencián tanúsított reaktanciája elhanyagolhatóan kicsi legyen. (Figyeljük meg, hogy az ELKO pozitív kivezetése van a bázissal összekötve, hiszen a bázis potenciálja a földnél 2,16V-al pozitívabb.)

Az erősítő kimenete a tranzisztor kollektora, amelynek munkaponti feszültsége 6,18V.  $R_L$  terhelő ellenállásra csak a felerősített váltakozófeszültséget bocsátjuk; a megoldás szintén egy, az egyenfeszültséget leválasztó, de a váltakozó feszültség számára elhanyagolhatóan kis reaktanciát tanúsító csatoló elektrolitkondenzátor ( $C_2$ ) alkalmazása. (Itt a tranzisztor kollektora a pozitívabb, ezért az ELKO pozitív kivezetése a kollektorhoz csatlakozik.)

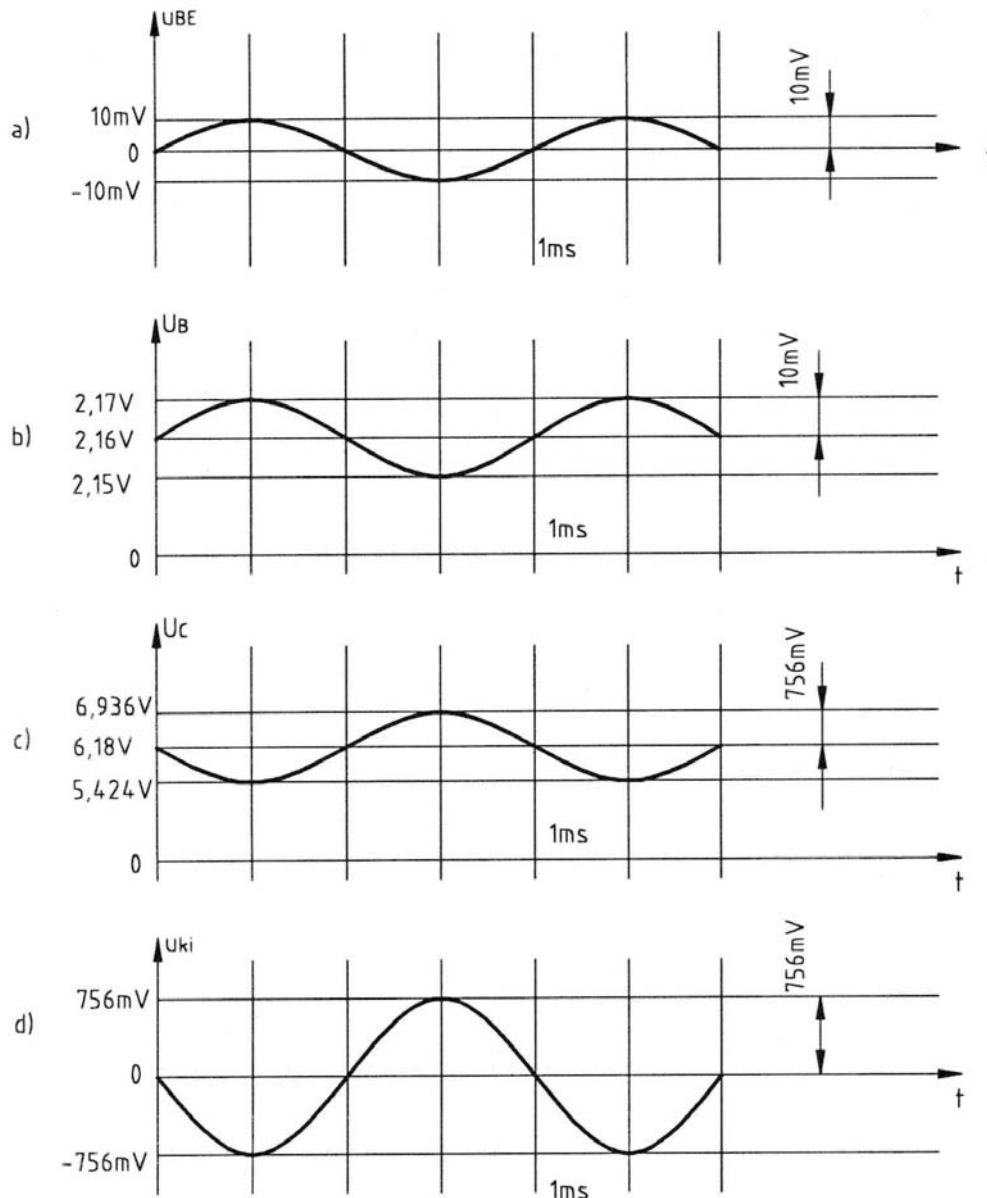


Ahhoz, hogy a bemenő feszültség a tranzisztor bázisa és emittere közé kapcsolódjon, az emittert földelni kell. A munkapont beállításának részeként azonban az emitter a földhöz képest 1,56V egyenfeszültségen van, tehát a földelés csak *váltakozóáramú szempontból* végezhető el, ezt biztosítja  $C_E$  ELKO, amelynek a működési frekvencián szintén elhanyagolhatóan kicsi a reaktanciája.

Az erősítő feszültségerősítése (valamint be- és kimenő ellenállása) matematikai módszerekkel meghatározható, de terjedelmünk nem ad lehetőséget a váltakozóáramú vizsgálat elvégzésére. Így be kell érniünk a számítás eredményével, mely szerint az erősítő feszültségerősítése  $A_u = -75,6$ . A negatív előjel azt jelzi, hogy az erősítő fázist fordít: a bemenő feszültség növekedésekor nő a bázisfeszültség (míg az emitterfeszültség változatlan), így nő a bázis-emitter feszültség, ez pedig a tranzisztor kollektoráramának növekedését okozza. A kollektoráram növekedése miatt nő a kollektorellenálláson eső feszültség, és kevesebb feszültség jut a tranzisztor kollektorára (vagyis a kollektor és a földpont közé). Tehát a bemenő feszültség növekedésekor a kimenő feszültség csökken, ez a fázisfordítás.

Az erősítő pontjain mérhető jelalakokat  $u_{bemax}=10$  mV-os, 1 kHz-es frekvenciájú ( $T = 1$  ms) szinuszos jel esetén a 9. ábrán láthatjuk.

Mint látjuk, a bemenő feszültség a földpont körül váltakozik 10 mV amplitúdóval.  $C_1$  kondenzátoron keresztül e feszültség váltakozó komponense a bázisra kerül ( $U_B$ ), ezért a szinuszjel „ráül” a munkaponti 2,16V-os bázisfeszültségre (annak maximális értéke 2,17, minimuma 2,15V lesz). A kollektoron ( $U_C$ ) a felerősített jel (melynek amplitúdója  $A_u u_{be} = -75,6 * 10$  mV = -756 mV, a negatív előjel mutatja, hogy a bemenő feszültség növekedésekor a kimenő feszültség csökken) a munkaponti kollektorfeszültségre szuperponálódik (= „ül rá”). Az egyenfeszültséget  $C_2$  leválasztja, és  $R_t$  ellenálláson megjelenő  $u_{ki}$  feszültség már a földponthoz képesti 756 mV amplitúdójú váltakozófeszültség.

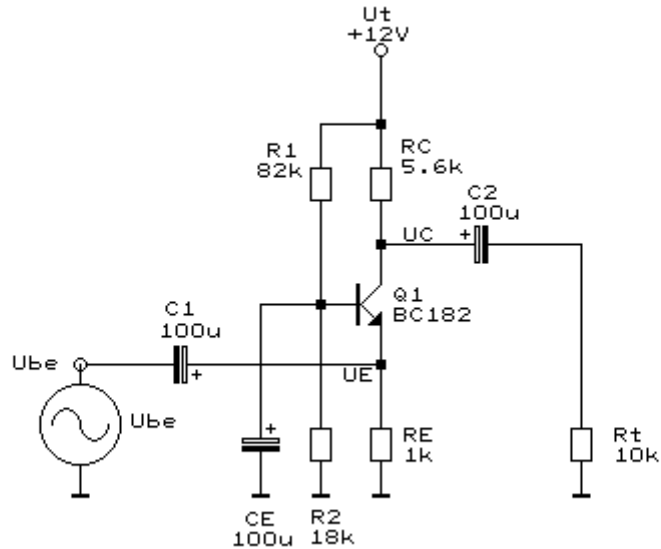


9. ábra

### Földelt bázisú kapcsolás

A „földelt bázisú” kapcsolásban a tranzisztor bázisa *váltakozóáramúlag* földelve van, az erősítő bemenete a tranzisztor emittere. A kimenő jelet (ugyanúgy, mint a földelt emitteres erősítőnél) a kollektorról vesszük le.

A tranzisztor munkapontját ugyanúgy állítjuk be, mint a földelt emitteres erősítőnél, pl. az 10. ábrán bemutatott kapcsolásban ez *bázisosztóval* történik. Abból a célból, hogy a számítás eredményeit könnyen össze lehessen hasonlítani a földelt emitteres erősítő számításánál adódott eredményekkel, a kapcsolás elemei azonos értékűek a 7. ábrán megadottakkal.



10. ábra

Földelt bázisú erősítő (munkapontbeállítás: bázisosztóval)

A bázis váltakozóáramú „földelését”  $C_B$  kondenzátor végzi. A számítás egyszerűsítése érdekében ismét tételezzük fel, hogy a tranzisztor áramerősítési tényezője igen nagy.

### A munkaponti adatok meghatározása

Tekintettel arra, hogy a kapcsolás egyenáramúlag megegyezik a 7. ábrán bemutatottal, munkaponti adatai is azonosak az ott kiszámítottakkal:

$$\begin{aligned}U_{B0} &= 2,16\text{V} \\U_{E0} &= 1,56\text{V} \\U_{C0} &= 6,18\text{V} \\I_{C0} &= 1,04\text{ mA}\end{aligned}$$

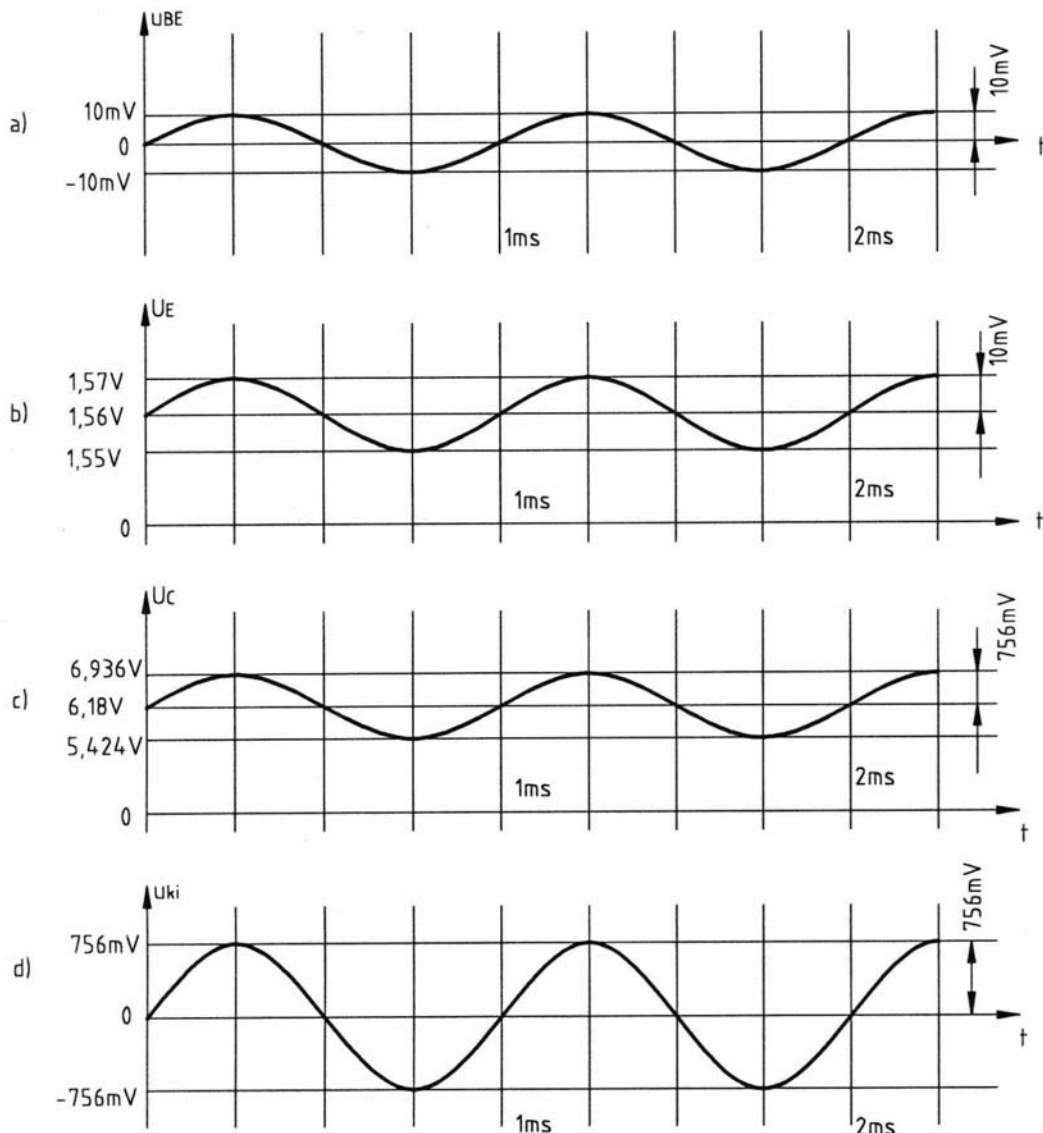
A két hasonló kapcsolás közt különbség csak a váltakozóáramú működésben van. A földelt emitteres erősítő emitterpontját földeltük („hidegítettük”) egy nagy kapacitású (azaz a működési frekvencián váltakozóáramú szempontból rövidzárnak tekinthető) kondenzátorral, és egy másik ugyanilyen kondenzátorral vezettük a bemenő jelet a tranzisztor bázisára, addig a földelt bázisú kapcsolásban a bázist földeljük váltakozóáramú szempontból, és a bemenő jelet az emitterre vezetjük.

A bemenő jelet a földelt bázisú kapcsolásban is a tranzisztor bázisa és emittere közé kerül, de most a bemenő feszültség növekedésekor az emitterfeszültség nő, tehát (változatlan bázisfeszültség mellett) a bázis-emitter feszültség csökken. Ezért a tranzisztor kollektorárama és a kollektorellenálláson eső feszültség csökken, a kollektorfeszültség pedig nő, azaz a fokozat nem fordít fázist. A feszültségerősítés nagysága - az azonos egyenáramú beállítás miatt – ugyanakkora, mint a földelt emitteres kapcsolásban. A kapcsolás jelalakjait a 11. ábra mutatja.

A 10 mV amplitudójú bemenő feszültség változatlan, de a csatoló kondenzátoron keresztül váltakozó komponense  $U_E$  emitterfeszültségre szuperponálódik, így annak értéke 1,55...1,57V csúcserőterek között változik.

A kollektoron a váltakozó feszültség szintén 75,6-szorosára erősödik (amplitúdója 756 mV), de fázisfordítás nincs; a jel azonos fázisú a bemenő jellel, és a munkaponti 6,18V kollektorfeszültségre szuperponálódik. Így a kollektorfeszültség minimuma 5,424V, maximuma 6,936V.

$C_2$  kimeneti csatoló kondenzátor leválasztja a kollektor 6,18V-os munkaponti feszültségét, és a terhelő ellenállásra csak a váltakozó komponens,  $u_{ki} = 756$  mV amplitúdójú szinuszjel kerül.



11. ábra

### **Földelt kollektoros kapcsolás**

Az áramkör kapcsolását a 12. ábra mutatja. A munkapontbeállító elemek értéke azonos a földelt emitteres illetve földelt bázisú kapcsolásban alkalmazottakkal, azzal az eltéréssel, hogy a földelt kollektoros kapcsolás sajátosságainak megfelelően nincs kollektorköri ellenállás. A kollektor közvetlenül a (váltakozóáramú szempontból földpotenciálban lévő) tápfeszültségre csatlakozik.

Az erősítő bemenete a tranzisztor bázisa, kimenete a tranzisztor emittere.

