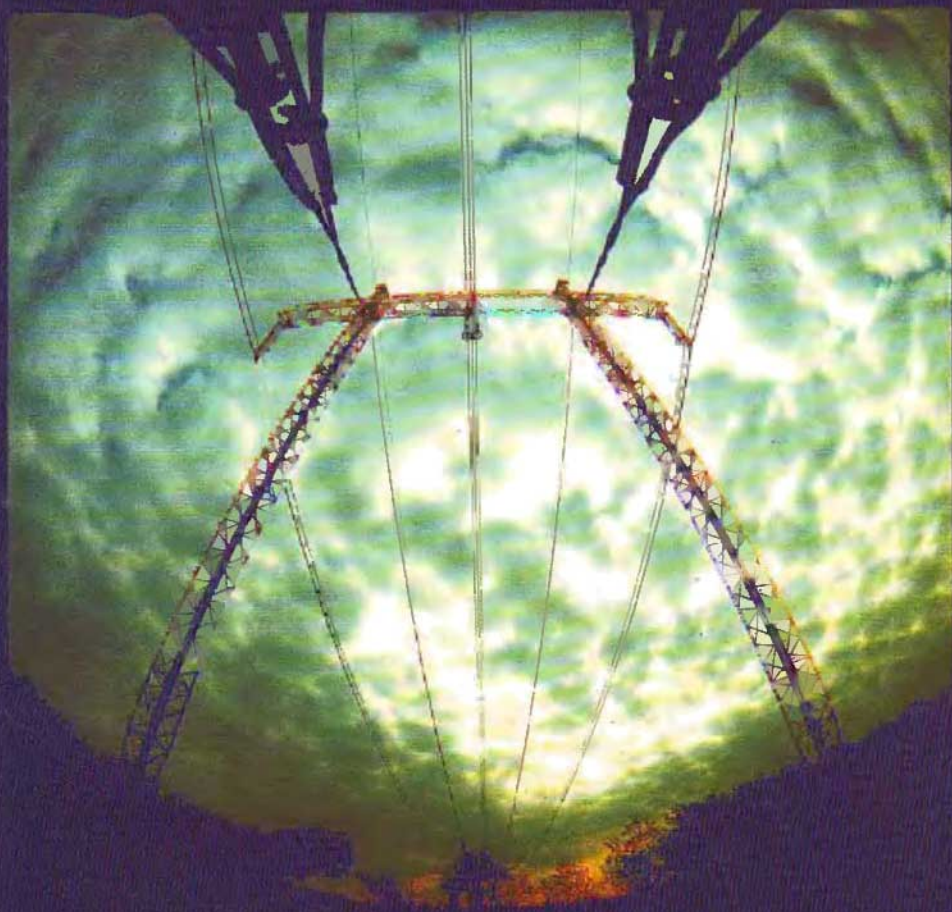


VILLAMOS SZAKMÁK

Zombori Béla

Elektronika



Nemzeti Tankönyvkiadó



TANKÖNYVMESTER K I A D Ó

Tartalomjegyzék

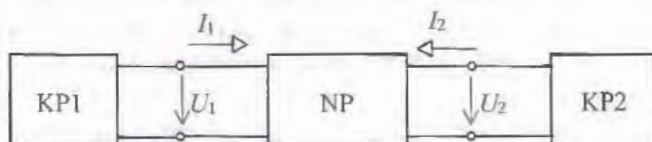
Előszó	7
1. ELEKTRONIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK	9
1.1. Kétpólusok	9
1.2. Négypólusok	16
1.2.1. Négypólusok paraméteres egyenletrendszerei	16
1.2.2. Négypólusok átvitele	21
1.2.3. Nevezetes passzív négypólusok	24
2. FÉLVEZETŐ ÁRAMKÖRI ELEMELK	35
2.1. Félvezető anyagok	35
2.2. Félvezető diódák	42
2.2.1. Általános célú dióda	42
2.2.2. Zener-diódák	45
2.2.3. Kapacitásdióda	47
2.2.4. Alagútdióda	48
2.2.5. Nagyfrekvenciás títúdióda	48
2.2.6. Schottky-dióda	49
2.2.7. A diódák alkalmazása	50
2.3. Tranzisztorok	55
2.3.1. Bipoláris tranzisztorok	55
2.3.2. Unipoláris tranzisztorok	67
2.4. Egyéb félvezető eszközök	73
2.4.1. Egyrétegű tranzisztor	73
2.4.2. Négyrétegű dióda	75
2.4.3. Kétirányú kapcsolódióda diac	76
2.4.4. Tirisztor	77
2.4.5. Triac	78
2.4.6. Optoelektronikai eszközök	79
3. ANALÓG ALAPÁRAMKÖRÖK	85
3.1. Erősítő alapkapsolások	86
3.1.1. Közös emitteres és közös source-elektrodájú alapkapsolások	87
3.1.2. Közös kollektoros és közös drain-elektrodájú alapkapsolások ..	100
3.1.3. Közös bázisú és közös gate-elektrodájú kapsolás	107
3.1.4. Többfokozatú erősítők	110

3.2.	Visszacsatolások	112
3.2.1.	Negatív visszacsatolás	114
3.2.2.	Visszacsatolások az erősítőkből	118
3.3.	Az erősítők frekvenciafüggése	123
3.3.1.	Az erősítés változása kisfrekvencián	123
3.3.2.	Az erősítés változása nagyfrekvencián	129
3.3.3.	Az erősítők sávszélessége, szélessávú erősítők	135
3.4.	Az erősítők torzítása és zaja	140
3.4.1.	Az erősítők torzítása	140
3.4.2.	Az erősítők zaja	143
3.5.	Nagyjelű erősítők	145
3.5.1.	Együtemű teljesítményerősítő	147
3.5.2.	Ellenütemű teljesítményerősítők	148
3.5.3.	Teljesítményerősítő kapcsolások	152
4.	MŰVELETI ERŐSÍTŐK	158
4.1.	A műveleti erősítők belső áramkörei	158
4.1.1.	Differenciálerősítők	159
4.1.2.	Fázisösszegző kapcsolás	170
4.1.3.	Szinteltoló áramkörök	172
4.1.4.	Aszimmetrikus erősítő	173
4.1.5.	Kimeneti fokozat	174
4.2.	A műveleti erősítők felépítése és jellemzői	174
4.3.	Alapkapcsolások műveleti erősítővel	179
4.4.	Műveleti erősítők munkapont-beállítása	182
5.	IMPULZUSTECHNIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK	188
5.1.	Impulzusjellemzők	188
5.2.	Jelformáló áramkörök	190
5.3.	Multivibrátorok	192
5.3.1.	A tranzisztor mint kapcsoló	192
5.3.2.	Tranzisztoros astabil multivibrátor	197
5.3.3.	Tranzisztoros monostabil multivibrátor	200
5.3.4.	Tranzisztoros bistabil multivibrátor	202
5.3.5.	Tranzisztoros Schmitt-trigger áramkör	203
5.3.6.	A műveleti erősítők kapcsolóüzeme	205
5.3.7.	Astabil multivibrátor műveleti erősítővel	206
5.3.8.	Monostabil multivibrátor műveleti erősítővel	207

5.3.9. Schmitt-trigger műveleti erősítővel	209
5.3.10. Multivibrátorok időzítő áramkörrel	211
5.4. Fűrészjel-generátorok	214
6. ÖSSZETETT ELEKTRONIKAI ÁRAMKÖRÖK	219
6.1. Hangolt erősítők	219
6.2. Műveleti erősítők alkalmazásai	224
6.2.1. Erősítőkapsolások	224
6.2.2. Művelésvégző áramkörök	227
6.3. Szinuszos oszcillátorok	228
6.4. Stabilizátorok	237
6.4.1. Lineáris stabilizátorok	238
6.4.2. Kapcsolóüzemű stabilizátorok	246
<i>Függelék: A negatív visszacsatolás hatása az erősítők jellemzőire</i>	<i>249</i>

1. ELEKTRONIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK

Az elektronikai alapáramkörök – legyenek bármilyen bonyolultak is – az **1.1.** ábrán látható egyszerű felépítésű rendszerrel helyettesíthetők.