A fokozat munkapontjának számítása (a kollektorfeszültség kivételével) megegyezik a bázisosztóval beállított földelt emitteres (illetve földelt bázisú) kapcsolásnál alkalmazottal. Mivel az alkatrészek azonosak, a számszerű eredmények is megegyeznek:

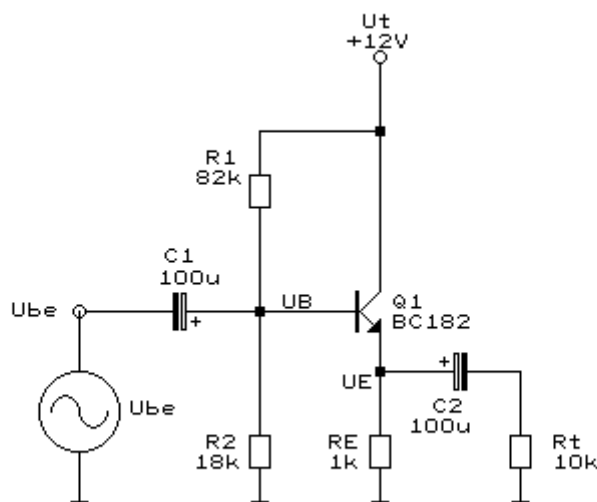
$$U_{B0} = 2,16V$$

$$U_{E0} = 1,56V$$

$$I_{C0} = 1,04 \text{ mA}$$

Kivételt képez a kollektorfeszültség, amely megegyezik a tápfeszültséggel:

$$U_{C0} = U_t = 12V$$



12. ábra  
Földelt kollektoros kapcsolás (emitterkövető)

A kapcsolás egyszerűsített működése a következő:  $u_{be}$  bemenő feszültséget  $C_1$  (az egyenfeszültséget leválasztó) kondenzátoron keresztül juttatjuk a bázisra. Ha – ugyanúgy, mint a munkaponti feszültségek számításánál – úgy tekintjük, hogy a bázis feszültsége mindig 0,6V-al magasabb, mint az emitteré, akkor az emitter feszültsége „követi” a bázis feszültségét (mindig 0,6V-al alacsonyabb annál). Ezért ezt a kapcsolást másként **emitterkövetőnek** nevezik. Így az emitterről  $C_2$  kondenzátorral kicsatolt kimenő jel ugyanolyan amplitudójú váltakozófeszültség lesz, mint  $u_{be}$ , azaz a fokozat feszültségerősítése

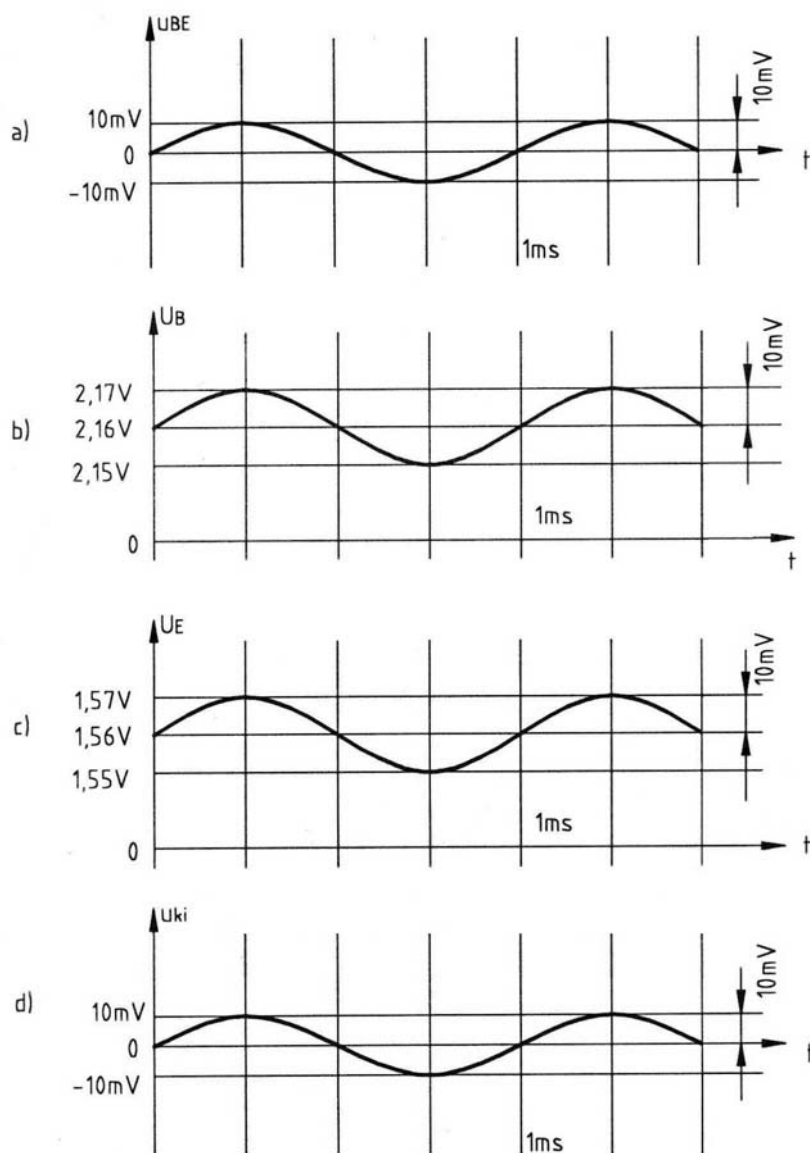
$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = 1$$

**Megjegyzés:** Ténylegesen a bázis-emitter feszültség nem állandó, mint a fenti egyszerűsítő feltételezés szerint, hanem a pillanatnyi emitteráram függvényében kis mértékben változik (ezt mutatja a tranzisztor bemenő karakterisztikája, ld. 3.6.3. pont 31. ábra), ezért az emitterkövető erősítése 1-nél valamivel kisebb:  
 $A_u < 1$

Felvetődik a kérdés, hogy mi indokolja az emitterkövető alkalmazását, ha az a feszültséget nem erősíti, hanem csillapítja. A magyarázat az, hogy a fokozat **teljesítményt erősít**: nagy bemenő ellenállása miatt a meghajtó generátorról kis teljesítményt ( $u_{be}^2/R_{be}$ ) vesz fel, míg a kimenő ellenállása kicsi, ezért nagy teljesítményt tud leadni.

Ha pl. egy nagy belső ellenállású generátorhoz kis terhelő ellenállást kell csatlakoztatni. Közvetlen összekapcsolás esetén a generátor forrásfeszültségének nagy része a belső ellenállásán esne, a terhelő ellenállásra alig jutna feszültség. A generátor és a terhelés közé emitterkövetőt helyezve, az nagy bemenő ellenállásával terheli csak a generátort, így a generátor forrásfeszültségének nagy része az emitterkövető bemenetére kerül. Közel ugyanez a feszültség jelenik meg a kimenetén, kis kimenő ellenállása miatt akkor is, ha a terhelő ellenállás kicsi.

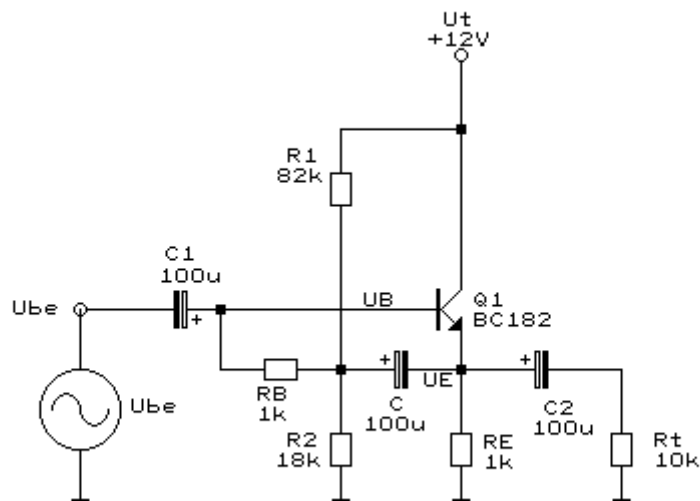
Az emitterkövető jelalakjait a 13. ábra mutatja. A bemenő jel továbbra is 10 mV amplitudójú, 1 kHz-es ( $T = 1 \text{ ms}$ ) szinuszel, amely  $C_1$  kondenzátoron keresztül jut a tranzisztor bázisára, és ott a 2,16V-os munkaponti feszültségre szuperponálódik ( $U_B$ ), így csúcsértékei 2,15V és 2,17V lesznek. Az emitteren feltételezésünk szerint a bázisfeszültségnél mindig 0,6V-al kisebb feszültség jelenik meg ( $U_E$ ), ennek megfelelően itt a feszültség csúcsértékei 1,55V ill. 1,57V.  $C_2$  kondenzátor az egyenfeszültséget leválasztja, és  $R_t$  ellenállásra csak az emitterfeszültség váltakozó komponensét, a 10 mV amplitudójú szinuszelet engedi.



13. ábra

A 12. ábra szerinti emitterkövető kapcsolásban a fokozat bemenő ellenállását csökkenti a bázisosztó  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásainak - váltakozóáramú szempontból a bemenet és a földpont között mutatkozó - ellenállása, ez kedvezőtlen az elvárt nagy bemenő ellenállás szempontjából.

Az emitterkövető bemenő ellenállásának növelése érdekében gyakran alkalmazzák a 14. ábra szerinti kapcsolást. A működési frekvencián váltakozóáramú rövidzárnak tekinthető C kondenzátor révén a kimenő feszültség (amely gyakorlatilag azonos a bemenő feszültséggel) a bázisosztó közös pontjára jut, így  $R_B$  bázisellenállás mindkét sarkára közel azonos váltakozófeszültség kerül. Ezért az ellenálláson nem folyik a bemenetet terhelő váltakozóáram, azaz a fokozat bemenő ellenállása jelentősen megnő. Egyebekben a fokozat működése azonos a 12. ábra kapcsolásával.



14. ábra

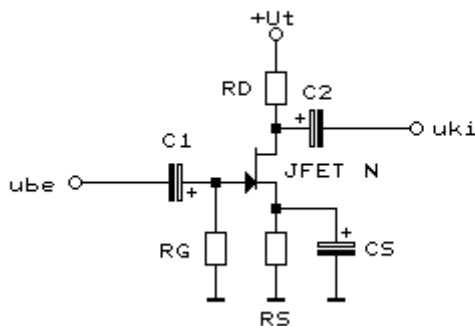
### 3.7.5. Unipoláris (térvezérlésű, FET) tranzisztorokkal felépített erősítők

Mindhárom elvi erősítőkapcsolás kivitelezhető térvezérlésű tranzisztorokkal is. Természetesen a FET elektróda elnevezéseinek megfelelően a kapcsolások elnevezése változik (földelt source, földelt gate, földelt drain). Az alapkioscsolások tulajdonságai némiképpen különböznek a bipoláris tranzisztoros változathoz képest (pl. a FET igen nagy bemenő ellenállása miatt a földelt source-s kapcsolás bemenő ellenállása is nagyon nagy).

#### **A munkapont beállítása JFET és kiűrtéses MOSFET esetén**

Az n-csatornás JFET és kiűrtéses MOS FET egyaránt olyan munkapontot igényel, amelyben a gatefeszültség negatívabb a sourcefeszültségnél.

A szokásos kapcsolást már az elektroncsöves technikában is alkalmazták „automatikus rácseleőfeszültség” beállító áramkör néven. A kapcsolást a 15. ábra mutatja.



15. ábra

n csatornás JFET (és kiűrtéses MOS FET) munkapontbeállítása

Az alapvető probléma, hogy - miközben az n csatornás eszköz a földhöz/source-hoz képest pozitív drainfeszültséget igényel, a megfelelő munkapont beállításához negatív gatefeszültségre van szükség. Azért, hogy ne kelljen ezért külön negatív tápfeszültséget alkalmazni, a negatív gatefeszültséget a következő módon állítják elő:

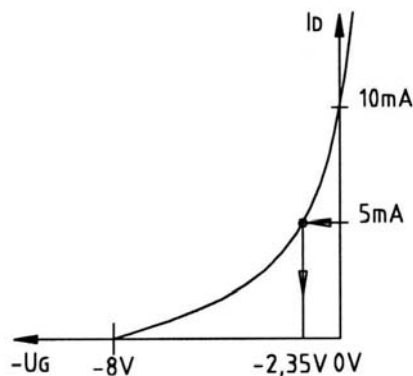
A gate  $R_G$  ellenálláson keresztül a földre van kötve.  $R_G$ -n csak a gate egyenáram folyik keresztül, amely elenyésző nagyságú, ezért úgy lehet tekinteni, hogy (bár  $R_G$  viszonylag nagy értékű) rajta mégsem esik feszültség. Ezért a gate egyenfeszültsége megegyezik a földpont feszültségével.

$I_S$  source áram (amely, mivel a gate áram elhanyagolható, megegyezik a drain árammal),  $R_S$  ellenálláson folyik keresztül, és azon

$$U_S = I_S R_S$$

feszültséget ejt, tehát a source a földhöz képest  $+U_S$  egyenfeszültségen van. Ez egyúttal azt jelenti, hogy a föld a source-nál  $U_S$  feszültséggel negatívabb. A gate egyenfeszültsége viszont a föld feszültségével egyezik meg, tehát a gate  $U_S$ -el negatívabb, mint a source feszültség, azaz a munkapontot beállítottuk.

Ha a FET karakterisztikája ismert, az  $I_{S0}$  munkaponti áram beállításához szükséges  $R_S$  ellenállást a következő módon határozhatjuk meg (ld. a 16. ábrát).



16. ábra  
 $R_S$  meghatározása

Tételezzük fel, hogy a beállítandó munkaponti áram 5 mA. A FET karakterisztikájából leolvassuk, hogy  $I_D = 5$  mA áramhoz  $U_{GS} = -2,35V$  feszültség tartozik. Mivel a  $2,35V$   $U_{GS}$  feszültség  $R_S$  ellenálláson  $I_S = I_D = 5$  mA áram hatására esik,

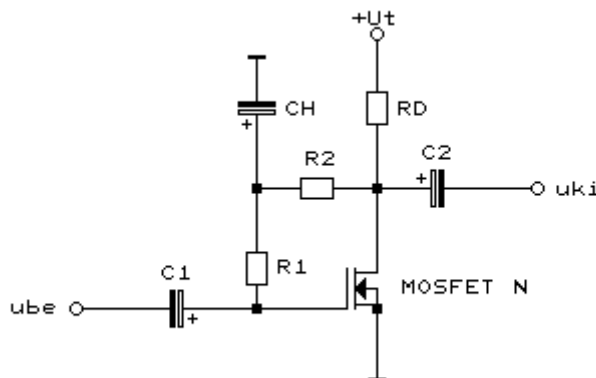
$$R_S = \frac{U_{GS}}{I_D} = \frac{2,35V}{5mA} = 0,47k\Omega$$

adódik.

Váltakozóáramú szempontból a source-t  $C_S$  földeli. A bemenő jel  $C_1$ -en keresztül jut a gate-re. A fokozat bemenő ellenállása  $R_{be} = R_G$  (ez  $M\Omega$  nagyságrendű szokott lenni), mert maga a FET gate gyakorlatilag végtelen bemenő ellenállást tanúsít.

### A munkapont beállítása növekményes MOS FET esetén

A n csatornás növekményes MOS FET munkapontjának a beállításához pozitív tápfeszültség mellett pozitív gate-előfeszültséget kell biztosítani. Egy szokásos módszert a 17. ábra mutat.



17. ábra  
n csatornás növekményes MOS FET munkapontbeállítása

Mivel gate egyenáram nem folyik,  $R_1$  és  $R_2$  ellenálláson nem esik egyenfeszültség, ezért  $U_{GS}=U_{DS}$ . Ez a munkapontbeállítás általában kedvező a növekményes MOS FET esetén. Ha a FET karakterisztikája ismert, a kívánt  $I_D$  munkaponti áramhoz tartozó  $U_{GS}$  feszültséget a 16 ábrán bemutatott szerkesztéssel lehet meghatározni, majd

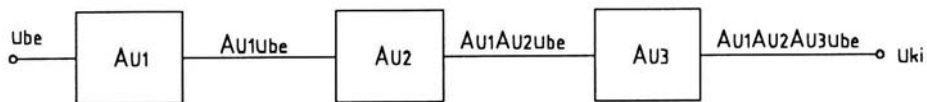
$$R_D = \frac{U_t - U_{DS}}{I_D} = \frac{U_t - U_{GS}}{I_D}$$

alapján  $R_D$  értékét kiszámítani.  $C_H$  hidegítő kondenzátor megakadályozza, hogy a DC munkapontstabilizáló visszacsatolás váltakozóáramú szempontból is érvényesüljön.

$R_1$  és  $R_2$  meghatározásánál azt kell figyelembe venni, hogy a fokozat bemenő ellenállása  $R_1$  lesz.