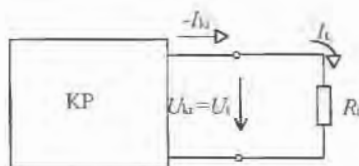
1.1. ábra. Elektronikai rendszer

Jól elkülöníthető az áramkörben egy NP négy-pólus, amelynek bemenetére egy KP1 meghajtó áramkör, kimenetére pedig egy KP2 terhelés kapcsolódik. A meghajtó és a terhelő áramkörök kétpólusok. Megegyezés szerint a feszültségek nyílai lefelé, az áramok nyílai befelé mutatnak. Ha a valóságban nem ilyenek az irányok, akkor azt negatív előjellel jelöljük.

1.1. Kétpólusok

A kétpólusok két villamos csatlakozóponttal rendelkező áramkörök. Egyik csoportjuk energiát szolgáltat, ezeket **aktív kétpólusoknak** nevezzük, míg a másik csoportba tartozók energiát fogyasztanak, ezek a **passzív kétpólusok**. Aktív kétpólusok pl. az elektrotechnikában már megismert áram- és feszültséggenerátorok, és minden olyan villamos hálózat, amely generátort tartalmaz. A legegyszerűbb passzív kétpólus az ellenállás, de passzív kétpólus az ellenállásokból, kondenzátorokból, tekercsekkel álló bonyolult villamos hálózat is.

Ha a kétpólusokat terheléssel zárjuk le az **1.2.** ábra szerint, akkor a terhelésen I_1 áram folyik keresztül, amely a kétpólus kimeneti árama. Ezt az áramot a terhelésre jutó U_1 feszültséggel megegyező U_{1k} kimeneti feszültség hozza létre.



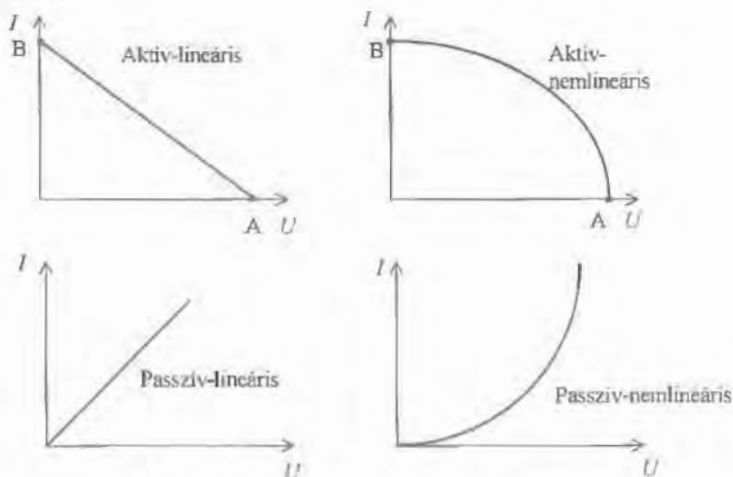
1.2. ábra. Aktív kétpólus terhelése

Ha a kétpólus áramának vagy feszültségének megváltozása esetén a másik mennyiség egyenes arányosság szerint változik, akkor a **kétpólus lineáris**. Amennyiben a feszültség és az áram viszonyára nem az egyenes arányosság jellemző, akkor a **kétpólus nemlineáris**. Lineáris pl. minden olyan kétpólus, amely ellenállásokból áll, mert a feszültség és az áram Ohm törvénye szerint egyenesen arányos egymással. Nem egyenes arányosság szerint változik viszont az áram és a feszültség, pl. az izzólámpa sarkain, így az izzólámpa egy nemlineáris kétpólus.

Az első két csoport kialakítása az energia felvétel-leadás, a második két csoport kialakítása a csatlakozási pontok feszültségének és áramának összefüggése szerint történik. Ezért egy adott kétpólus lehet:

- aktív-lineáris,
- aktív-nemlineáris,
- passzív-lineáris
- passzív-nemlineáris.

A kétpólusok kapcsolófeszültségének és áramának összefüggését gyakran grafikusán adjuk meg. A grafikus megadásra a **jelleggörbe** (karakterisztika) alkalmas, amely a feszültség változásának függvényében mutatja az áram változását, derékszögű koordinátarendszerben. Az 1.3. ábra a különböző csoportokba tartozó kétpólusok jelleggörbéit mutatja.



1.3. ábra. A kétpólusok jelleggörbéi

Az 1.3. ábrából két lényeges következtetés vonható le:

- a lineáris kétpólusok jelleggörbéje, a feszültség és az áram között lévő egyenes arányosság miatt mindig egyenes,
- a passzív kétpólusok jelleggörbéje mindig az origóból indul.

A kétpólusok belső felépítésének sokfélesége és esetleges bonyolultsága miatt gyakran célszerű elvonatkoztatnunk a belső felépítéstől, és azt egy olyan egyszerű áramkörrel helyettesíteni, amely a csatlakozási pontokon pontosan ugyanolyan feszültség- és áramviszonyokat hoz létre, mint az eredeti kétpólus.

Ohmos ellenállásokból álló passzív kétpólus esetén a helyettesítő kétpólus az eredő ellenállás. Reaktáns elemeket is tartalmazó passzív kétpólus helyettesítő impedanciáját két adat jellemzi: az eredő impedancia abszolút értéke és az impedancia fáziszöve.

A helyettesítő eredő impedancia mellett jól használható a reaktáns elemeket is tartalmazó passzív kétpólus jellemzésére, egyik adatként, a Q jósági tényező. Értéke a kétpóluson keletkező meddő és hatásos teljesítmény hányadosa:

$$Q = \frac{P_m}{P_h}$$

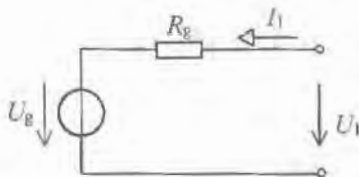
A reaktáns elemeket nem tartalmazó, aktív lineáris kétpólusok helyettesítése Thevenin, vagy Norton tétele szerint történik.

Thevenin-tétel: az aktív kétpólus helyettesíthető egy valóságos feszültséggenerátorral, ahol a generátor U_g forrásfeszültsége megegyezik a helyettesítendő kétpólus üresjárású feszültségével, a generátor R_g ellenállás pedig a kocsokra számított eredő ellenállás.

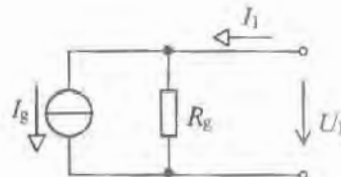
Norton-tétel: az aktív kétpólus helyettesíthető egy valóságos áramgenerátorral, ahol a generátor forrásárama megegyezik a helyettesítendő kétpólus rövidzárási áramával, a generátor ellenállás pedig a kocsokra számított eredő ellenállás.

Egyezményesen a kétpólusba befolyó áramok irányát tekintjük pozitív előjelűnek.

A Thevenin helyettesítőképet az 1.4. ábra, a Norton-helyettesítőképet pedig az 1.5. ábra mutatja.



1.4. ábra. Thevenin-helyettesítőkép



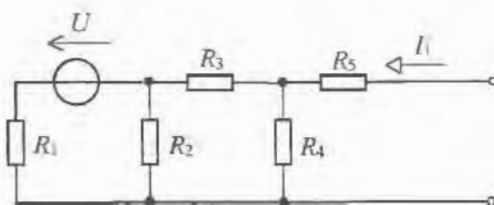
1.5. ábra. Norton-helyettesítőkép

A Thevenin és a Norton tételek gyakorlati alkalmazását a következő példa mutatja:

1. feladat

Helyettesítsük az **1.6.** ábrán látható hálózatot Thevenin és Norton-helyettesítőképpel!

Adatok: $U_1 = 10 \text{ V}$, $R_1 = 20 \Omega$, $R_2 = 30 \Omega$, $R_3 = 50 \Omega$, $R_4 = 10 \Omega$, $R_5 = 40 \Omega$.



1.6. ábra. Az 1. feladat áramköre

Az 1. feladat megoldása

A Thevenin-helyettesítőkép elemeinek számítása:

Az üresjárás miatt $I_1 = 0$, ezért az R_5 ellenálláson nincs feszültség, így az R_4 ellenálláson cső feszültség megegyezik az üresjárási kimeneti feszültséggel. Ezt feszültségosztással kiszámítva:

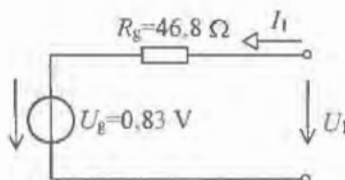
$$U_4 = U \cdot \frac{(R_3 + R_4) \times R_2}{R_1 + (R_3 + R_4) \times R_2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 10 \cdot \frac{60 \times 30}{20 + (60 \times 30)} \cdot \frac{10}{60}$$

$$U_4 = U_g = 0,833 \text{ V.}$$

A generátor ellenállása a kimeneti kapcsokra számított eredő ellenállás:

$$R_g = ((R_1 \times R_2) + R_3) \times R_4 + R_5 = ((20 \times 30) + 50) \times 10 + 40 = 48,6 \Omega.$$

A Thevenin-helyettesítőkép az **1.7.** ábrán látható:



1.7. ábra. Az 1. feladat Thevenin-helyettesítőképe

A Norton-helyettesítőkép elemcinek számítása a következők szerint történik.

A helyettesítő generátor áramának kiszámításához a kétpólus kimenetét rövidre kell zárni.

A rövidzárást létrehozó vezetéken ugyanakkora áram folyik, mint az R_5 ellenálláson.

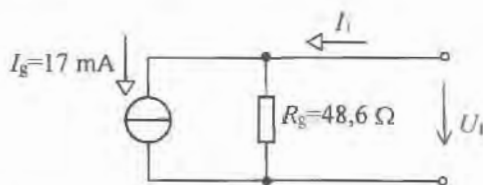
$$U_{45} = U \cdot \frac{((R_4 \times R_5) + R_3) \times R_2}{R_1 + ((R_4 \times R_5) + R_3) \times R_2} \cdot \frac{R_4 \times R_5}{R_3 + (R_4 \times R_5)} =$$

$$= 10 \cdot \frac{((10 \times 40) + 50) \times 30}{20 + ((10 \times 40) + 50) \times 30} \cdot \frac{10 \times 40}{50 + (10 \times 40)} = \mathbf{0,68 \text{ V.}}$$

$$I_g = I_5 = I_g = \frac{U_{45}}{R_5} = \frac{0,68}{40} = 0,017 \text{ A} = \mathbf{17 \text{ mA}},$$

$$R_g = \mathbf{48,6 \Omega}.$$

A Norton-helyettesítőkép az **1.8.** ábrán látható.



1.8. ábra. Az 1. feladat Norton-helyettesítőképe

Ugyanazon kétpólus helyettesítőképei egyszerűen átalakíthatók egymásba. A Thevenin-helyettesítőképet rövidre zárva kiszámítható a Norton-generátor forrásárama:

$$I_g = \frac{U_g}{R_g}.$$

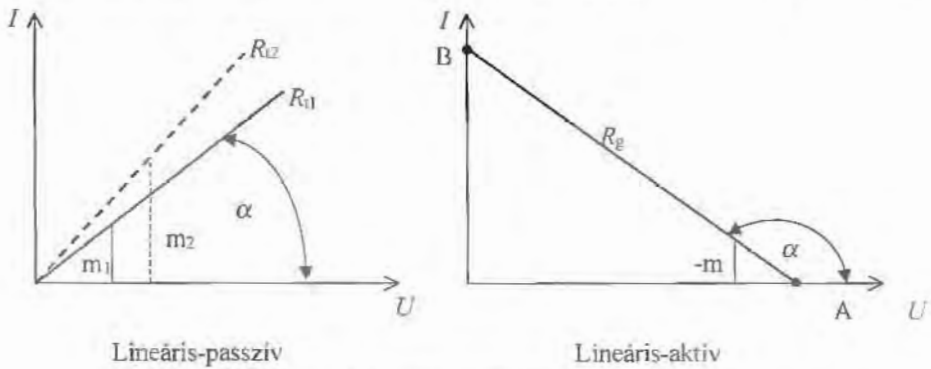
A Norton-helyettesítőképet üresjárásban üzemeltetve a Thevenin-generátor forrásfeszültsége számítható $U_g = I_g \cdot R_g$.

A generátorok R_g ellenállásai mindkét helyettesítőképben azonosak.

Az 1. feladat megoldásakor a Thevenin-helyettesítőképből közvetlenül is meghatározható a Norton-helyettesítőkép:

$$I_g = \frac{U_g}{R_g} = \frac{0,83}{48,6} = 0,017 \text{ A} = \mathbf{17 \text{ mA}} \text{ és } R_g = \mathbf{48,6 \Omega}.$$

A helyettesítőképükkel adott lineáris kétpólusok jelleggörbéinek az 1.9. ábrán láthatók.



1.9. ábra. A lineáris kétpólusok jelleggörbéi

A lineáris-passzív kétpólusok jelleggörbéjének egyes pontjaihoz tartozó feszültség- és áramértékek hányadosa az egyenes arányosság miatt mindig ugyanakkora, értéke a terhelő-ellenállás nagyságával egyezik meg. Más terhelés esetén más összetartozó feszültség- és áramértékek határozzák meg a jelleggörbét, amint azt az 1.9. ábra is mutatja az R_{11} és az R_{12} terhelések esetén. A jelleggörbe meredeksége összefüggésben van a terhelő-ellenállással:

$$m = \operatorname{tg} \alpha = \frac{I}{U} = \frac{1}{R_t}$$

A lineáris-aktív kétpólusok jelleggörbéjének A pontját az $I = 0$ állapot jellemzi, ami a kétpólus **üresjárási kimeneti állapota**. Az üresjárási kimeneti feszültség értéke $U_{\text{kiü}} = U_g$.

A jelleggörbe B pontja $U = 0$ V mellett jellemzi a kétpólust, ez a **kimeneti rövidzárási állapot**. A rövidzárási áram értéke

$$I_R = \frac{U_g}{R_g}$$

Mivel az A pont helyzete attól függ, hogy mekkora az R_g ellenállás nagysága, így a jelleggörbe vízszintes tengellyel bezárt hajlásszöge az R_g ellenállástól függ:

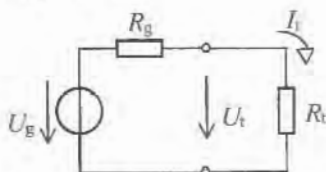
$$-m = -\operatorname{tg} \alpha = \frac{I_R}{U_g} = \frac{1}{R_g}$$

A megismert jelleggörbéket felhasználva grafikus úton is meghatározhatók a terhelte kétpólus jellemzői. Erre mutat példát a 2. feladat.

2. feladat

Határozza meg grafikus úton az **1.10.** ábra terhelt kétpólusának terhelésére jutó feszültségét, és a terhelésen átfolyó áramot!

Adatok: $U_g = 10 \text{ V}$, $R_g = 5 \Omega$, $R_t = 10 \Omega$.