### 3.7.6. Több fokozatú erősítők

Az egy tranzisztorttal felépített (egyfokozatú) erősítővel az esetek nagyobb részében nem lehet kielégíteni az erősítés, be- ill. kimenő ellenállás (esetleg kis torzítás) iránti igényeket. Ilyen esetben több erősítő fokozatot kapcsolnak egymás után olyan módon, hogy az első erősítő kimenő jele szolgáltatja a második erősítő bemenő jelét, a második kimenő jele a harmadik bemenő jelét, és így tovább. Az erősítők ilyen összekapcsolását *kaszkádb* (vagy lánc) kapcsolásnak nevezik. A 18. ábrán egy háromfokozatú erősítő tömbvázlatát látjuk.



18. ábra  
Láncba (kaszkádba) kapcsolt erősítők

Ha az első erősítő erősítése  $A_{u1}$ , és bemenetére  $u_{be}$  feszültséget kapcsolunk, kimenetén  $A_{u1}u_{be}$  feszültség jelenik meg, ez kerül a második fokozat bemenetére. Ha a második fokozat erősítése  $A_{u2}$ , annak kimenetén a jel nagysága  $A_{u1}A_{u2}u_{be}$ , ez lesz az  $A_{u3}$  erősítésű harmadik fokozat bemenő jele. A kimeneten így  $A_{u1}A_{u2}A_{u3}u_{be}$  jel jelenik meg, azaz az egész erősítőlánc erősítése

$$A_u = A_{u1} A_{u2} A_{u3}$$

azaz az egyes fokozatok erősítésének szorzata lesz.

A számítás még egyszerűbbé válik, ha az erősítést dB-ben számoljuk, ekkor ugyanis (tekintettel arra, hogy a szorzat logaritmus a szorzótényezők logaritmusának összege) az egyes fokozatok erősítésének dB-ben megadott értékét egyszerűen össze kell adni:

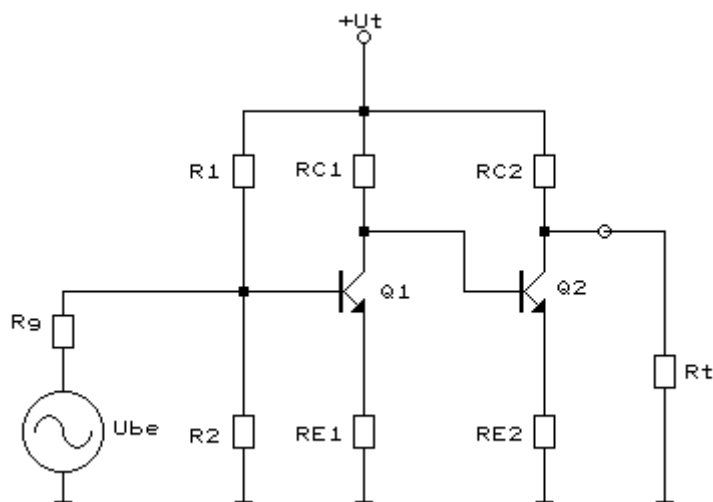
$$A_u^{dB} = A_{u1}^{dB} + A_{u2}^{dB} + A_{u3}^{dB}$$

Az egyes erősítőfokozatokat *galvanikusan*, RC csatolással, illetve transzformátoros csatolással lehet egymás után (kaszkádba, láncba) kapcsolni.

#### Galvanikus csatolás

A legegyszerűbbnek látszó (és egyenfeszültség erősítésére egyedül alkalmas) megoldás, ha az erősítőfokozatokat egyenáramúlag, *galvanikusan* csatolják egymáshoz (19. ábra).





19. ábra  
Galvanikus csatolású kétfokozatú erősítő

A  $T_1$  tranzisztor munkapontját az  $R_1$ - $R_2$  bázisosztó és  $R_{E1}$  emitterellenállás állítja be, a  $T_2$  tranzisztorét viszont  $T_1$  munkaponti kollektorfeszültsége és  $R_{E2}$  emitterellenállás. (Mivel a fokozatok munkapontját az előző fokozat munkapontja állítja be, több fokozatú erősítőnél nehezen oldható meg, hogy valamennyi fokozat optimális munkapontban üzemeljen.)

Ha a fokozattal egyenfeszültséget is erősíteni kívánunk, nem alkalmazhatunk az emitterellenállást átblokkoló kondenzátort, hiszen az egyenfeszültségen szakadásként viselkedik, nem hidegít.

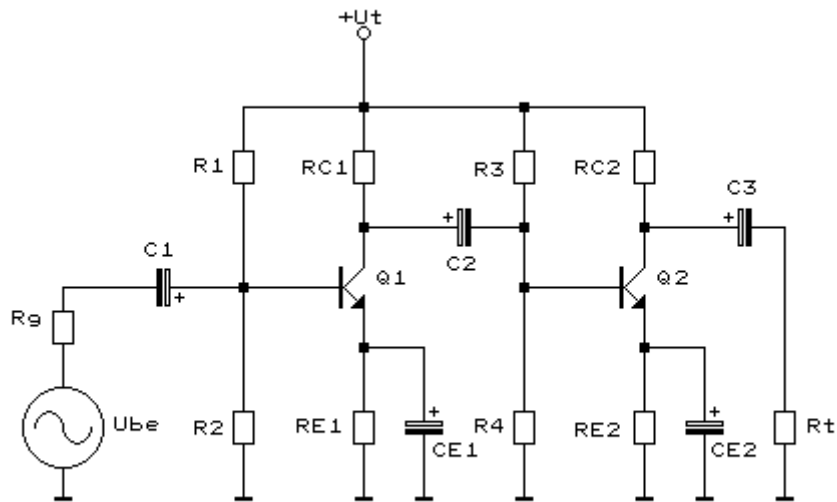
A galvanikus csatolás hibája, hogy az első fokozat munkaponti feszültségének (pl. a környezeti hőmérséklet megváltozása miatti) kis változásai is erősödnek a további fokozatokon (így a kimenő feszültség folyamatosan változik), és ha az erősítőlánc erősítése nagy, az utolsó fokozat munkapontja úgy eltolódhat, hogy az egész erősítőlánc működésképtelenné válik. Pl. ha egy háromfokozatú erősítő fokozatai egyenként 50-et erősítenek, és az első tranzisztor kollektorán csak 5 mV-ot változik a munkaponti feszültség, az a második tranzisztor kollektorán 250 mV, a harmadik tranzisztor kollektorán már 12,5V feszültségváltozást eredményez(ne), azaz, ha a tápfeszültség 12V, az utolsó tranzisztor teljesen kinyit vagy lezár, tehát analóg üzemmódjából kikerül, nem erősít.

A problémát speciális, több tranzisztort igénylő kapcsolással (differenciálerősítő), illetve erős negatív visszacsatolással lehet megoldani (ld. a 3.7.8. és 3.7.11. pontban).

### **RC csatolás**

A diszkrét (=nem integrált) áramkörökből összeállított erősítőkben leggyakrabban alkalmazott csatolási mód az *RC csatolás* (20. ábra).

Az egyes erősítőfokozatok munkapontját egymástól függetlenül lehet beállítani, tehát valamennyi tranzisztor optimális munkapontba állítható. Az erősítendő jel  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  csatoló kondenzátorokon keresztül jut a következő fokozatra illetve a terhelésre. A csatoló kondenzátorok (és az emitterellenállásokat átblokkoló kondenzátorok) alkalmazása miatt az erősítés a kis frekvenciákon csökken. Az eddigiekben úgy tekintettük, hogy a csatoló és hidegítő kondenzátorok a működési frekvencián rövidzárnak tekinthetők. A frekvencia csökkenésével azonban a kondenzátorok reaktanciája  $X_C=1/\omega C$  összefüggés alapján nő, így ez a közelítés kis frekvenciákon már nem alkalmazható. (Pl. kis frekvenciákon a 20. ábra kapcsolásában a bemenetre kapcsolt feszültségnek csak egy része jut  $Q_1$  tranzisztor bázisára, másik része  $C_1$  kondenzátoron esik. Ugyanígy, a  $Q_2$  tranzisztor kollektorán megjelenő kimenő feszültségnek egy része  $C_3$  kondenzátoron esik, és csak másik része jut  $R_t$  terhelésre.)

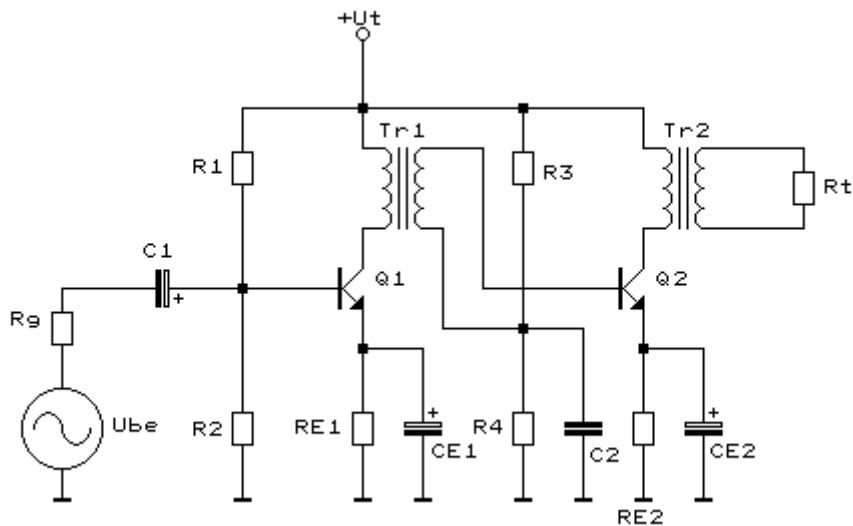


20. ábra  
RC csatolású kétfokozatú erősítő

Az erősítőlánc az egyenfeszültséget értelemszerűen nem erősíti, így egy fokozat munkaponti feszültségek megváltozása nem hat ki a következő fokozat munkapontjára.

### Transzformátoros csatolás

Transzformátoros csatolás esetén az erősítőfokozatok munkaellenállása a csatoló transzformátor primer tekercse, míg a következő fokozat bemenetére vagy a terhelésre a jel a transzformátor szekunder tekercséből jut (21. ábra).



21. ábra  
Kétfokozatú transzformátoros csatolású erősítő

A munkapont beállítása fokozatonként történik. A második tranzisztor munkapontját az  $R_3 - R_4$  bázisosztó és  $R_{E2}$  emitterellenállás állítja be. A bázisosztó által leosztott feszültség a  $Tr1$  transzformátor (egyenáramúlag rövidzárnak tekinthető) szekunder tekercsén keresztül jut a bázisra. A szekunder tekercsben indukálódott váltakozófeszültség erre az egyenfeszültségre szuperponálódik, ezt erősíti  $T_2$  tranzisztor. A tranzisztor kollektorkörében  $Tr2$  transzformátor primer tekercse található, a szekunder tekercsre  $R_t$  terhelő ellenállás kapcsolódik.

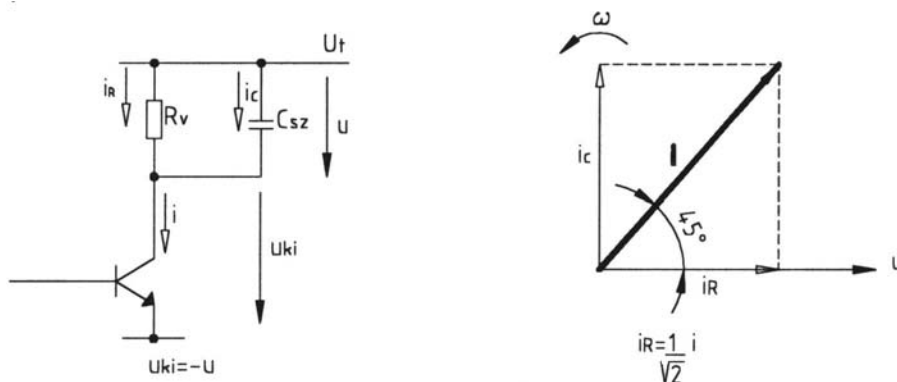
### 3.7.7. Az erősítők frekvenciamenete

Az RC csatolású erősítők tulajdonságai között említettük, hogy a csatoló és hidegítő kondenzátorok alkalmazása miatt az erősítés *kis frekvenciákon* csökken (ez egy fokozatú erősítőre is igaz, ha abban csatoló ill. hidegítő kondenzátort használunk). Az erősítő *alsó határfrekvenciájának* ( $f_a$ ) azt a frekvenciát nevezzük, ahol az erősítés 3 dB-el (azaz a kimenő feszültség  $1/\sqrt{2}$ -ed részére, a kimenő teljesítmény pedig a felére) csökken.

Megjegyzés: galvanikusan csatolt erősítő az egyenfeszültséget is erősíti, tehát alsó határfrekvenciája  $f_a = 0$ .

Az erősítés a *frekvencia növekedtével* is csökken, a csatolás módjától függetlenül. Ennek oka, hogy az ellenállásokkal - így az erősítőfokozat munkaellenállásával és a terhelő ellenállással is - *szórt kapacitások* illetve az erősítő elemek belső kapacitásai kapcsolódnak párhuzamosan. (Szórt kapacitásnak nevezzük azokat a kapacitásokat, amelyek szándékunk ellenére elkerülhetetlenül jönnek létre az áramkörben: ilyen pl. az egymással párhuzamosan futó vezetékek vagy alkatrész kivezetések között fellépő kapacitás. Ezeknek a század vagy tized pF nagyságrendű kapacitásoknak a reaktanciája kisebb frekvenciákon szinte végtelen, azonban a frekvencia növekedtével összemérhetővé válik az áramkör egyéb ellenállásaival, és ekkor hatásuk már nem hanyagolható el.)

A 22. ábra szerinti kapcsolatban a tranzisztor  $i$  kollektorárama két részére oszlik:  $i_R$  áram folyik  $R_V$  váltakozóáramú munkaellenálláson, és  $i_C$  a vele párhuzamos  $C_{SZ}$  szórt kapacitáson.



22. ábra  
Áramviszonyok a tranzisztoros erősítőben a felső határfrekvencián

A párhuzamosan kapcsolódó  $R_V$  és  $C_{SZ}$  elemeken ugyanaz az  $u$  feszültség esik (ugyanaz a feszültség ellenkező előjellel lesz az erősítőfokozat kimenő feszültsége); az  $R_V$  ellenálláson folyó  $i_R$  áram e feszültséggel azonos fázisú, míg a  $C_{SZ}$  kapacitáson folyó áram 90 fokkal siet az  $u$  feszültséghez képest, mint a vektorábra mutatja.

A frekvencia növekedésével a kondenzátor reaktanciája csökken, ezért rajta az  $i$  kollektoráram egyre nagyobb hányada folyik át, és ezért  $i_R$  és ezzel együtt  $u = i_R \cdot R_V$  kimenő feszültség egyre kisebb lesz.

A *felső határfrekvencia* az a frekvencia, ahol a kimenő feszültség a közepes frekvenciás értékéhez képest 3 dB-el, azaz  $1/\sqrt{2}$ -ed részére csökken. A 22. ábra vektorábrája éppen ezt az állapotot mutatja: ezen a frekvencián  $i_R = i_C = i/\sqrt{2}$ . A felső határfrekvencián tehát  $R_V$  ellenálláson és  $C_{SZ}$  kapacitáson azonos kapocsfeszültség mellett azonos áram folyik keresztül, azaz impedanciájuk is megegyezik:

$$R_V = \frac{1}{\omega_f C_{SZ}}$$

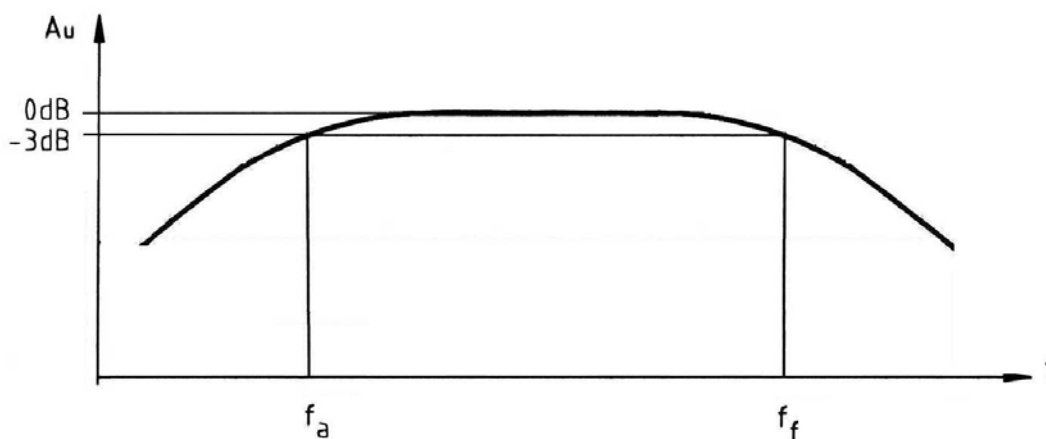
ebből kifejezve a felső határfrekvencia

$$\omega_f = \frac{1}{R_V C_{SZ}}$$

$$f_f = \frac{\omega_f}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_V C_{SZ}}$$

A felső határfrekvencián a kimenő feszültség, így az erősítés is 3 dB-el csökken.