1.10. ábra. A 2. feladat áramköre

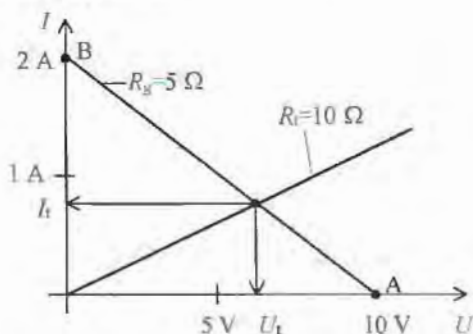
A 2. feladat megoldása

A generátor jelleggörbéjének megszerkesztése:

- a görbe A pontja a feszültségtengelyen, az üresjárású kimeneti feszültség értékénél van $U_{k\ddot{u}} = U_g = 10 \text{ V}$.
- a görbe B pontja az áramtengelyen van, a rövidzárási áram értékénél:

$$I_r = \frac{U_g}{R_g} = \frac{10}{5} = 2 \text{ A}.$$

A kiszámított két adat birtokában felrajzolható a generátor, mint aktív kétpólus, jelleggörbéje. Ez látható az **1.11.** ábrán.



1.11. ábra. A 2. feladat áramkörének jelleggörbéi

A terhelés jelleggörbéje az origóból indul és meredeksége:

$$m = \text{tg}\alpha = \frac{1}{R_t} = \frac{1}{10} = 0,1 \text{ S}.$$

(Ábrázolása: 10 egység a vízszintes tengelyen jobbra, 1 egység a függőleges tengelyen felfelé.)

Ezt is ábrázolva, a két jelleggörbe metszéspontja meghatározza a terhelésre jutó feszültséget és a rajta átfolyó áramot, amelyek a feszültség-, ill. az áramtengelyen olvashatók le: $U_t = 6,66 \text{ V}$; $I_t = 0,66 \text{ A}$.

1.2. Négypólusok

Az elektronikus áramkörök nagy része négypólus: egy bemeneti és egy kimeneti kapocspárral rendelkezik, amint azt az 1.1. ábra is mutatja. A bemeneti kapcsokon energiát vesz fel a meghajtó kétpólusból, a kimeneti kapcsokon pedig energiát ad le a terhelésre. Amennyiben a leadott energia nagyobb, mint a felvett, akkor a négypólus **aktív**, ha a leadott energia kisebb mint a felvett, akkor viszont a négypólus **passzív** áramkör.

Egy másik csoportosításra ad lehetőséget annak vizsgálata, hogy a bemeneti mennyiségeket (feszültség és áram) változtatva, hogyan változnak a kimeneti mennyiségek. Ha a bemeneti mennyiségek változásával egyenesen arányos a kimenetiek változása, akkor a négypólus **lineáris**, ha a változás nem arányos, akkor a négypólus **nemlineáris**.

Általában a ki- és bemeneti kapocspárok nem cserélhetők fel, amit úgy fogalmazzunk meg, hogy a négypólus aszimmetrikus. Néhány speciális esetben nincs jelentősége annak, hogy melyik kapocspárt tekintjük kimenetnek és melyiket bemenetnek. Az ilyen négypólusok **szimmetrikusak**.

Általánosságban vizsgálva a négypólusokat elsősorban azok a jellemzői fontosak, amelyek a ki- és bemeneti kapocspárok felől nézve írják le az áramkör viselkedését. Ilyenkor elvonatkoztatunk attól, hogy ténylegesen milyen alkatrészekből épül fel és milyen áramköröket tartalmaz. A gyakorlatban legjobban használhatók ilyen szempontból a négypólusok viselkedésének jellemzésére a paraméteres egyenletrendszerek és az átviteli mennyiségek.

1.2.1. Négypólusok paraméteres egyenletrendszerei

A paraméteres egyenletrendszerek a **lineáris** négypólusok U_1, I_1 és U_2, I_2 mennyiségei közötti kapcsolatok leírására alkalmasak. A gyakorlatban az Z impedancia-paraméteres, az Y vezetéskapaméteres és a H hibrid paraméteres egyenletrendszerek használatosak.

Az **impedanciaparaméteres** egyenletrendszerrel a négypólus be- és kimeneti feszültségei számíthatók ki, ha ismertek a be- és kimeneti áramok:

$$U_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2,$$

$$U_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2.$$

Az egyenletben szereplő Z_{11} paraméter az U_1 bemeneti feszültség és az I_1 bemeneti

áram közötti kapcsolatot jellemzi, ha a kimeneti áram értéke zérus. Ilyenkor az egyenlet $U_1 = Z_{11} \cdot I_1$, és ebből:

$$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2 = 0}$$

(Az egyenletet a következőképpen olvassuk: $Z_{11} = U_1/I_1$, miközben $I_2 = 0$.)

A Z_{11} paraméter tehát a bemeneti feszültség és áram hányadosaként számítható **bemeneti impedancia üresjárásban**.

Hasonló gondolatmenettel adódik a többi paraméter is:

$$Z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1 = 0}$$

üresjárási átviteli (transzfer) impedancia,

$$Z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2 = 0}$$

üresjárási átviteli impedancia,

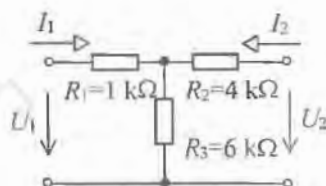
$$Z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1 = 0}$$

üresjárási kimeneti impedancia.

Kövessük végig a Z paraméterek meghatározását egy egyszerű példán!

3. feladat

Írjuk fel az **1.12.** ábrán látható négypólus Z paraméteres egyenletrendszerét!



1.12. ábra. A 3. feladat áramköre

A 3. feladat megoldása

A Z_{11} paraméter számításánál $I_2 = 0$, ezért az I_1 áram az R_1 és az R_3 ellenállásokon folyik át. Így

$$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{I_1 \cdot (R_1 + R_3)}{I_1} = R_1 + R_3 = 7 \text{ k}\Omega.$$

A Z_{12} számításánál feltételezzük, hogy a bemeneti kapcsokon nem folyik áram, ezért az R_1 ellenálláson nincs feszültségesés, tehát az U_1 feszültség megegyezik az R_3 ellenálláson eső feszültséggel:

$$Z_{12} = \frac{U_1}{I_2} = \frac{I_2 \cdot R_3}{I_2} = R_3 = \mathbf{6 \text{ k}\Omega}.$$

A Z_{21} számításánál $I_2 = 0$ miatt az R_2 ellenálláson nincs feszültségesés, ezért

$$Z_{21} = \frac{U_2}{I_1} = \frac{I_1 \cdot R_3}{I_1} = R_3 = \mathbf{6 \text{ k}\Omega}.$$

(A vegyes indexű paraméterek minden passzív négypólusnál azonosak.)

Végül a kimeneti impedancia értéke, ha a bemeneti kapcsokon ürcsjárárs van ($I_1 = 0$):

$$Z_{22} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{I_2 \cdot (R_2 + R_3)}{I_2} = R_2 + R_3 = 4 + 6 = \mathbf{10 \text{ k}\Omega}.$$

A kiszámított paraméterek segítségével felírható a négypólus Z paraméteres egyenletrendszere:

$$U_1 = 7 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 6 \cdot 10^3 \cdot I_2,$$

$$U_2 = 6 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 10^4 \cdot I_2.$$

A továbbiakban a négypólus jellemzésére már nem a kapcsolási rajzot és a rajzon feltüntetett alkatrészek értékét használjuk, hanem a felírt egyenletrendszert.

A **vezetésparaméteres** (admittancia-paraméteres) **egyenletrendszer** a négypólus I_1 bemeneti és I_2 kimeneti áramát írja le az U_1 bemeneti és az U_2 kimeneti feszültségének függvényében:

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 - Y_{12} \cdot U_2,$$

$$I_2 = -Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2.$$

A kimenet rövidzárása mellett az egyenletből kifejezhető az Y_{11} paraméter:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0}$$

rövidzársi **bemeneti vezetés**.

Az Y_{12} admittancia paraméter értéke:

$$Y_{12} = - \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0}$$

transzfer vezetés, rövidrezárt bemenet esetén.

A második egyenletből:

$$Y_{21} = - \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0}$$

transzfer vezetés, rövidrezárt kimenet esetén.

Végül az Y_{22} paraméter

$$Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0}$$

rövidzárási **kimeneti vezetés**.

4. feladat

Számítsuk ki az **1.12.** ábra áramkörének Y paramétereit!

A 4. feladat megoldása

Az Y_{11} paraméter számításához a kimeneten rövidzárát hozunk létre, ezért R_2 és R_3 párhuzamosan kapcsolódik.

$$Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{U_1}{U_1 \cdot (R_1 + (R_2 \times R_3))} = \frac{1}{1 + (4 \times 6)} = \mathbf{0,29 \text{ mS.}}$$

Az Y_{12} számításához a bemenetet kell rövidre zární, ezért az R_1 és az R_2 kapcsolódik párhuzamosan. A rajtuk eső feszültség:

$$U_{13} = U_2 \cdot \frac{R_1 \times R_3}{(R_1 + R_3) + R_2} = U_2 \cdot \frac{1 \times 6}{(1 \times 6) + 4} = U_2 \cdot 0,17,$$

így az I_1 áram értéke:

$$I_1 = \frac{U_{13}}{R_1} = \frac{U_2 \cdot U_2}{1} = U_2 \cdot 0,17.$$

Az I_1 áram tényleges iránya ellentétes a rajzon jelölt egyezményes áramiránnyal, ezért előjele negatív:

$$Y_{12} = -\frac{I_1}{U_2} = \mathbf{-0,17 \text{ mS.}}$$

Az Y_{21} paraméterszámításához a kimeneten kell rövidzárát létrehozni, így az U_{23} feszültség:

$$U_{23} = U_1 \cdot \frac{R_2 \times R_3}{(R_2 \times R_3) + R_1} = U_1 \cdot \frac{4 \times 6}{(4 \times 6) + 1} = U_1 \cdot 0,17.$$

Így az Y_{21} értéke:

$$Y_{21} = -\frac{I_2}{U_2} = \mathbf{-0,17 \text{ mS.}}$$

Az Y_{22} paraméter értéke rövidrezárt bemenet esetén:

$$Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{U_2}{U_2 \cdot (R_1 \times R_3) + R_2} = \frac{1}{(1 \times 6) + 4} = \mathbf{0,2 \text{ mS.}}$$

A **hibrid paraméteres egyenletrendszer** a négy pólus U_1 bemeneti feszültségének és I_2 kimeneti áramának meghatározását teszi lehetővé:

$$\begin{aligned}U_1 &= H_{11} \cdot I_1 + H_{12} \cdot U_2, \\I_2 &= -H_{21} \cdot I_1 + H_{22} \cdot U_2.\end{aligned}$$

Az előző gondolatmenetet követve értelmezhetjük a paramétereket:

$$H_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0}$$

rövidzárási ($U_2 = 0$) bemeneti impedancia.

$$H_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0}$$

üresjárási feszültség-visszahatás, amely arra jellemző mennyiség, hogy a kimeneti feszültség milyen mértékben befolyásolja a bemeneti feszültség értékét.

$$H_{21} = - \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0}$$

rövidzárási áramátviteli tényező. A negatív előjel azt jelzi, hogy a két áram közül az egyik mindig ellentétes irányú az egyezményes pozitív áramiránnyal.

$$H_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0}$$

üresjárási kimeneti admittancia.

5. feladat

Írjuk fel az **1.12.** ábra négy pólusának H paraméteres egyenletrendszerét!

Az 5. feladat megoldása

A H_{11} paraméter számítását a kimeneti kapcsok rövidrezárása mellett kell elvégezni, ezért az R_2 és az R_3 ellenállás párhuzamosan kapcsolódik egymással:

$$H_{11} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{I_1 \cdot (R_1 + (R_2 \times R_3))}{I_1} = R_1 + (R_2 \times R_3) = 1 + (4 \times 6) - 1 + 2,4 = 3,4 \text{ k}\Omega.$$

A H_{12} paraméter számítása nyitott bemenet (üresjárási bemenet) esetén történik. Ilyenkor $I_1 = 0$, ezért az R_1 ellenálláson nem csik feszültség, így az U_1 feszültség megegyezik az R_3 ellenálláson eső feszültséggel:

$$H_{12} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_2 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{U_2} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{6}{4 + 6} = \frac{6}{10} = 0,6.$$

Az eredmény azt mutatja, hogy a kimeneti feszültség 0,6-szerese *jut vissza* a bemenetre.

A H_{21} számításához a kimenetet rövidre kell zárni, így a négy-pólusba befolyó I_1 áramból áramosztással adódik az R_2 ellenálláson folyó I_2 áram:

$$H_{21} = - \frac{I_1 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{I_1} = - \frac{R_3}{R_2 + R_3} = - \frac{6}{4 + 6} = - \frac{6}{10} = -0,6.$$

Tehát a bemeneti áram 0,6-szerese *jut* a kimenetre, ha a kimenetet rövidre zárjuk. Jól látható, hogy az így számított áram előjele ellentétes a rajzon jelölt, egyezményes áramiránnyal.

A H_{22} paraméter számításánál a nyitott bemenet miatt:

$$H_{22} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{\frac{U_2}{R_2 + R_3}}{U_2} = \frac{1}{R_2 + R_3} = \frac{1}{4 + 6} = 0,1 \text{ mS}.$$

A kiszámított paraméterekkel a négy-pólust jellemezve a következő egyenletrendszer adódik:

$$\begin{aligned} U_1 &= 3,4 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 0,6 \cdot U_2, \\ I_2 &= -0,6 \cdot I_1 + 10^{-4} \cdot U_2. \end{aligned}$$

1.2.2. Négy-pólusok átvitele

A négy-pólusok átvitele valamilyen kimeneti és bemeneti mennyiség viszonyát jellemzi. Másképpen fogalmazva azt mutatja, hogy a négy-pólus hogyan módosítja a bemenetére adott jel értékét.

A legáltalánosabban az a_p teljesítményátvitel jellemzi a négy-pólust:

$$a_p = \frac{P_{ki}}{P_{be}}.$$

Mivel a teljesítmény az áram és a feszültség szorzatából számítható, ezért az előző összefüggés így is felírható:

$$a_p = \frac{P_{ki}}{P_{be}} = \frac{U_{ki} \cdot I_{ki}}{U_{be} \cdot I_{be}} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{I_{ki}}{I_{be}}.$$

Az egyenletben szereplő feszültségek hányadosa a feszültségátvitel:

$$a_u = \frac{U_{ki}}{U_{be}},$$

az áramok hányadosa pedig az áramátvitel:

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

Így $a_p = a_u \cdot a_i$.

Ha a négypólus aktív, akkor a kimeneti mennyiségek nagyobbak, mint a bemenetiek, ilyenkor az átvitelt erősítésnek, ellenkező esetben csillapításnak nevezzük.