Az erősítő erősítésének frekvencia függvényében való változását (az erősítő *frekvenciamenetét*) grafikonon szokás ábrázolni, amelynek vízszintes tengelyére a frekvenciát logaritmikus léptékben mérik fel, függőleges tengelye szintén logaritmikus egységben (dB) mutatja az erősítés változását (23. ábra).



23. ábra

### 3.7.8. Visszacsatolás

*Visszacsatolás* alatt az erősítő kimenő jele egy részének a bemenetre való visszajuttatását értjük. Az erősítőt így az eredetileg a bemenetére adott jel és a visszacsatolt jel *eredője* vezérli.

Amennyiben a visszacsatolt jel a bemenetre adott jellel azonos fázisú, (ilyenkor a két jel eredője az összegük) *pozitív*, míg ha ellentétes fázisú (ekkor a jelek eredője a különbségük), *negatív visszacsatolásról* beszélünk.

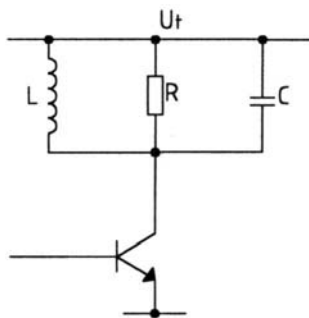
*Negatív visszacsatolással* az erősítő különböző tulajdonságai (erősítése, határfrekvenciái, be- és kimenő ellenállása, munkapontjának stabilitása) előnyösen befolyásolhatók.

*Pozitív visszacsatolást* általában rezgés keltése céljából, szinuszos oszcillátoroknál alkalmaznak.

### 3.7.9. Nagyfrekvenciás hangolt erősítők

#### Hangolt erősítő

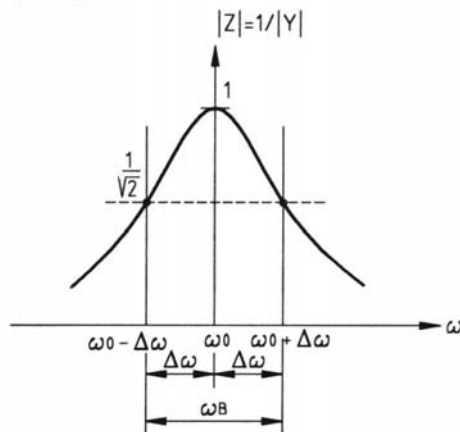
Sokszor nem szükséges, hogy az erősítő kis frekvenciákon is működjön, hanem kifejezetten egy frekvencián és annak a környékén (pl. egy rádióadó adási frekvenciáján) kell erősíteni. Ilyen esetben, ha már a szórt kapacitásokat nem tudjuk csökkenteni, *felhasználjuk azokat* olyan módon, hogy az erősítőfokozat munkaellenállásával párhuzamosan egy párhuzamos *rezgőkört* kapcsolunk, *melyben a kondenzátor kapacitása magába foglalja a szórt kapacitásokat* is. (24. ábra)



24. ábra  
Hangolt erősítő

A párhuzamos rezgőkör impedanciája rezonanciafrekvencián elvileg végtelen, tehát ha a rezgőkört az erősítő kívánt működési frekvenciájára hangoljuk, akkor ezen a frekvencián csak R munkaellenállás érvényesül.

A rezonanciafrekvencia környezetében a rezgőkör impedanciája csökken. Annak a két frekvenciának a különbsége, ahol az impedancia  $1/\sqrt{2}$  részére csökken, a rezgőkör **B** sáv szélessége (ld. 3.2.4. pont). A 25. ábra a rezgőkör impedanciáját mutatja a körfrekvencia függvényében (a körfrekvenciában kifejezett sáv szélességet  $\omega_B$ -vel jelölik,  $B = \omega_B/2\pi$ ).



25. ábra

A párhuzamos rezgőkör sáv szélessége annál nagyobb, minél kisebb a rezgőkör R veszteségi ellenállása.

A 24. ábra szerinti erősítő tranzisztorának kollektorárama a rezgőkör impedanciáján ejt feszültséget, (ez a kimenő feszültség), így a kimenő feszültség, és ezzel a fokozat erősítése ugyanolyan módon változik a frekvencia függvényében, mint a rezgőkör impedanciája. Az erősítő frekvenciamenete tehát megegyezik a 25. ábrán látható görbével.

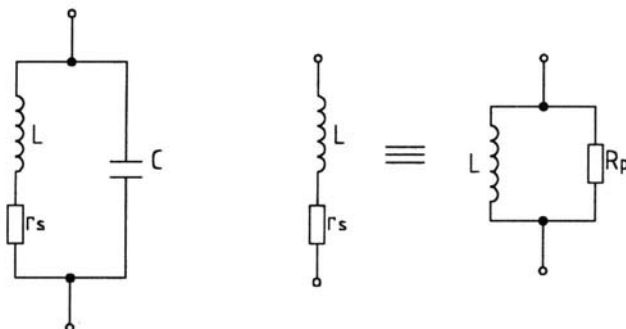
### **A valóságos rezgőkör mint munkaellenállás**

A hangolt erősítők ténylegesen a 24. ábra szerint állíthatók össze, azonban a számításoknál figyelembe kell venni, hogy a rezgőkör nem ideális, hanem valóságos áramkörtől áll, ezért magának a rezgőkörnek is veszteségei vannak. A párhuzamos rezgőkör veszteségei egy, a rezgőkörrel szintén párhuzamosan kapcsolódó veszteségi ellenállásba vonhatóak össze. Ezt a veszteségi ellenállást mutatja a párhuzamos rezgőkör rezonanciafrekvenciáján az ideális végtelen helyett.

Ezért a sáv szélesség számításához meg kell határozni a rezgőkör most említett párhuzamos veszteségi ellenállását, amely a munkaellenállással párhuzamosan kapcsolódik, ezzel csökkenti az erősítést és növeli a sáv szélességet.

A rezgőkör veszteségei a tekercs és a kondenzátor veszteségeiből tevődnek össze. A kondenzátor veszteségei általában elhanyagolhatóak a tekercséhez képest.

A valóságos tekercs jól közelíthető mint egy ideális tekercs és egy azzal sorba kapcsolt ellenállás (illetve a menetek közötti kapacitás mintegy hozzáadódik a rezgőköri kondenzátor kapacitásához). A soros ellenállás megegyezik a tekercs végpontjai között mérhető ellenállással. A tényleges rezgőkör tehát a 26. ábra szerinti kapcsolással közelíthető.



a) Tényleges rezgőkör

b) A tekercs soros veszteségi ellenállásának átváltása párhuzamos veszteségi ellenállássá

26. ábra

A feladat a 26.b. ábra szerint a tekercs  $r_s$  soros ellenállását) átszámítani egy, a tekercssel párhuzamos  $R_p$  ellenállássá, amely a rezgőkör párhuzamos veszteségi ellenállása lesz.

A számítást arra alapozzuk, hogy L tekercs és a vele soros  $r_s$  ellenállás ugyanolyan jóságú kell hogy legyen, mint L tekercs és a vele párhuzamos  $R_p$  ellenállás. (Jóság alatt, ugyanúgy, mint a rezgőkörnél, a reaktáns és a veszteségi teljesítmény viszonyát értjük.) Megjegyezzük, hogy ez az egyszerű átszámítás abban az esetben ad elfogadható eredményt, ha a tekercs jósága nagy.

A soros L- $r_s$  elemeken azonos  $i_s$  áram folyik. A tekercsen a reaktáns teljesítmény:

$$P_r = i_s^2 \omega L$$

Az ellenálláson disszipálódó veszteségi teljesítmény:

$$P_v = i_s^2 r_s$$

A soros áramkör jósága:

$$Q_s = \frac{P_r}{P_v} = \frac{i_s^2 \omega L}{i_s^2 r_s} = \frac{\omega L}{r_s}$$

A párhuzamos L- $R_p$  elemeken azonos feszültség esik. A tekercsen a reaktáns teljesítmény:

$$P_r = \frac{u_p^2}{\omega L}$$

A párhuzamos ellenálláson disszipálódó veszteségi teljesítmény:

$$P_v = \frac{u_p^2}{R_p}$$

A párhuzamos áramkör jósága:

$$Q_p = \frac{P_r}{P_v} = \frac{\frac{u_p^2}{\omega L}}{\frac{u_p^2}{R_p}} = \frac{R_p}{\omega L}$$

Feltételezésünk szerint  $Q_s = Q_p$ , ezért  $\omega = \omega_0$  frekvencián

$$\frac{\omega_0 L}{r_s} = \frac{R_p}{\omega_0 L}$$

és a rezgőkörre rezonanciafrekvencián érvényes

$$\frac{1}{\omega_0 L} = \omega_0 C$$

egyenlet behelyettesítésével

$$\frac{\omega_0 L}{r_s} = \omega_0 C R_p$$

adódik, amelyből  $R_p$ -t kifejezve

$$R_p = \frac{L}{C \cdot r_s}$$

Tehát egy C kapacitásból, és  $r_s$  soros ellenállású L induktivitásból összeállított párhuzamos rezgőkör (amennyiben a jósága elég nagy), egyenértékű egy C kapacitásból, ideális L induktivitásból és  $R_p$  párhuzamos veszteségi ellenállásból összeállított rezgőkörrel.

### **Szkin (bőr-) hatás**

A tekercs jóságának számításánál azt is figyelembe kell venni, hogy a nagyfrekvencián működő tekercsek soros veszteségi ellenállása nagyobb az egyenáramon mért  $r_s$  értéknél. Ennek az az oka, hogy a nagyfrekvenciás áram által keltett, és a vezetékben az önindukció folytán indukálódott feszültség által létrehozott mágneses tér kölcsönhatásaként a nagyfrekvenciás áram nem a vezeték teljes keresztmetszetén, hanem csak annak külső felületén folyik. Minél nagyobb a frekvencia, a vezetésben részt vevő keresztmetszet annál inkább csökken (27. ábra). A vezető keresztmetszet csökkenése miatt a vezeték nagyfrekvencián tanúsított ellenállása megnövekszik. Ez a **szkin (bőr-) hatás**.



27. ábra  
A vezető keresztmetszet  
egyenáramon – közepes – nagy frekvencián

A különböző frekvenciákhoz (és vezető anyagokhoz) meghatározható, hogy az áram a vezető külső felületéhez képest mennyire „hatol be” a vezető anyagába. Pl. réz vezető esetén a következő eredmények adódnak:

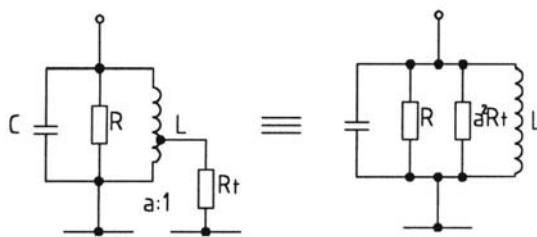
Frekvencia	Behatolási mélység (mm)
60 Hz	8,57
1 kHz	2,08
10 kHz	0,66
100 kHz	0,21
1 MHz	0,06
10 MHz	0,02
100 MHz	0,006
1GHz	0,002

A szkin hatást figyelembe véve a nagyfrekvenciás vezetékeket, tekercseket úgy készítik, hogy

- az áram által átjárt külső felületet megnövelik (**Litze-huzal**: egymástól elszigetelt, igen kis átmérőjű huzalokból készített sodrat; a nagyfrekvenciás áram az egymástól elszigetelt elemi szálak mindegyikének felületén folyik. Pl. a 20\*0,05 -ös Litze-huzal 20 elemi szálának átmérője 0,05mm, ami azt jelenti, hogy 0,025 mm behatolási mélységig (néhány MHz) a huzal teljes keresztmetszete részt vesz a vezetésben. Néhány MHz feletti frekvencián azonban az elemi szálak közti kapacitás miatt az áram – mint ha az elemi szálak nem is volnának egymástól elszigetelve – a köteg felületére szorul ki, ezért Litze-huzalt nagyobb frekvencián nem alkalmaznak.)
- a réz vezető felületét a behatolási mélységig kisebb fajlagos ellenállású anyaggal (ezüst) vonják be, ez által csökkentve a vezető keresztmetszet ellenállását,
- nagyobb teljesítményű alkalmazáskor (több 100 kW-os rádióadók végfokozatai) a tekercset réz csőből készítik, hiszen az áram úgyis csak a cső felületén folyik; a cső belsejében hűtő folyadék áramoltatható.

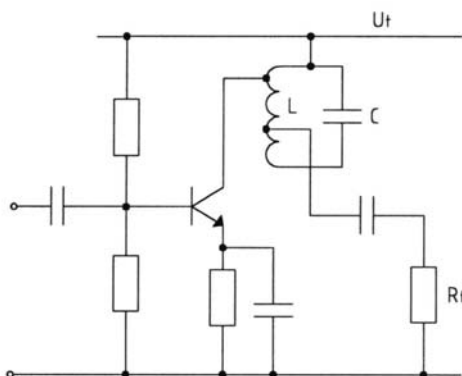
### **Kaszkádba kapcsolt hangolt erősítők**

Kaszkádba kapcsoláskor a követő fokozat bemenő ellenállása terheli az előző fokozat kimeneti rezgőkörét, azaz csökkenti a párhuzamos veszteségi ellenállást. A rezgőköri tekercs megcsapolásával a terhelést „autotranszformátorként” az áttétel négyzetének arányában lehet növelni (28. ábra).



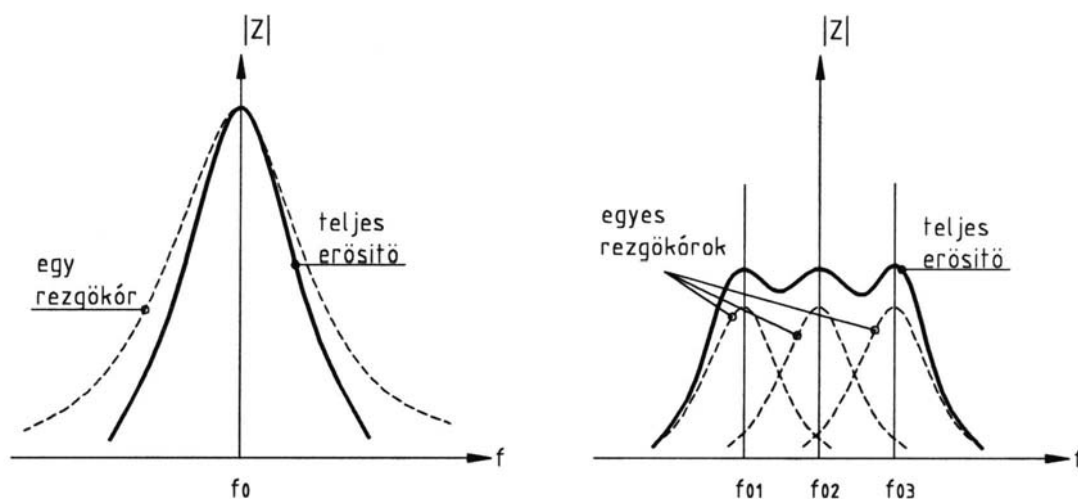
28. ábra  
Terhelés autotranszformátoros csatolása

Ha az erősítő elem kimenő impedanciája, amely maga is párhuzamosan kapcsolódik a rezgőkörrel, és csökkenti a párhuzamos veszteségi ellenállást, túl kicsi, szintén a rezgőköri tekercs megcsapolásával, autotranszformátorként lehet a csatolást elvégezni (29. ábra):



29. ábra  
Tranzisztor és terhelés autotranszformátoros csatolása

Több fokozatú erősítőnél az egymást követő erősítők rezgőkörei vagy azonos frekvenciára vannak hangolva (szinkron hangolt erősítők), ekkor az erősítő erősítése növekszik és sávzélessége csökken; vagy egymáshoz közeli, de különböző frekvenciákra (széthangolt erősítő), ekkor kisebb erősítés mellett nagyobb sávzélesség érhető el. (30. ábra)



30. ábra  
Átviteli görbe  
a) szinkron hangolt erősítő      b) széthangolt erősítő



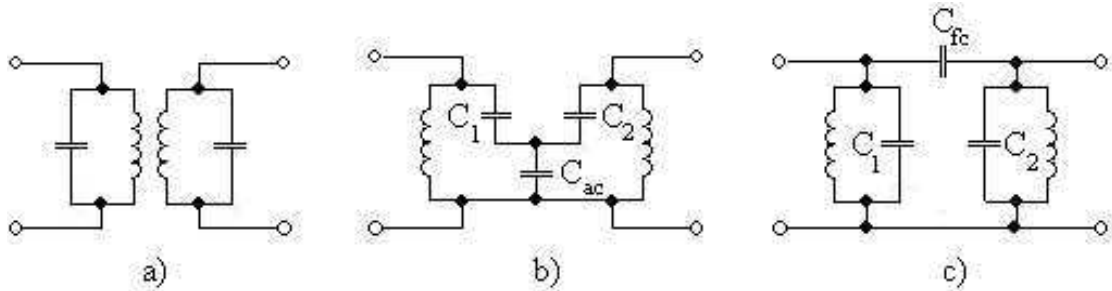
**Kaszkádba kapcsolt nagyfrekvenciás erősítők csatolt rezgőkörökkel**

A nagyfrekvenciás jelet az erősítő fokozatok között RC csatolással is lehet továbbítani (29. ábra), de sokkal inkább szokásos ezt *csatolt rezgőkörök* útján megvalósítani. A *csatolás* azt jelenti, hogy két rezgőkör egyikéből (primer kör) a másikba (szekunder kör) valamilyen módon energia kerül át.