A három átviteli mennyiség viszonyszám, ezért **relatív** átvitelek. Mértékegységük nincs (pontosabban fogalmazva: mértékegységük = 1). A műszaki gyakorlatban ezeknek a viszonyszámoknak a logaritmizált értékét használják. Az átvitelek természetes alapú logaritmusát az átvitel értékét **neper (N)**-ben adja, a tízes alapú logaritmust alkalmazva az átvitel **bel (B)**-ben adódik. A két mértékegység közötti összefüggés: $1 \text{ N} = 0,87 \text{ B}$. A továbbiakban az átvitel számításánál a tízes alapú logaritmusképzést alkalmazzuk. Mivel azonban a bel túl nagy egység, ezért kényelmesebb tizedrészenek használata. Így az átvitelt **decibel (dB)**-ben számoljuk. Általában a dB indexében jelöljük, hogy relatív átvitelről van szó: dB_r. A megismert átviteleket a következők szerint számítjuk ki decibelben:

$$a_p^{\text{dB}_r} = 10 \cdot \lg \frac{P_{ki}}{P_{be}};$$

A kifejezésben szereplő 10-es szorzószám a bel és a decibel közötti átváltásból adódik.

$$a_p^{\text{dB}_r} = 10 \cdot \lg P_{ki} - 10 \cdot \lg P_{be}$$

A teljesítményeket a ki- és bemeneti feszültségekkel kifejezve:

$$a_p^{\text{dB}_r} = 10 \cdot \lg \frac{U_{ki}^2}{R_{ki}} - 10 \cdot \lg \frac{U_{be}^2}{R_{be}} = 20 \cdot \lg U_{ki} - 10 \cdot \lg R_{ki} - 20 \cdot \lg U_{be} + 10 \cdot \lg R_{be}$$

Átalakítva az egyenletet:

$$a_p^{\text{dB}_r} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ki}}{U_{be}} + 10 \cdot \lg \frac{R_{be}}{R_{ki}}$$

Az egyenlet jobb oldalának első tagja éppen a feszültségátvitel, logaritmikusan egységeken. Tehát:

$$a_u^{\text{dB}_r} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ki}}{U_{be}}$$

A levezetésből látható, hogy a feszültségátvitel 20-as szorzója abból adódik, hogy a teljesítmény és a feszültség közötti összefüggés négyzetes.

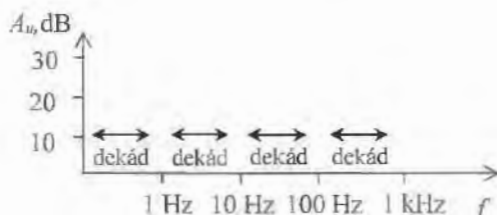
Az előzőekhez hasonló gondolatmenet alapján határozható meg az áramátvitel is:

$$a_p^{\text{dB}_r} = 10 \cdot \lg I_{ki}^2 \cdot R_f - 10 \cdot \lg I_{be}^2 \cdot R_{be} = 20 \cdot \lg \frac{I_{ki}}{I_{be}} + 10 \cdot \lg \frac{R_{ki}}{R_{be}}.$$

Tehát:

$$a_i^{\text{dB}_r} = 20 \cdot \lg \frac{I_{ki}}{I_{be}}.$$

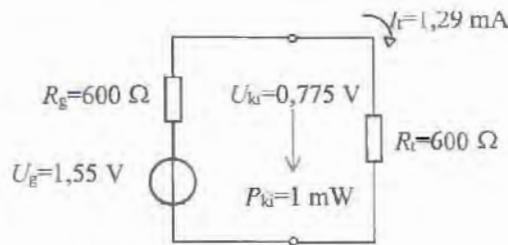
Abban az esetben, ha a négypólus frekvenciafüggő elemeket is tartalmaz – pl. kapacitást vagy induktivitást –, akkor az átvitelek is frekvenciafüggőek is lesznek. A négypólusokat ilyenkor **átviteli jelleggörbékükkel** jellemezzük, amely az átvitel változását ábrázolja a frekvencia függvényében. Azért, hogy minél szélesebb frekvenciatartományban történhessen az ábrázolás, a vízszintes tengelyen a frekvencia változását logaritmikus léptékben tüntetjük fel. Ez azt jelenti, hogy a tengelyen az egymáshoz képest tízszeres frekvenciaértékek azonos távolságra helyezkednek el. Ezt a tízszeres frekvenciaváltozást jelentő tartományt **dekádnak** nevezzük. A függőleges tengelyen az átvitelt ábrázoljuk dB-ben, tehát szintén logaritmikus egységben. Ilyen koordináta-rendszert mutat az **1.13.** ábra.



1.13. ábra. Logaritmikus koordináta-rendszer

A szintszámítást nem csak négypólusok átvitelének jellemzésére használjuk. Az abszolút nullaszint bevezetésével, ehhez viszonyítva egy-egy mennyiség is kifejezhető dB-ben. Ilyenkor a dB indexében „a” betűvel jelöljük az abszolút szintben való mérést.

Az áramkörökben mért mennyiségek – feszültség, áram, teljesítmény – szintben való kifejezéséhez abszolút nullaszintként nemzetközileg a **normálgenerátor** jellemzőit fogadták el. A normálgenerátor $R_g = 600 \Omega$ belső ellenállású Thevenin-generátor, amely az $R_t = 600 \Omega$ -os terhelésre $P_t = 1 \text{ mW}$ teljesítményt ad le. Így a generátor feszültsége $U_g = 1,55 \text{ V}$, a terhelésre jutó feszültség $U_t = 0,775 \text{ V}$ és a körben folyó áram $I_t = 1,29 \text{ mA}$. A normálgenerátor látható az **1.14.** ábrán.



1.14. ábra. Normálgenerátor

A normálgenerátor terhelésén jelentkező mennyiségek jelentik az abszolút nulla-szintet. Ezzel kifejezve az egyes szinteket:

$$a_p^{\text{dB}_a} = 10 \cdot \lg \frac{P}{1 \text{ mW}}; \quad a_u^{\text{dB}_a} = 20 \cdot \lg \frac{U}{0,775 \text{ V}}; \quad a_i^{\text{dB}_a} = 20 \cdot \lg \frac{I}{1,29 \text{ mA}}$$

Ezekkel az összefüggésekkel az áramkörökben mért bármely mennyiség kifejezhető dB-ben. Pl. az áramkör egy ellenállásán $U = 3,1 \text{ V}$ feszültséget mérünk. Ennek szintben kifejezett értéke:

$$a_u^{\text{dB}_a} = 20 \cdot \lg \frac{3,1}{0,775} = 20 \cdot \lg 4 = 20 \cdot 0,6021 = 12 \text{ dB}_a$$

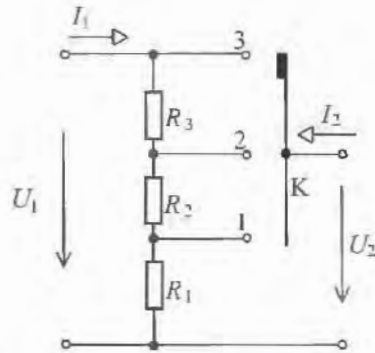
Mivel leggyakrabban feszültséget mérünk az áramkörökben, a feszültségmérő műszercet szokás dB skálával is ellátni. Az ilyen skála 0 dB-es pontja az 1 V-os végkitéréssel rendelkező skála 0,775 V-os pontjánál található. Ettől balra -dB, jobbra pedig +dB osztások találhatóak. Az ilyen skálával rendelkező műszerrel közvetlenül mérhető a feszültség dB-ben.

Egyes speciális területeken más viszonyítási alap is használatos. Kizárólag az antennák esetében alkalmazott 0 dB-es szint az $1 \mu\text{V}$, 75Ω , az elektroakusztikában a hangerősségek dB-ben való kifejezéséhez a 0 dB-es szint egy normál hallású ember érzékelési küszöbe stb.

1.2.3. Nevezetes passzív négypólusok

A leggyakrabban használt passzív négypólus a feszültségosztó áramkör. Az 1.15. és az 1.16. ábra két jellegzetes alkalmazást mutat.

Az 1.15. ábra áramköre egy többlépcsős feszültségosztó olyan változata, amely három lépcsőben osztja le a bemeneti feszültséget. A többlépcsős osztókat a feszültségmérő műszerek mérés határértékéül használják. Az ilyen alkalmazásnál az áramkör négypólus jellemzői közül elsősorban a feszültségátvitel ismerete fontos.



1.15. ábra. Többlépcsős feszültségosztó

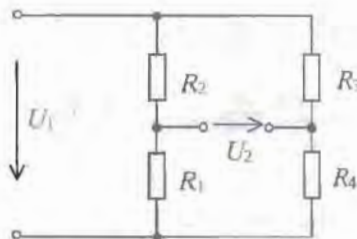
Az ábrán látható áramkörnél a kapcsoló állásától függően a feszültségátvitel három különböző értékű lehet:

$$a_{u1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}}{U_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3},$$

$$a_{u2} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_1 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3}}{U_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3},$$

$$a_{u3} = \frac{U_2}{U_1} = 1.$$

Érdeemes felfigyelni ennek a négy-pólusnak arra a speciális tulajdonságára, hogy terhelő ellenállás nélkül az $R_{be} = U_1/I_1$ bemeneti ellenállása a K kapcsoló állásától függetlenül állandó érték.



1.16. ábra. Wheatstone-híd

Az **1.16.** ábra áramköre a két feszültségosztóból álló Wheatstone-híd. Kimeneti feszültsége a két feszültségosztó kimeneti feszültségeinek különbsége. Ennek megfelelően ennél a négy-pólusnál is első sorban a feszültségátvitel ismerete fontos. Az R_1 - R_2 osztó kimeneti feszültsége:

$$U_{R1} = U_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Az R_3 - R_4 osztó kimeneti feszültsége:

$$U_{R4} = U_1 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

Így a Wheatstone-híd kimeneti feszültsége:

$$U_2 = U_{R1} - U_{R4} = U_1 \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right).$$

A feszültségátvitel pedig:

$$a_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

A gyakorlati alkalmazás során azt az esetet használjuk ki, amikor az átvitel $a_u = 0$, vagyis amikor a kimeneti feszültség $U_2 = 0$. Ez a híd kiegyenlített állapota. Ilyenkor

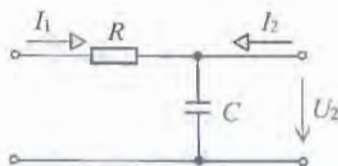
$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

Átrendezve az egyenletet adódik a kiegyenlítés feltétele $R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$.

A kiegyenlített Wheatstone-híd ismeretlen ellenállások értékének meghatározására alkalmazható.

Igen sokszor használt négy-pólus a szűrőáramkör, amelynek két alaptípusa az alul- és a felüláteresztő szűrő.

Az **1.17.** ábrán látható áramkör az aluláteresztő szűrő.



1.17. ábra. Aluláteresztő szűrő

Az áramkör tulajdonképpen egy RC -tagból kialakított feszültségosztó. Kisfrekvenciás tartományban a kapacitás által képviselt X_C reaktancia igen nagy az R -hez képest, ezért az U_1 feszültség nagy része a kimenetre jut.

A nagyfrekvenciás tartományban a kapacitív reaktancia sokkal kisebb, mint az R ellenállás, ezért a bemeneti feszültségnek csak kis része jut a kimenetre. Végeredményben tehát, ha a bemeneti feszültség kisfrekvenciás, akkor az áramkör szinte leosztás nélkül átengedi, a nagyfrekvenciás bemeneti feszültséget viszont jelentős mértékben leosztja.

A pontosabb vizsgálathoz írjuk fel a feszültségosztást és az átvitelt!

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{|X_C|}{\sqrt{|X_C|^2 + R^2}}, \quad a_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{|X_C|}{\sqrt{|X_C|^2 + R^2}}.$$

Kisfrekvenciás tartományban $|X_C| \gg R$, ezért R gyakorlatilag elhanyagolható. Ezért közelítőleg igaz, hogy

$$U_2 \cong U_1 \cdot \frac{|X_C|}{\sqrt{|X_C|^2}}, \quad U_2 \cong U_1, \quad a_u \cong 1.$$

Nagyfrekvencián $|X_C| \ll R$, ezért X_C jó közelítéssel elhanyagolható. Így

$$U_2 = U_1 \frac{|X_C|}{\sqrt{R^2}} = U_1 \cdot \frac{|X_C|}{R}, \quad a_u = \frac{|X_C|}{R},$$

tehát $|X_C|$ csökkenésével egyenesen arányosan csökken az átvitel.

Ha $|X_C|$ éppen megegyezik R értékével, akkor

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{|X_C|}{\sqrt{|X_C|^2 + |X_C|^2}} = U_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad a_u = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Az a frekvencia, amelyen a következő összefüggések igazak, a szűrő **határfrekvenciája**:

$$R = |X_C|, \quad R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}, \quad f_h = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}.$$

Logaritmikus egységekben is kifejezve az átviteleket:

- kisfrekvencián $a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg 1 = 0$; $a_u^{\text{dB}} = 0$ dB,
- nagyfrekvencián $a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg X_C/R = 20 \cdot \lg X_C - 20 \cdot \lg R$.

A kifejezés első tagja frekvenciafüggő, amelyet tovább részletezve:

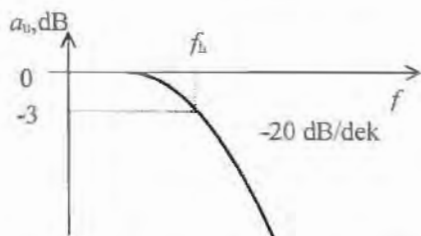
$$20 \cdot \lg |X_C| = 20 \cdot \lg \frac{1}{\omega \cdot C} = -20 \cdot \lg \omega \cdot C = -20 \cdot \lg (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C).$$

Az átvitelnek ez az összetevője tehát a frekvenciával egyenes arányban csökken. (A csökkenő jellegre a negatív előjel utal). Ha pl. a frekvencia 10-szeres értékre nő, akkor az átvitel 20 dB-lel csökken. Ezt úgy fogalmazzuk meg, hogy az **átvitel a nagyfrekvenciás tartományban 20 dB/dekád értékkel csökken.**

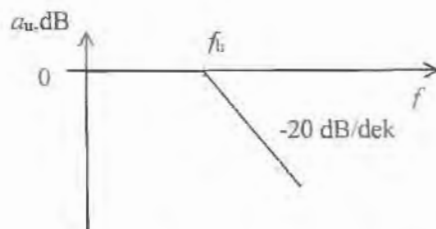
- Határfrekvencián

$$a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -20 \cdot \lg 1,41 = -3 \text{ dB}$$

Az eredményeket ábrázolva megkapjuk az aluláteresztő szűrő frekvenciaátviteli jelleggörbjét. Ezt mutatja az **1.18.** ábra.



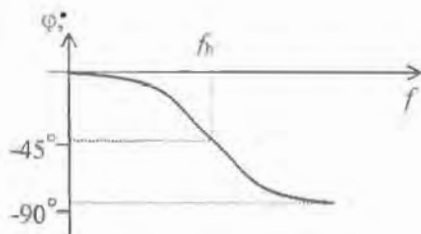
1.18. ábra. Az aluláteresztő szűrő frekvenciaátviteli jelleggörbéje



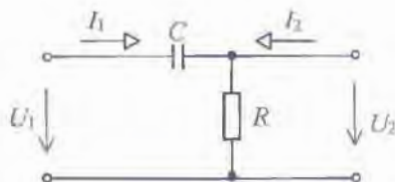
1.19. ábra. Az aluláteresztő szűrő Bode-diagramja

Az ábrázolás egyszerűsítés érdekében az átvitelt Bode-diagramjával rajzoljuk fel. Ez a valóságos jelleggörbe törtvonalas közelítése látható az **1.19.** ábrán.

Az átvitel változása mellett változik a frekvencia függvényében az áramkör fázistolása is. Ez pontosan megegyezik egy soros RC-tag fázismentével, amint az **1.20.** ábrán látható.