A csatolás módja lehet *transzformátoros* (31.a. ábra), ekkor az egymással csatolásban lévő tekercsek révén jut a feszültség a primer körből a szekunder körbe.

Az *alsó kapacitív csatolás*nál (31.b. ábra)  $C_{ac}$  kondenzátor mindkét rezgőkörnek eleme, a primer rezgőkörben folyó áram e kondenzátoron feszültséget ejt, ez a feszültség kelti a szekunder áramot. A csatolás annál szorosabb, minél kisebb  $C_{ac}$  (értéke általában egy-két nagyságrenddel nagyobb, mint  $C_1$  ill.  $C_2$ ).

*Felső kapacitív csatolás*nál (31.c. ábra) a primer körön keletkezett feszültség  $C_{fc}$ -n keresztül jut a szekunder körre. A csatolás annál szorosabb, minél nagyobb  $C_{fc}$  (szokásos értéke 1-2 nagyságrenddel kisebb, mint  $C_1$  ill.  $C_2$ ).

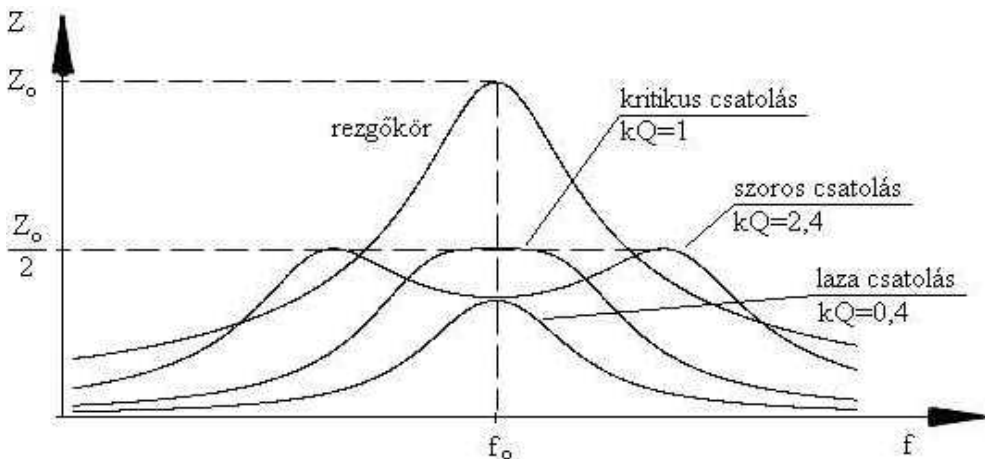


31. ábra

A  $k$ -val jelölt *csatolási tényező* azt fejezi ki, hogy a primer kör feszültségének milyen hányada kerül át a szekunder körbe. Pl. alsó ill. felső kapacitív csatolásnál

$$k \cong \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_{ac}}, \text{ illetve } k \cong \frac{C_{fc}}{\sqrt{C_1 C_2}}$$

A csatolt rezgőköröket általában egyforma jóságúra ( $Q$ ) készítik. A kimenő feszültség (a primer kört minden frekvencián azonos árammal gerjesztve) a rezgőkörökön az impedanciájuk arányában alakul, és frekvenciafüggése  $kQ$  szorzat értékétől függ (32. ábra).



32. ábra

A „rezgőkör” görbe egy önálló rezgőkör rezonanciagörbét mutatja, a többi különböző csatolású rezgőkörökét. Látható, hogy laza csatolás ( $kQ < 1$ ) esetén az átvitel kisebb mértékű de a frekvenciaátvitel a rezgőköréhez hasonló. A csatolás növekedtével a görbe laposodik, és amikor  $kQ = 1$  (kritikus csatolás), mindkét rezgőkörben fele akkora a feszültség, mint amennyi egy rezgőkörön esne. Szoros csatolás ( $kQ > 1$ ) esetén az átviteli görbe szélesedik, ugyanakkor rezonanciafrekvencián már csökken a kimenő feszültség. A feszültség csökkenése  $kQ = 2,4$  értékénél már 3 dB, ezért ennél szorosabb csatolást nem szoktak alkalmazni.

### 3.7.10. Nagyjelű erősítők

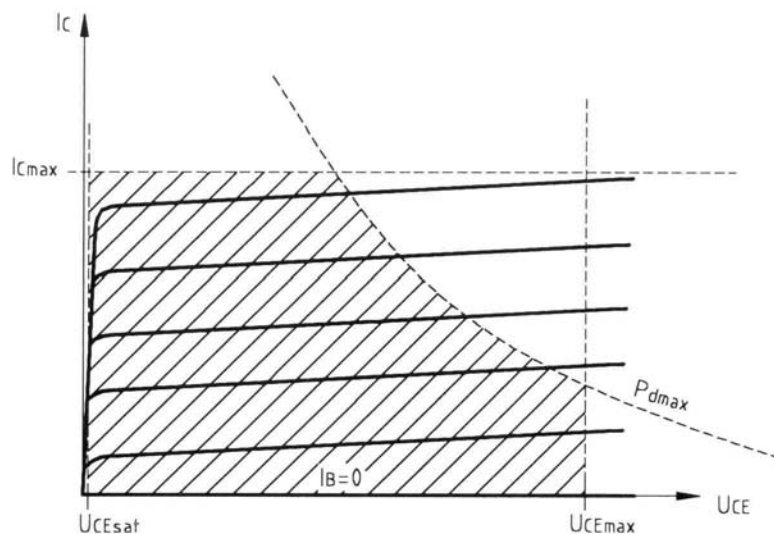
#### A nagyjelű erősítő fogalma

A nagyjelű erősítő feladata a kívánt (lehető legnagyobb) feszültség vagy teljesítmény átadása a terhelő ellenállásnak.

A nagy kimenő teljesítmény (vagy feszültség) elérése érdekében az erősítőt maximálisan ki kell vezetni.

A tranzisztor kivezérelhetőségét a *határadatok* korlátozzák (33. ábra):

- $U_{CEmax}$ : a tranzisztor kollektora és emittora között megengedett legnagyobb feszültség, amely mellett még nem következik be a kollektordióda letörése ( $U_{CEmax}$  értékét a katalógusban sokszor  $U_{CEO}$ -al jelölik).
- $I_{Cmax}$ : a tranzisztor megengedett legnagyobb kollektorárama,
- $P_{dmax}$ : a tranzisztor kollektorán disszipálható maximális teljesítmény. A tranzisztor kollektora-emittora között eső feszültség és a kollektoráram szorzata által adott teljesítmény a tranzisztor kollektorán hővé alakul, ezért a tranzisztor felhevül. Ha a kristály hőmérséklete a megengedett záróréteghőmérsékletet túllépi, a tranzisztor tönkremegy. Ezért a teljesítménytranzisztorokat (hűtőcsillaggal, hűtőbordával stb.) hűtik. A (hűtés módjától is függő) megengedett maximális disszipálható teljesítményt a katalógusban megadják. A  $P_{dmax} = U_{CE} I_C$  állandó teljesítményű görbét a 33. ábrán látható hiperbolával lehet megadni.



33. ábra  
A tranzisztor kivezérelési területe

A megadott határadatok korlátain belül a nagyjelű erősítőben maximális kivezérésre törekednek, ezért - a korábban tárgyalt erősítőktől eltérően, ahol a munkapont közelében történő kis kivezérés esetén a tranzisztor jelleggörbéit érintőjükkal, egy egyenessel helyettesítettük - a tranzisztor itt nem tekinthetjük lineáris elemnek.

Teljesítményerősítő méretezésénél a feszültségerősítés szinte közömbös, a cél az, hogy az erősítő a tápegységből felvett *egyenáramú teljesítményt* minél jobb hatásfokkal alakítsa át *váltakozóáramú teljesítménnyé*.

## Torzítások

Torzításnak nevezik, ha az áramkör kimenő jelének alakja eltér a bemenő jel jelalakjától. A torzítás lehet *lineáris* és *nemlineáris*.

### Lineáris torzítás

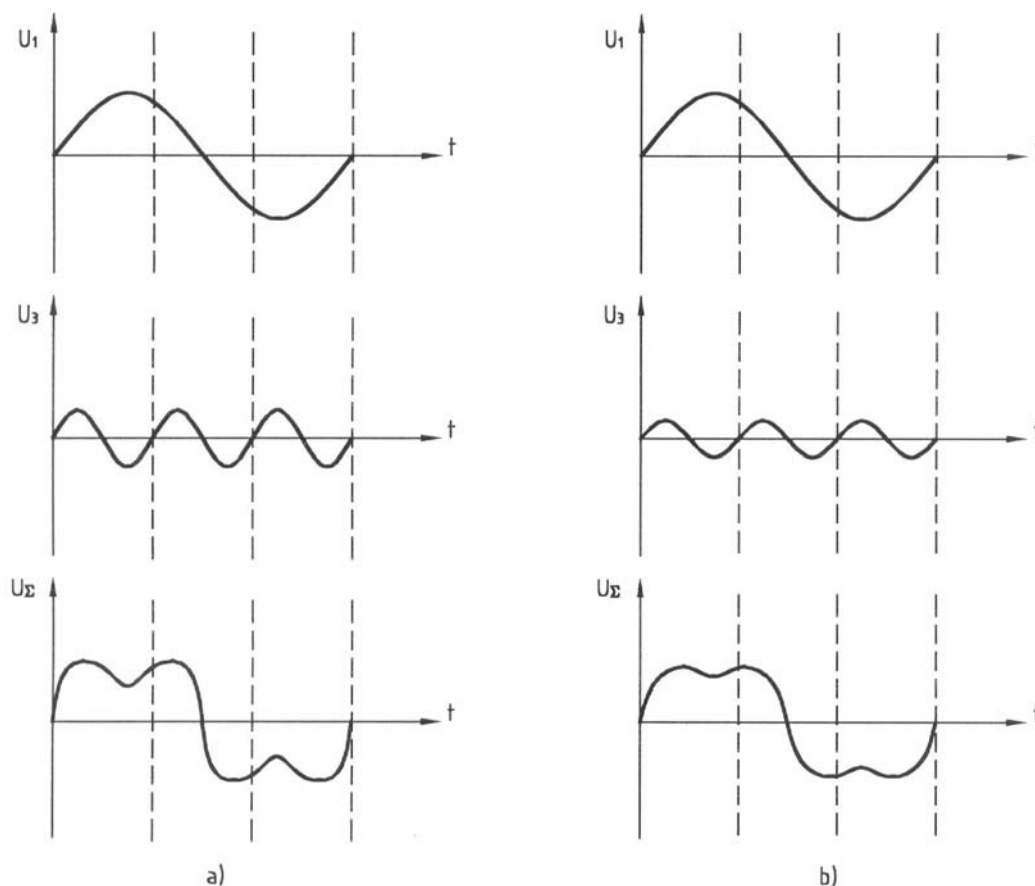
Az erősítők kis- és nagyfrekvenciás átvitelének vizsgálatakor láttuk, hogy az erősítés nem minden frekvencián egyforma.

Az erősítő bemenetére *egy szinuszos jelet* általában csak mérés céljából kapcsolnak. Egy hangerősítő bemenetére pl. a beszéd- vagy zenei hangnak megfelelő jel kerül, amely több különböző frekvenciájú és amplitúdójú jelkomponensből áll.

Pl. a 34.a ábra szerinti  $U_{\Sigma}$  jel az  $f_1$  frekvenciájú  $U_1$  alapharmonikus, és a háromszoros ( $3f_1$ ) frekvenciájú  $U_3$  harmadik harmonikus komponensekből tevődik össze.

Ha erősítőnk erősítése nem azonos  $f_1$  és  $3f_1$  frekvencián, a két jelkomponens nem egyforma mértékben kerül erősítésre. Ha pl. az erősítés  $3f_1$  frekvencián csak fele az  $f_1$  frekvenciás erősítésnek, az erősítő kimenő jelében (34. b. ábra)  $U_3$  harmadik harmonikus amplitúdójának  $U_1$  első harmonikuséhoz viszonyított értéke a fele lesz csak annak, mint amennyi az erősítő bemenetére adott jelben (34.a. ábra). Ezért az összegükként adódó  $U_{\Sigma}$  kimenő jel alakja szemmel láthatóan különbözik a 34.a. ábrán szereplő  $U_{\Sigma}$  jelétől, azaz az erősítőnk torzít.

Ezt, az erősítőnek a jel különböző frekvenciájú komponenseinek eltérő mértékű erősítéséből származó torzítását nevezik *lineáris torzításnak*. A torzítás azért lineáris, mert kétszer akkora amplitúdójú bemenő jel esetén a kimenő jel amplitúdója is kétszer akkora lesz, tehát a torzítás nem függ a jel amplitúdójától.



34. ábra  
Lineáris torzítás

A lineáris torzítást az erősítő frekvenciamenetének (amplitúdó/frekvencia karakterisztikájának) megadásával lehet jellemezni.

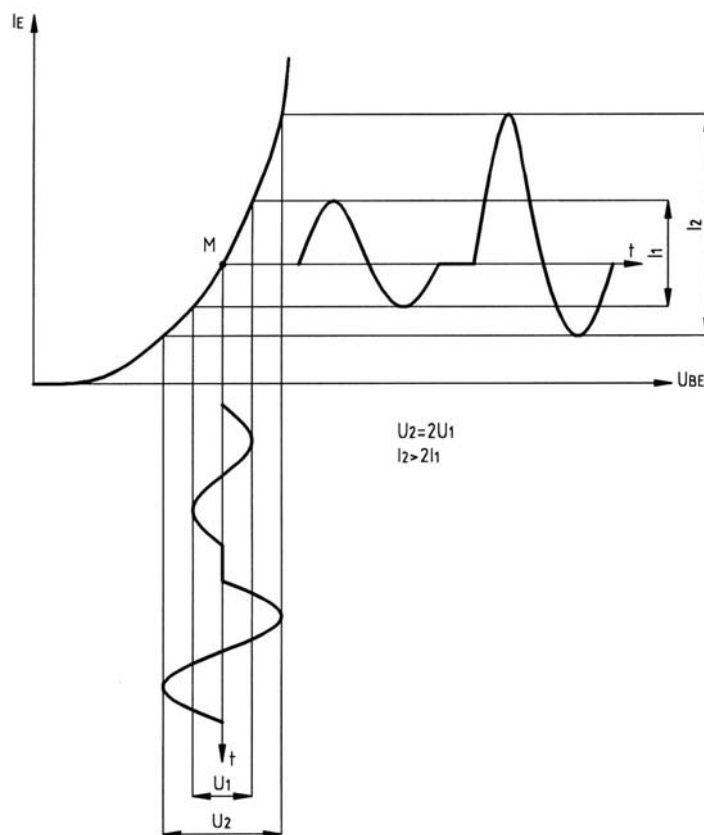
### Nemlineáris torzítás (harmonikus torzítás)

Nemlineáris (harmonikus) torzítás akkor keletkezik, ha az erősítőeszköz átviteli karakterisztikája görbe (35. ábra). Az ábrából látható, hogy egyetlen szinuszos bemenő jel esetén is a kimenő jelalak eltér a szinusztól.

A torzítás nemlineáris, mert függ a bemenő jel amplitúdójától: kétszer akkora bemenő jelhez nem kétszeres értékű kimenő jel tartozik.

A kimenő jel torzított szinuszjel. Matematikailag kimutatható, hogy minden periodikus jel (így a torzított szinuszjel is) előállítható egy *alapharmonikusból* és *harmonikusokból*. A egyes harmonikusok frekvenciája az alapharmonikus frekvenciájának egész számú többszöröse (kétszerese, háromszorosa stb.), amplitúdójuk és fázisszögük pedig harmonikusonként változó.

Mivel a nemlineáris torzítás folytán a kimeneten a bemenetre kapcsolt szinuszjel harmonikusai is megjelennek, szokás *harmonikus torzításnak* is nevezni.



35. ábra  
Nemlineáris torzítás

A nemlineáris torzítás számszerűen jellemezhető a *harmonikus torzítási tényezővel*, ez a definíció szerint

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

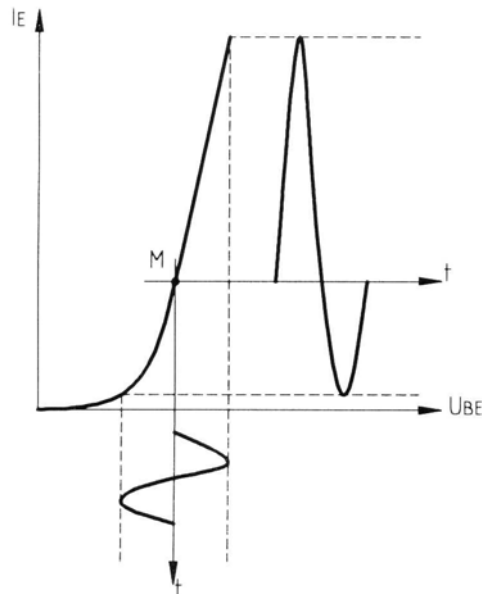
ahol  $u_1$  az alapharmonikus,  $u_2$  a második,  $u_3$  a harmadik,  $u_n$  az  $n$ -edik harmonikus amplitúdója.

## Erősítőosztályok

A munkapont beállításától függően a következő *erősítőosztályokat* különböztetjük meg:

### „A” osztályú erősítő

„A” osztályú erősítőben (36. ábra) a munkapont beállítása olyan, hogy a kivezérés teljes ideje alatt folyik kollektoráram (az eddig tárgyalt erősítők mind „A” osztályúak voltak).



36. ábra  
„A” osztályú erősítő

Tekintettel arra, hogy a szinuszos vezérlőjel egy teljes periódusának 360 fokos szögelfordulás feleltethető meg, jelen esetben a kivezérés 360 fokos tartományában folyik kollektoráram, azt mondjuk, hogy a *kollektoráram folyási szöge 360 fok*. (Egyes szerzők ennek a szögnek a felét, a *folyási félszöget* nevezik folyási szögnek, ez jelen esetben 180 fok).

Szinuszos vezérlés esetén a kollektoráram átlagértéke gyakorlatilag folyamatosan (a kivezéréstől függetlenül) a munkaponti áram, ezért a fokozat állandóan jelentős teljesítményt disszipál. A fokozat *hatásfoka* a leadott váltakozóáramú, illetve a tápegységből felvett egyenáramú teljesítmény hányadosa:

$$\eta = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} \leq 50\%$$

ezért tehát nagyon alacsony, maximálisan 50% lehet.

A munkapont helyes megválasztása, és kis kivezérés esetén (a 36. ábra nem ilyen esetet mutat) az A osztályú erősítő torzítása kicsi.

### „B” osztályú erősítő

Az „A” osztályú erősítő rossz hatásfokát az okozza, hogy a tranzisztoron (átlagosan) folyamatosan a maximális kollektoráram kb. felét kitevő munkaponti áram folyik keresztül.

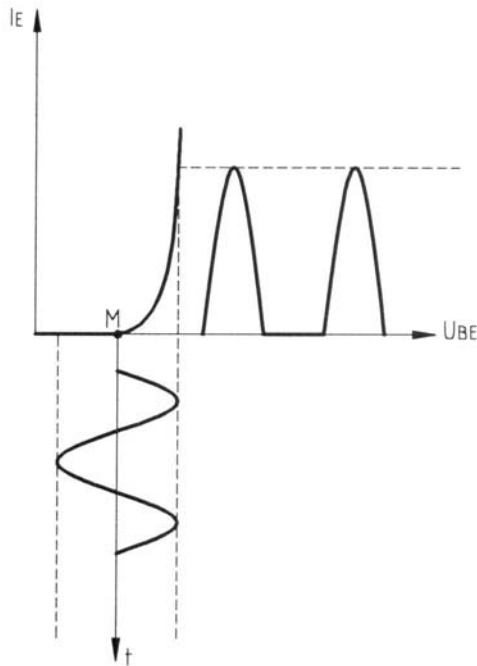
A hatásfokot javítani lehet, ha a munkaponti áramot közel 0-ra csökkentjük. Ekkor a munkapont a tranzisztor karakterisztikáján a 37. ábra szerinti helyzetbe kerül; ez a „B” osztályú munkapontbeállítás.

„B” osztályú erősítőben a munkapont a tranzisztor  $I_E - U_{BE}$  karakterisztikájának könyökpontjába van állítva, ennél fogva ebben a beállításban csak a vezérlő jel egyik félperiódusában folyik kollektoráram (azaz a kollektoráram folyási szöge 180 fok, félszöge 90 fok). Ezért a teljes jel erősítéséhez a teljesítményerősítőt

két „B” osztályba állított tranzisztorból állítják össze, melyek közül egyik a vezérlés negatív félperiódusában, a másikon pedig a vezérlés pozitív félperiódusában folyik áram.

A „B” osztályú erősítő munkaponti árama 0, csak a tápegységből csak kivezélés esetén vesz fel áramot, így hatásfoka jó, teljes kivezélésnél elérheti a 78,5%-ot.

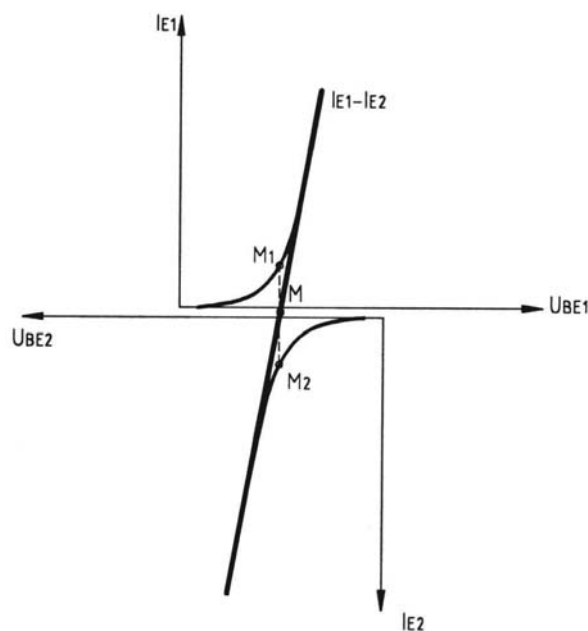
A „B” osztályú erősítő torzítása (mindkét félperiódust egy-egy tranzisztorral erősítve) közepes.



37. ábra  
„B” osztályú erősítő

#### „AB” osztályú erősítő

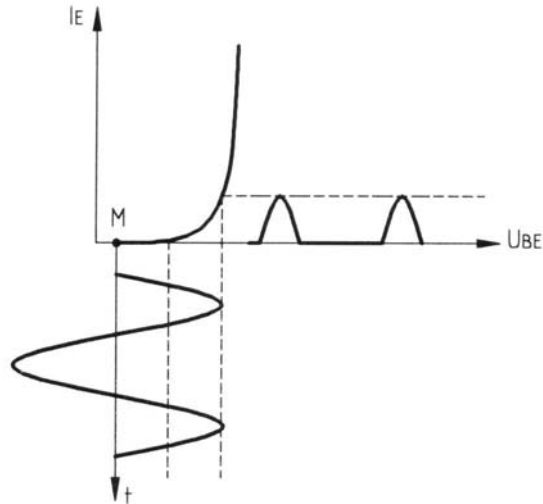
Mivel a tranzistor  $U_{BE}/I_E$  karakterisztikája a könyökpont körül, a munkapont közelében a leggörbébb, kis jeleknél, a munkapont közelében „B” osztályú munkapontbeállításnál jelentős harmonikus torzítás lép fel. A torzítást úgy csökkentik, hogy egy csekély munkaponti áramot állítanak be, így kis kivezélésnél a fokozat mintegy „A” osztályban dolgozik, kisebb torzítással. Ha a jel két félperiódusát ellenütemben dolgozó tranzisztorokkal erősítjük, ezek kollektoráramának eredője lineárisra tehető (38. ábra), így a torzítás csökken (de a hatásfok romlik: max. 60-65%).



38. ábra  
„AB” osztályú munkapontbeállítás

### „C” osztályú erősítő

„C” osztályú erősítőben (39. ábra) a munkapont úgy van beállítva, hogy kollektoráram a vezérlő jelnek kevesebb, mint fél periódusa alatt folyik; a kollektoráram folyási szöge kisebb, mint 180 fok (félszöge kisebb, mint 90 fok).



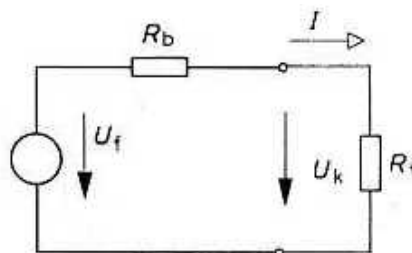
39. ábra  
„C” osztályú erősítő

„C” osztályú erősítőt – nagy torzítása miatt - csak hangolt nagyfrekvenciás erősítőben alkalmaznak. A kollektoráram impulzusok a fokozat munkaellenállását képező rezgőkörbe táplálnak energiát; amikor a tranzistor nem vezet és nem folyik kollektoráram, a kimenő szinuszos feszültség a rezgőkör „rezgése” révén jön létre.

A „C” osztályú erősítő hatásfoka nagyon jó.

### Illesztés

A 40. ábra szerinti áramkörben az  $U_f$  forrásfeszültségű generátor belső ellenállása  $R_b$ . Mekkora legyen az  $U_k$  kimenő feszültségre kapcsolt  $R_t$  terhelő ellenállás értéke, hogy a generátorból a maximális teljesítményt vegye fel?



40. ábra

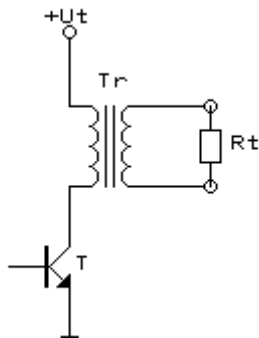
A terhelő ellenállás által felvett teljesítmény  $P = U_k I$ . Nyilvánvaló, hogy a felvett teljesítmény akkor is 0 lesz, ha  $R_t = 0$  (ekkor ugyan a generátor által leadható maximális, rövidzárási árama alakul ki, de  $U_k = 0$ ), és akkor is, ha  $R_t$  szakadás, (ekkor ugyan  $U_k$  maximális, megegyezik a forrásfeszültséggel, de  $I = 0$ ).

Számítással kimutatható, hogy a terhelő ellenállás akkor veszi fel a maximális teljesítményt, amikor *ellenállása megegyezik a generátor belső ellenállásával*, tehát  $R_t = R_b$ . Ezt nevezik *illesztésnek*.

Nagyjelű erősítők esetén sok alkalmazásban (különösen a terhelés transzformátoros csatolásakor) illesztéssel biztosítják a teljesítmény optimális átvitelét.

### **„A” osztályú teljesítményerősítő áramköri megvalósítása**

A „hagyományos” „A” osztályú teljesítményerősítő áramköri kapcsolásának részletét a 41. ábra mutatja (a munkapontbeállító elemek nem láthatók). Az optimális teljesítményátadás érdekében a terhelést *illeszteni* kell a végfokozathoz, az illesztést a *kimenő transzformátor* biztosítja.

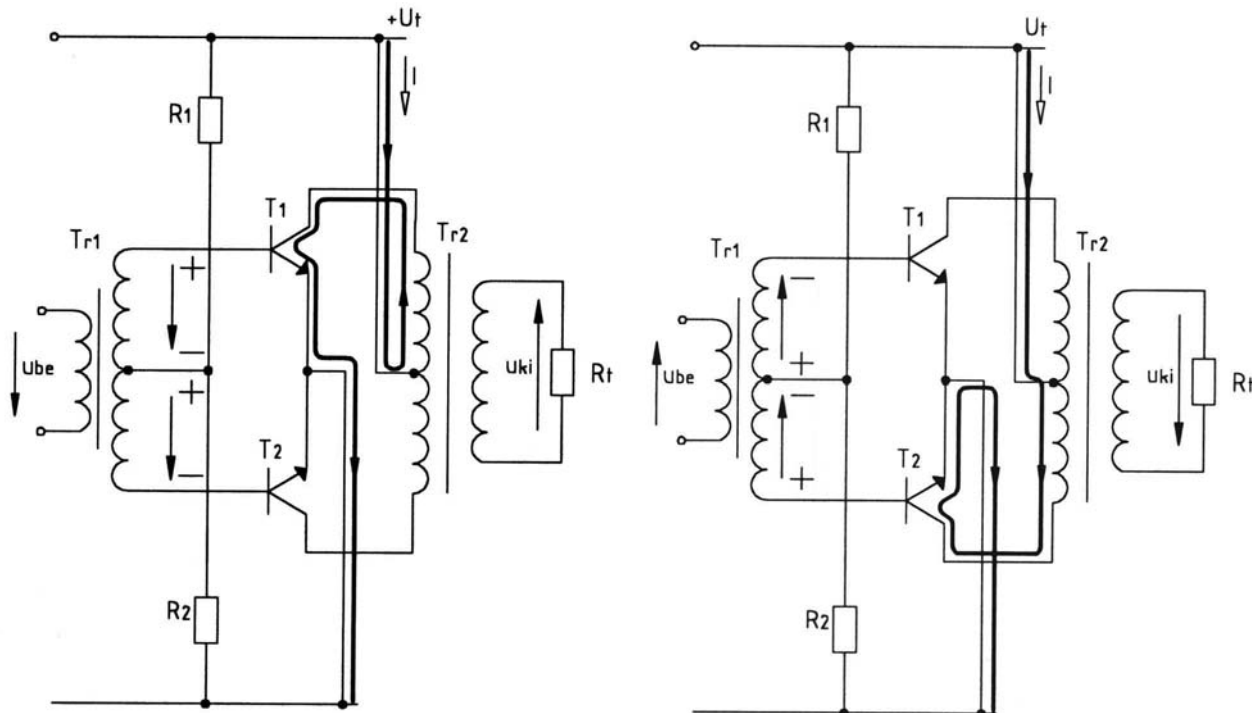


41. ábra

A terhelő ellenállás a kollektorkörbe váltakozóáramú szempontból a transzformátor áttételének négyzetével transzformálódik (ld. 3.2.5. pont). Ezt azért is fontos megjegyezni, mert ha a terhelő ellenállás megszakad (pl. egy hangerősítő kimenetére nem csatlakoztatják a hangszórót), az azt jelenti, hogy a tranzisztor kollektorkörében a váltakozóáramú terhelő ellenállás szintén végtelenné válik, így a primer tekercs nagy induktív reaktanciáján kis kollektoráramváltozás hatására is olyan nagy feszültség keletkezhet, amely meghaladja a tranzisztor megengedett maximális kollektor-emitter feszültségét, és a tranzisztor tönkremegy. Ez nem csak „A” osztályú (és nem csak tranzisztoros) erősítő esetében igaz, hanem minden esetben, amikor a terhelés kimenő transzformátoron keresztül csatlakozik az erősítőre, tehát ilyen erősítőnél ügyelni kell arra, hogy üzem közben a terhelés legyen rákapcsolva.

### **„B” osztályú teljesítményerősítő áramköri megvalósítása kimenő transzformátorral**

„B” osztályú munkapontban a tranzisztoron csak a vezérlő szinuszjel egyik félperiódusában folyik áram, ezért a teljes szinuszjelet erősítő kapcsolást két „B” osztályba állított tranzisztorból állítják össze, melyek közül egyik a vezérlés negatív félperiódusában, a másikon pedig a vezérlés pozitív félperiódusában folyik áram. Az áramköri megvalósítás a 42. ábrán látható.



a) a félperiódusban  $T_1$  vezet

b) a félperiódusban  $T_2$  vezet

42. ábra

„B” osztályú teljesítményerősítő elvi kapcsolása és működése



a) Egyenáramú munkapontbeállítás: a tápfeszültséget  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokból álló bázisosztó osztja le. A leosztott feszültség a  $Tr_1$  ún. *fázisfordító transzformátor* szekunder tekercsének középkivezetésére kerül, a szekunder tekercseken keresztül  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztor bázisára jut. E kapcsolásban a tranzisztorok emitterei földelve vannak. Így  $R_2$  ellenálláson megjelenő feszültség egyúttal a tranzisztorok bázis-emitter feszültsége is.  $R_1$  és  $R_2$  értékét úgy választják meg, hogy  $R_2$ -n éppen a tranzisztor nyitáshoz szükséges egyenfeszültség (Si tranzisztornál kb. 0,5-0,6V) essen. Így mindkét tranzisztor a nyitás határán van, a nyugalmi kollektoráramuk közel 0. (**Megjegyzés:** a gyakorlatban olyan feszültségosztót alkalmaznak, melynek leosztása a hőmérsékletnek is függvénye, és követi a tranzisztorok  $U_{BE} / I_E$  karakterisztikájának hőfokfüggését.)

b) Váltakozóáramú működés: A fázisfordító transzformátor primer tekercsére a 42. a ábra szerinti irányú vezérlő feszültséget kapcsolva, a szekunder tekercsén az ábrán jelölt irányú feszültségek jelennek meg. A szekunder középkivezetésének feszültségéhez képest  $T_1$  bázisára pozitívabb,  $T_2$  bázisára negatívabb feszültség kerül, ezért  $T_1$  bázisfeszültsége meghaladja a nyitáshoz szükséges feszültséget, és  $T_1$ -en az ábrán jelölt irányú kollektoráram indul meg, amely  $Tr_2$  *kimenő transzformátor* primer tekercsének felső felén halad át. Ugyanekkor  $T_2$ , melynek bázisfeszültsége csökkent, lezárva marad.  $Tr_2$  szekunderén,  $R_t$  terhelő ellenálláson a megjelölt irányú feszültség keletkezik.

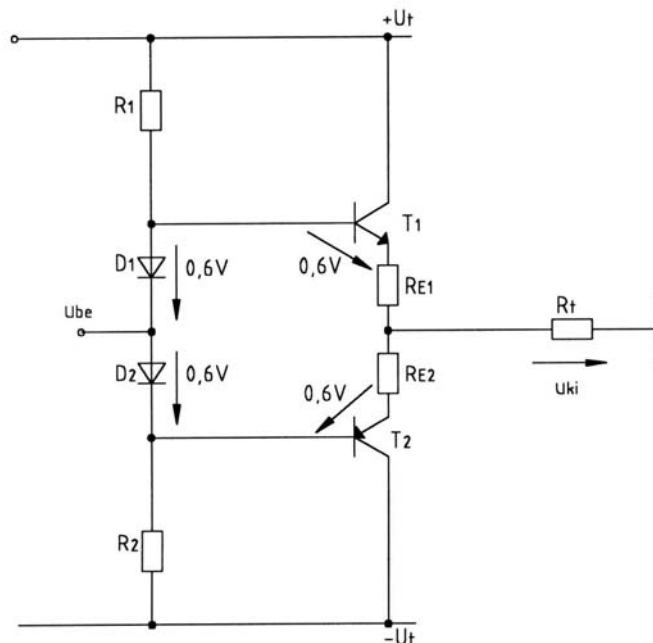
A vezérlő jel másik félciklusában a 42. b ábra szerinti, az előzőhöz képest fordított fázisú feszültség kerül a fázisfordító transzformátorra, így annak szekunder tekercsén is az előzőhöz képest fordított irányú feszültségek keletkeznek. Most a  $T_1$  tranzisztor bázisa lesz negatívabb, tehát  $T_1$  zárva marad, míg  $T_2$  bázisára pozitívabb feszültség kerül, ezért  $T_2$  megnyit, kollektorárama átfolyik a kimenő transzformátor primer tekercsének alsó felén. Az ábrán látható, hogy  $Tr_2$  primer tekercsén most ellenkező irányú áram folyik, mint a 42. a ábra szerinti meghajtó jelnél, ezért a szekunder tekercsén is ellentétes irányú feszültség indukálódik.

Tehát a meghajtó feszültség egyik félciklusában  $T_1$ , másik félciklusában  $T_2$  tranzisztoron folyt áram, míg kivezélés nélkül mindkét tranzisztor kollektorárama „B” osztályú beállításban 0.

A fokozat át „AB” osztályba  $R_2$  értékének (és ezzel az azon eső feszültségnek) kismértékű növelésével állítható, amikor is nyugalomban is mindkét tranzisztoron csekély munkaponti áram folyik. Kis kivezéléskor az egyik tranzisztoron ez az áram csökken, a másikon nő, így mintegy „A” osztályban működnek, csökkentve a B osztályba állított tranzisztor karakterisztikája könyökpontja körüli kis kivezélésnél jelentkező torzítást.

### **Komplementer tranzisztoros „B” osztályú teljesítményerősítő**

Két különböző (npn és pnp) struktúrájú tranzisztor alkalmazásával fázisfordító és kimenő transzformátor nélkül is lehet „B” osztályú teljesítményerősítőt készíteni (41. ábra). A kapcsolás azonos értékű pozitív és negatív tápfeszültséget is igényel.

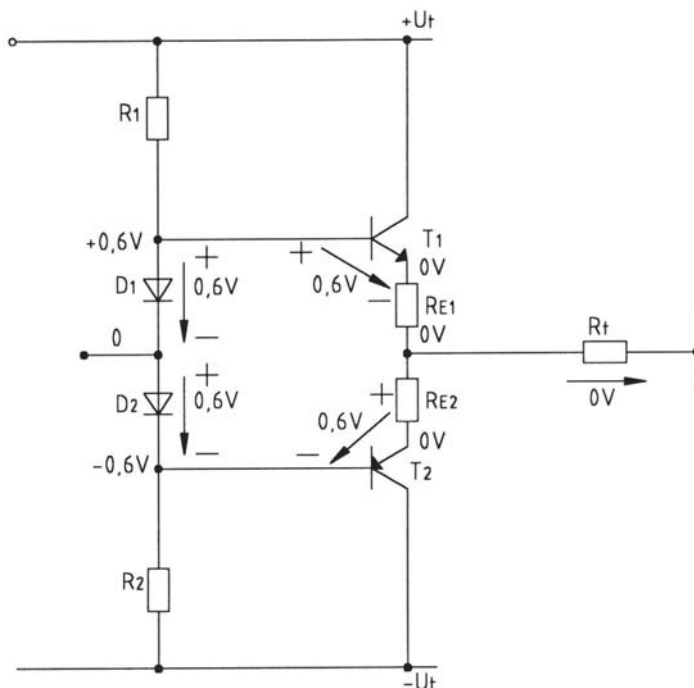


43. ábra  
Komplementer teljesítményerősítő elve

$D_1$  és  $D_2$  diódán (valamint  $R_1$  és  $R_2$  ellenálláson) keresztül áram folyik, amely a diódákon feszültséget ejt. Egy-egy szilíciumdiódán kb. 0,5-0,6V nyitófeszültség esik, a pontos értéket a nyitóárammal (a nyitóáramot pedig  $R_1$  és  $R_2$  ellenállással) lehet beállítani.

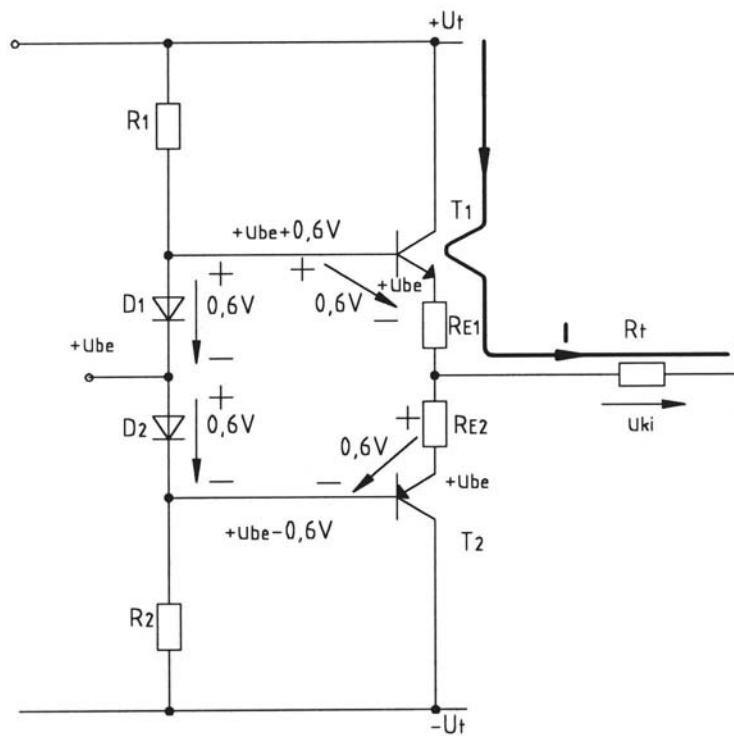
$D_1$  anódfeszültsége kerül  $T_1$  tranzisztor,  $D_2$  katód feszültsége pedig  $T_2$  tranzisztor bázisára. A két tranzisztor emittere (kis értékű, néhány tized ohmos)  $R_E$  ellenállásokon keresztül össze van kötve. A két szilíciumtranzisztor bázisa-emittere így két, sorba kapcsolt diódának felel meg, amelyekén éppen két ( $D_1$  és  $D_2$ ) szilíciumdióda által előállított nyitófeszültség esik. Helyes beállítás esetén mindkét tranzisztor bázis-emitter diódája a megnyitás határán van (a torzítás csökkentése érdekében a tranzisztorokon kevés áram nyugalomban is folyhat).

Ha az áramkör bemenetére nem kapcsolunk jelet (leföldeljük),  $D_1$  anódján a feszültség a diódán eső +0,6V, a nyitás határán lévő  $T_1$  bázis-emitterén ugyanekkora feszültség esik (44.a ábra), így  $T_1$  emitterfeszültsége 0V.  $D_2$  katódján a feszültség ekkor -0,6V, de ugyanez a feszültség esik  $T_2$  bázisa-emittere között is, ezért  $T_2$  emitterfeszültsége szintén 0V. Így a kimenő feszültség is 0V.



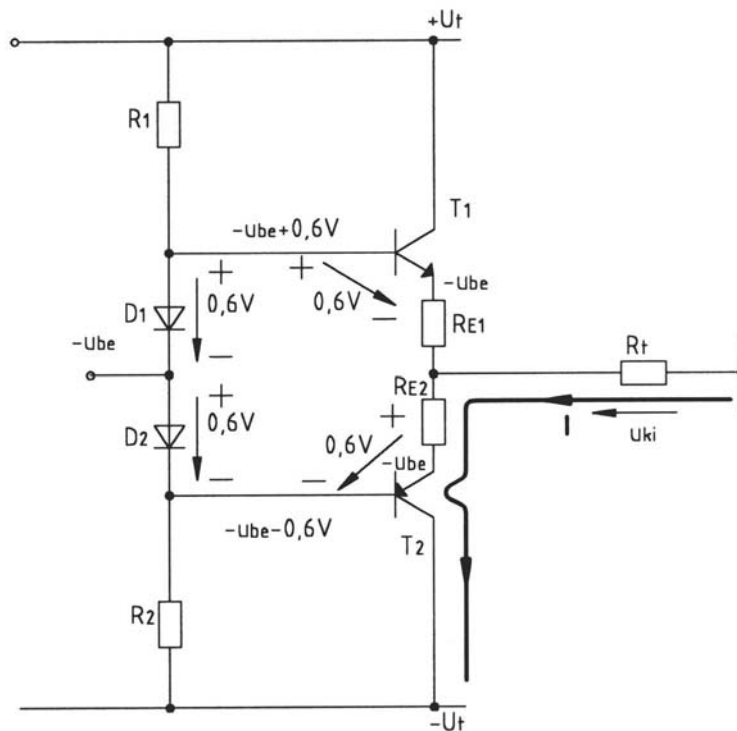
44.a. ábra  
Komplementer teljesítményerősítő 0 bementi feszültséggel

Ha a bemenetre  $+U_{be}$  pozitív feszültséget kapcsolnak, a 44.b. ábra szerinti feszültségek alakulnak ki.  $D_1$  anódján a feszültség  $+U_{be}+0,6V$  lesz, de ugyanekkora feszültség esik ellenkező irányban  $T_1$  bázisa-emittere között is, ezért  $T_1$  emitterfeszültsége  $+U_{be}$  lesz,  $T_1$ -en keresztül  $R_t$  ellenálláson áram folyhat (azaz  $T_1$  mint emitterkövető működik).  $T_2$  emitterfeszültsége szintén  $+U_{be}$ , de  $T_2$ -n nem folyik áram, hiszen  $T_2$ -n (mint az emitterén a nyíl iránya mutatja is) csak ellenkező irányú áram folyhat.



44.b. ábra  
A félperiódusban  $T_1$  vezet

A bemenetre negatív  $-U_{be}$  feszültséget adva (44.c ábra) hasonló módon a  $T_2$  tranzisztor nyit ki, a terhelésen  $-U_{be}$  feszültség jelenik meg, és a kimenő áramot  $T_2$  tranzisztor biztosítja.



44.c. ábra  
A félperiódusban  $T_2$  vezet

Említést érdemel  $R_E$  ellenállások szerepe. Ezek negatív visszacsatolást jelentenek, és a *hőmegfűtés* ellen jelentenek védelmet. Ha ui. a félvezetők felmelegednek, nő a rajtuk átfolyó áram. A nagy áram nagyobb

disszipált teljesítményt jelent, ezért a végtranzisztorok még jobban felmelegednének, kollektoráramuk még tovább nőne és így végül túlhevülve, a megengedettnél nagyobb áram alakulhatna ki, ami a tranzisztorokat tönkretenné. A kollektoráram (és így az emitteráram) növekedése azonban az  $R_E$  ellenálláson eső feszültség növekedését is jelenti, ami azt jelenti, hogy a bázis-emitter közé nem a D diódán eső, hanem annál kevesebb feszültség jut, ezért a tranzisztor kollektorárama csökken.

**Megjegyzés:**

Nagyfrekvenciás hangolt erősítő is beállítható A vagy AB osztályba. Ebben az esetben a „munkaellenállás” a működési frekvenciára hangolt rezgőkör, amely (ugyanúgy, mint a C osztályú erősítő esetében) a vezérlő jelnek abban a félperiódusában (vagy közel félperiódusában), amikor nem folyik kollektoráram, „rezgésével” hozza létre a kimenő feszültség teljes periódusát. Ezért nagyfrekvenciás hangolt erősítő esetén nincs szükség B vagy AB osztályban sem arra, hogy az áramkört a vezérlő jel két félperiódusa alatt ellenütemben működő tranzisztorokkal építsük meg.

**3.7.11. Műveleti erősítők**

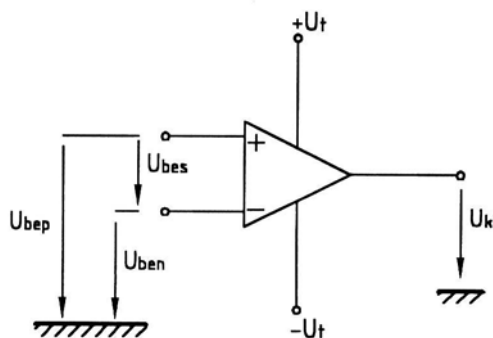
**Az integrált műveleti erősítő**

Műveleti erősítőnek eredetileg az analóg számítógépekben a számítási műveletek végzéséhez használt, nagy erősítésű egyenfeszültségerősítőket nevezték. Ezeknél az erősítőknél galvanikus csatolást (ld. 3.7.6. pont), és az ilyenkor fellépő problémák megelőzése érdekében nagymértékű negatív visszacsatolást alkalmaztak.

Ugyanez az elv az elektronika más területein is alkalmazható, de elterjedése csak akkor vált lehetővé, amikor az olcsó és jó minőségű integrált műveleti erősítők megjelentek. (Az ún. monolit **integrált áramkörökben** az erősítő működéséhez szükséges szinte valamennyi áramköri elemet: tranzisztorokat, diódákat, ellenállásokat, sőt még kisebb kapacitású kondenzátorokat is) egyetlen miniatűr félvezető lapkán alakítják ki.)

Az általánosan alkalmazott műveleti erősítő (45. ábra) *szimmetrikus bemenetű* és *aszimmetrikus kimenetű*.

Az általunk eddig vizsgált erősítők *aszimmetrikusak* voltak, amennyiben a be- és kimenő feszültséget is az erősítő egy pontja és a földpont között értelmeztük. A *szimmetrikus bemenet* azt jelenti, hogy az erősítőnek két bemenete van, és a bemenő feszültséget e két (a „+” al jelölt *nem invertáló* és a „-” al jelölt *invertáló*) bemenő pont közé kell kapcsolni. A kimenet itt is aszimmetrikus, azaz a kimenő feszültség a kimenet és a földpont között mérhető.



45. ábra  
Műveleti erősítő

A műveleti erősítő be- és kimenő feszültsége közötti kapcsolat:

$$U_{ki} = A_o (U_{bep} - U_{ben}) = A_o U_{bes}$$

- ahol  $A_o$  a műveleti erősítő *nyílthurkú* (visszacsatolás nélküli) erősítése,  
 $U_{bep}$  a pozitív bemenetre kapcsolt aszimmetrikus (a földhöz képest mért) jel  
 $U_{ben}$  a negatív bemenetre kapcsolt aszimmetrikus (a földhöz képest mért) jel

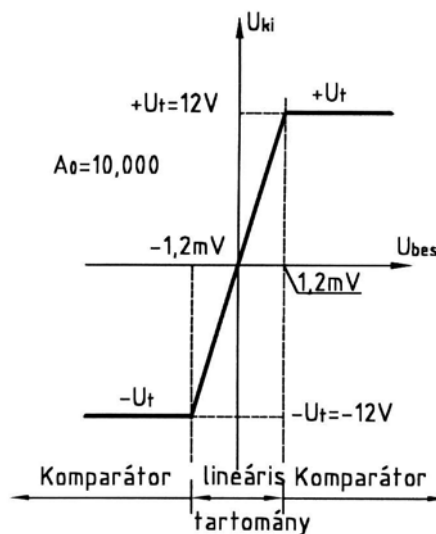
$U_{bes}$  a pozitív és a negatív bemenetek között mérhető (szimmetrikus) jel.

A képletből látható, hogy ha  $U_{bes}$  pozitív (azaz a 45. ábrán jelölt irányú), a kimenő jel is pozitív a földhöz képest, ha pedig  $U_{bes}$  negatív (a 45. ábrán jelöléssel ellentétes irányú, a „-”-tól a „+” bemenet felé mutat),  $U_{ki}$  a földhöz képest negatív lesz. Ez csak úgy lehetséges, ha a műveleti erősítőt a földhöz képest pozitív és negatív tápfeszültséggel is ellátjuk. A két tápfeszültséget  $+U_t$  és  $-U_t$ -vel jelöljük.

Kiolvasható továbbá a képletből, hogy (ideális műveleti erősítőnél) nincsen jelentősége annak, hogy  $U_{bep}$  és  $U_{ben}$  a földhöz képest milyen értékű, a kimenő feszültség csak a két feszültség *különbségétől* függ.

Az ideális műveleti erősítő  $A_o$  nyílthurkú erősítése végtelen, a valóságos erősítőké jellegzetesen 1000...100000 -es nagyságrendű, és a tápfeszültségnek is függvénye.

A műveleti erősítő *transzfer karakterisztikája* (a be- és kimenő feszültség közötti összefüggés) a 46. ábrán látható.



46. ábra  
Műveleti erősítő transzfer karakterisztikája

Mint a karakterisztikából látható, az  $U_{ki} = A_o U_{bes}$  összefüggés csak addig érvényesül, amíg a kimenő feszültség el nem éri a pozitív illetve a negatív tápfeszültséget. A műveleti erősítő nyilvánvalóan nem tud a tápfeszültségnél nagyobb kimenő feszültséget produkálni, ezért, ha a kimenő feszültség elérte a tápfeszültséget,  $U_{bes}$  bemenő feszültség további növekedése már nincs hatással a kimenő feszültségre.

Legyen pl.  $+U_t = +12\text{ V}$  és  $-U_t = -12\text{ V}$  valamint  $A_o = 10000$  (a 44. ábra ezzel a feltételezéssel készült).

Ha  $U_{bes} = 0\text{ V}$ , akkor a  $U_{ki} = 0\text{ V}$ .  $U_{bes}$  növelésekor  $U_{ki}$  is nő, és akkor éri el a pozitív tápfeszültséget, amikor  $U_{bes}$  eléri az  $1,2\text{ mV}$  ( $=12\text{ V}/10000$ ) értéket. Ha  $U_{bes} > 1,2\text{ mV}$ , a kimenő feszültség  $U_{bes}$  értékétől függetlenül  $12\text{ V}$ . Hasonló a helyzet negatív bemenő feszültség esetén is.

A fentiek figyelembevételével a műveleti erősítő üzeme két szakaszra bontható:

- „lineáris szakasz”, „analóg üzem” amikor a kimenő feszültség még nem érte el a tápfeszültséget, és az  $U_{ki} = A_o (U_{bep} - U_{ben}) = A_o U_{bes}$  összefüggés érvényes,
- „komparátor” üzem, amikor a két bemenet közötti szimmetrikus feszültség ( $U_{bes}$ ) meghaladja azt az értéket, amikor  $U_{ki}$  eléri a tápfeszültséget, ekkor

$$U_{ki} = +U_t, \text{ ha } U_{bep} > U_{ben} \text{ és}$$

$$U_{ki} = -U_t, \text{ ha } U_{bep} < U_{ben}$$

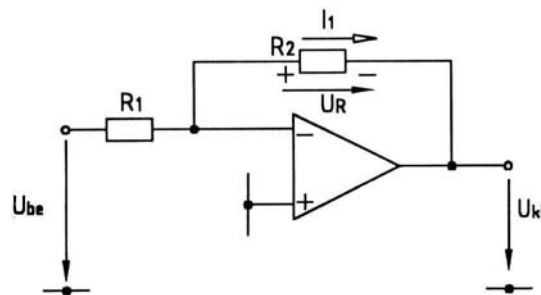
azaz az erősítő „összehasonlítja”, „komparálja” a nem invertáló és az invertáló bemenetre adott feszültséget, és ha a nem invertáló bemenet feszültség szintje magasabb, a pozitív, ellenkező esetben a negatív tápfeszültséget adja a kimenetre.

Amikor a műveleti erősítőt **erősítőként** kívánjuk használni, karakterisztikájának **lineáris szakaszán** kell maradnunk, amikor a kimenő feszültség és a bemenő feszültség közti arányosság fennáll. Mint a 46. ábra példáján látjuk, ekkor a két bemenet között legfeljebb néhány tized millivolt feszültség lehet, ezt (az áramkörben mérhető egyéb feszültségekhez képest igen csekély) feszültséget a gyakorlati számítások megkönnyítésére el szoktuk hanyagolni, és **azzal a közelítéssel élünk, hogy a műveleti erősítő bemenetei közötti feszültség 0.**

Az integrált műveleti erősítők bemenő ellenállása igen nagy, a bemenő áram csak nA vagy pA nagyságrendű. Ez az áramkörben folyó többi áramköz képest rendszerint elhanyagolható, ezért a gyakorlati számításoknál alkalmazott **másik közelítés, hogy a műveleti erősítő bemenő árama 0.**

### **A műveleti erősítő munkapontjának beállítása negatív visszacsatolással**

A műveleti erősítő munkapontját **negatív visszacsatolás** segítségével állítják be (azaz a kimenetről az erősítő negatív („-”) bemenetére jelet vezetnek vissza. Példaként vizsgáljuk meg a 47. ábrán látható, műveleti erősítő áramkört.

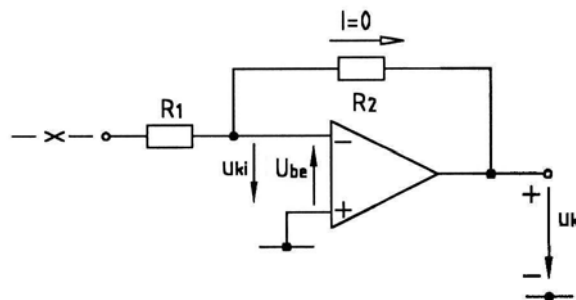


47. ábra

Műveleti erősítő negatív visszacsatolással

A műveleti erősítő nem invertáló bemenete földelve van. A bemenő jelet  $R_1$  ellenállás és a földpont közé kapcsoljuk.

Először vizsgáljuk meg, miként alakul az erősítő kimenő feszültsége, ha a bemenetet szabadon hagyjuk, azaz a munkaponti feszültség (48. ábra).



48. ábra

Visszacsatolt műveleti erősítő szakadt bemenettel

Ebben az esetben  $R_1$  ellenálláson nem folyhat áram. Mivel feltételezésünk szerint a műveleti erősítő bemenő árama 0, Kirchhoff csomóponti törvénye értelmében  $R_2$  ellenálláson sem folyhat áram, azaz rajta nem esik feszültség, ezért az invertáló bemeneten  $U_{ki}$  kimenő feszültség jelenik meg.

A 48. ábrából kiolvasható, hogy

$$U_{be} = - U_{ki}$$

ugyanis  $U_{be}$  feszültség iránya a műveleti erősítő nem invertáló bemenetétől az invertáló bemenet felé, míg  $U_{ki}$  iránya jelenleg az invertáló bemenettől a nem invertáló bemenet felé mutat.

Továbbá minden műveleti erősítőre igaz:

$$U_{ki} = A_0 U_{be}$$

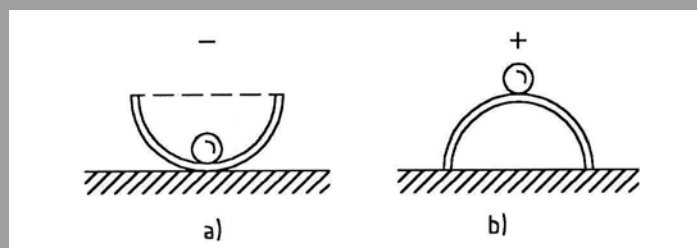
Ez azt jelenti, hogy az esetünkben

$$U_{ki} = -A_0 U_{ki}$$

ami (mivel  $A_0 \neq 0$ ) csak úgy lehetséges, ha

$$U_{ki} = 0.$$

A negatív visszacsatolás tehát önmagának állítja be a kivezélés nélküli 0V munkaponti feszültséget. Ha ugyanis a kimenő feszültség valamilyen okból 0-nál kicsit pozitívabb lenne, az invertáló bemenetre ez a pozitív feszültség kerülne, már pedig ha az invertáló bemenet a pozitívabb, a kimenő feszültség negatív irányba változik, egészen 0-ig csökken. Ha a kimenő feszültség valamilyen okból negatívabbá válna, ez a feszültség az invertáló bemenetre visszajutva a kimenő feszültséget pozitívabbá tenné. Egyensúly ekkor is csak akkor állhat be, ha a kimenő feszültség 0. A negatív visszacsatolás a 49.a. ábra szerint modellezhető: a golyó az edény legalsó pontján áll meg. Ha valamilyen okból kitérítik, (néhány „ingázás” után) önmagától ugyanebbe a helyzetbe kerül.



49. ábra

Negatív és pozitív visszacsatolás modellje

(Ha a műveleti erősítő invertáló és nem invertáló bemenetét felcserélnénk, pozitív visszacsatolású áramkört kapnánk. Ebben az esetben is 0V kimenő feszültség esetén a munkapont fennmarad. Viszont ha a kimenő feszültség egy kicsit pozitívabbá válna, ez a nem invertáló bemenetre jutva a kimenő feszültséget még pozitívabbá tenné, ezért a kimenő feszültség „kiülne” a pozitív tápfeszültségre. Ha pedig a kimenő feszültség valamilyen oknál fogva negatívva válna, az a nem invertáló bemenetre visszajutva a kimenő feszültséget még negatívabbá tenné, ezért az „kiülne” a negatív tápfeszültségre. Ez a 47.b. ábra modelljének felel meg: a golyó - ha épp az edény tetejére helyezik - megáll ott, de bármely irányban kibillentik az egyensúlyi állapotából. legurul valamelyik irányban.)

A negatív visszacsatolás tehát biztosítja a műveleti erősítő munkapontjának beállítását úgy, hogy annak kimenő feszültsége közel 0 legyen, ekkor pedig a műveleti erősítő *analóg* üzemmódjában működik, tehát a két bemenete közötti feszültségkülönbség 0-val közelíthető.

### **Műveleti erősítő erősítésének beállítása negatív visszacsatolással**

Példaként vizsgáljuk meg a 47. ábra szerinti kapcsolás  $U_{ki}/U_{be}$  feszültségerősítésének alakulását!

Abban az esetben, ha az invertáló erősítő bemenetére  $U_{be}$  feszültséget kapcsolunk, a kimeneten  $U_{ki}$  feszültség jelenik meg. Az erősítést a következő módon határozhatjuk meg:

- 1) A nem invertáló bemenet földelve van, tehát a (földhöz képesti) potenciálja 0. Mivel a két bemenet közötti feszültségkülönbség feltételezésünk szerint 0, az invertáló bemenet is 0 potenciálon van.
- 2)  $R_1$  ellenállás az  $U_{be}$  bemenő feszültség, és a 0 potenciálú invertáló bemenet közé van kapcsolva. Ezért  $R_1$  ellenállás sarkai között  $U_{be}$  feszültség esik, és Ohm törvénye szerint rajta

$$I_1 = \frac{U_{be}}{R_1}$$

áram folyik.

- 3)  $I_1$  áram elvileg két irányban folyhat tovább: a műveleti erősítő invertáló bemenete, illetve  $R_2$  ellenállás felé. Közelítésünk szerint azonban a műveleti erősítő bemenő árama 0, ezért  $I_1$  áram csak  $R_2$  ellenálláson keresztül folyhat, és azon Ohm törvénye szerint

$$U_R = I_1 R_2$$

feszültséget ejt. A feszültség iránya az áram irányával megegyező, azaz az ellenállás bal oldala a pozitívabb, jobb oldala a negatívabb.

- 4) Tekintettel arra, hogy az ellenállás bal oldala a műveleti erősítő invertáló bemenete, melynek potenciálja 0, jobb oldala pedig az erősítő kimenete, melynek potenciálja  $U_{ki}$ , a kimenő feszültség éppen az ellenálláson eső feszültséggel egyezik meg, iránya pedig a földhöz képest *negatív*:

$$U_{ki} = -I_1 R_2 = -\frac{U_{be}}{R_1} R_2$$

- 5) Az erősítő feszültségerősítése

$$A_u = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = -\frac{U_{be}}{R_1} R_2 \cdot \frac{1}{U_{be}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

A negatív előjel azt fejezi ki, hogy a bemenő és a kimenő feszültség előjele különbözik, azaz az erősítő fázist fordít, **invertál**, ezért a 45. ábra szerinti alapkapcsolást *invertáló erősítő*nek nevezik.

Az erősítés *nagysága* a visszacsatoló elemektől:  $R_1$  és  $R_2$  ellenállástól függ, és (legalább is, ameddig kiindulási közelítésünk alkalmazható) nem függ a műveleti erősítő nyílthurkú erősítésétől és annak pl. a tápfeszültségtől függő változásaitól.

Az nyilvánvaló, hogy a műveleti erősítő feszültségerősítését negatív visszacsatolással csak csökkenteni lehet, növelni nem. A visszacsatolt erősítő  $A_u$  erősítése tehát ( $R_1$  és  $R_2$  viszonyától függetlenül) csak kisebb lehet, mint  $A_o$ . Ameddig  $A_u \ll A_o$ , addig érvényes az a kiindulási közelítés, hogy a műveleti erősítő bemenetei közötti feszültségkülönbség 0, azaz elhanyagolható az áramkörben mérhető egyéb feszültségekhez képest. Ha a visszacsatolt erősítés megközelíti a nyílthurkú erősítést, e nagy erősítéshez (és a tápfeszültségnél kisebb kimenő feszültséghez) már olyan kicsi bemenő feszültség tartozik, amely azonos nagyságrendbe esik a műveleti erősítő bemeneti feszültségével, ezért utóbbi már nem hanyagolható el az áramkör többi feszültségéhez képest; ilyen esetben a számításnál a nyílthurkú erősítés értékét is figyelembe kell venni.

Jegyezzük meg, hogy az *invertáló erősítő* bemenő jelét a műveleti erősítő *invertáló* bemenetére vezettük.

Műveleti erősítővel - más áramköri elrendezésekkel – készíthetünk nem invertáló, összegző, különbségképző, stb. kapcsolásokat, ezekre most terjedelmi korlátok miatt nem térhetünk ki.