1.20. ábra. Az aluláteresztő szűrő fázismentete



1.21. ábra. Felüláteresztő szűrő

Az **1.21.** ábra áramköre, a hasonlóan egyszerű felépítésű, **felüláteresztő szűrő**. Tulajdonságai az aluláteresztő szűrőnél követett gondolatmenet alapján ismerhetők meg. Kisfrekvenciás tartományban, ahol az $|X_C|$ igen nagy, az átvitel értéke

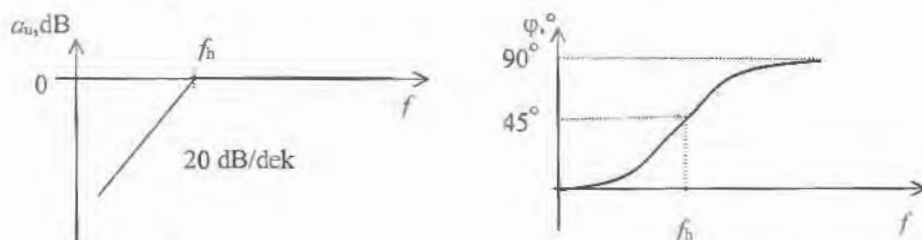
$$a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{R}{|X_C|} = 20 \cdot \lg R - 20 \lg |X_C|$$

Ennek frekvenciafüggő összetevője: $-20 \cdot \lg X_C = +20 \cdot \lg \omega \cdot C = 20 \cdot \lg 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C$, tehát a frekvencia növekedésével növekszik, dekádonként 20 dB-t.

Nagyfrekvenciás tartományban az $|X_C|$ igen kicsi R -hez képest, így az átvitel $a_u \cong 0$ dB.

Határfrekvencián az átvitel itt is $a_u \cong -3$ dB.

A felüláteresztő szűrő frekvencia-átviteli jelleggörbéjét és fázistolását mutatja a frekvencia függvényében az **1.22.** ábra.



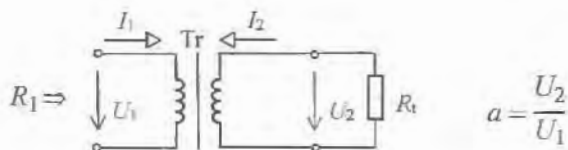
1.22. ábra. A felüláteresztő szűrő átvitele és fázistolása

Gyakran alkalmazott speciális négypólus a **transzformátor**, amelynek működését és jellemzőit a Tankönyvmester Kiadó Elektrotechnika c. tankönyvének 10.1. alfejezetében ismertetjük meg. Számos alkalmazási területe közül kiemelendő a hálózati transzformátorként, csatolótranszformátorként és az illesztőtranszformátorként való alkalmazás.

A hálózati transzformátor a tápegységek számára állít elő a hálózatinál kisebb értékű váltakozó feszültséget a 230 V-os hálózati feszültségből. Ilyen alkalmazásra látunk példát a későbbiekben a 2.2.7. pontban.

A csatolótranszformátorokat az elektronikában egymást követő áramkörök egyen-áramú elválasztására használják úgy, hogy ugyanakkor váltakozó áramú szempontból biztosított a két áramkör közötti kapcsolat.

Az illesztőtranszformátorként való alkalmazáshoz vizsgáljuk meg, hogy milyen értékkel jelentkezik a szekunder tekercsre kapcsolt terhelés a primer körben. A vizsgálathoz az **1.23.** ábra terhelt transzformátorát használjuk.



1.23. ábra. A terhelte transzformátor

A szekunder körben kialakuló áram a szekunder feszültségtől és a terhelő-ellenállástól függ:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_t}.$$

innen: $U_2 = I_2 \cdot R_t$.

A szekunder feszültség ideálisnak tekintett transzformátornál az áttétellel is kifejezhető: $U_2 = a \cdot U_1$, így $I_2 \cdot R_t = a \cdot U_1$.

Innen kifejezve U_1 -et:

$$U_1 = I_2 \cdot \frac{R_t}{a},$$

Felhasználva, hogy

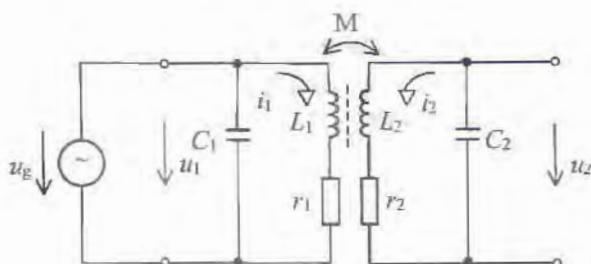
$$I_2 = \frac{I_1}{a}, \quad U_1 = \frac{I_1}{a} \cdot \frac{R_t}{a} = I_1 \cdot \frac{R_t}{a^2}.$$

Innen kifejezve a primer körben jelentkező ellenállást:

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1}{a^2} \cdot R_t.$$

A transzformátor tehát a szekunderkörüi terhelést $1/a^2$ -szeresen transzformálja a primer körbe. Ezt úgy fogalmazzuk meg, hogy a transzformátor impedanciaáttétele: $1/a^2$. A transzformátornak ezt a tulajdonságát felhasználva lehet tetszőleges terhelést illeszteni adott értékű ellenálláshoz, az áttétel helyes megválasztásával.

Elsősorban híradástechnikai alkalmazásokban fontos négy pólus a **sávszűrő**. A sávszűrő két, egymással csatolásban lévő, azonos frekvenciára hangolt rezgőkör. A rezgőkörök közötti csatolás induktív vagy kapacitív úton valósítható meg. A legtöbb esetben a csatolás induktív, ezért mi is ezzel foglalkozunk. Ilyen sávszűrőt mutat az 1.24. ábra.



1.24. ábra. Sávszűrő

A két rezgőkör közötti induktív csatolás kölcsönös indukción alapuló energiaátadást jelent. Az energiaátadás folyamata fizikailag a következők szerint zajlik le.

A váltakozó áramú generátor a primer rezgőkörben i_1 áramot hoz létre, amely az L_1 primer tekercsben átfolyva időben változó mágneses teret kelt. A változó mágneses térbe helyezett L_2 tekercsben feszültség indukálódik és hatására i_2 váltakozó áram folyik a szekunder körben. Ez az áram viszont az L_2 tekercsben hoz létre mágneses teret, amely az L_1 tekercsben indukál u_1 feszültséget. Így a primer rezgőkör i_1 áramát végeredményben a generátor feszültsége és a visszaindukált u_1 feszültség különbsége határozza meg. A visszaindukált feszültség tehát lerontja a primer kör feszültségét: a szekunder kör terhelést jelent a primer kör számára. Abban az esetben, ha a szekunder kör által képviselt terhelés megegyezik a primer kör ellenállásával, akkor tud a primer kör maximális teljesítményt juttatni a szekunder körbe. Ez teljesítményillesztést jelent a primer és a szekunder kör között, ami a maximális csatolást jelenti a két rezgőkör között. A rezgőkörök közötti csatolás mértékét az jellemzi, hogy a primer áram által a primer tekercsben létrehozott fluxus hányad része járja át a szekunder tekercset. Ez a hányados alkalmas a csatolás jellemzésére (ideális generátorral történő meghajtás esetén, üresjárásban), ezt hívjuk csatolási tényezőnek:

$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\Phi_2}{\Phi_1}$$

A tekercsek fluxusait az induktivitások és a kölcsönös indukciós tényezővel kifejezve (l. a Tankönyvmester Kiadó Elektrotechnika c. tankönyvének 7.4. fejezetét):

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

A gyakorlati alkalmazások legnagyobb részében a primer és a szekunder rezgőkör adatai azonosak, tehát $L_1 = L_2 = L$, ilyenkor:

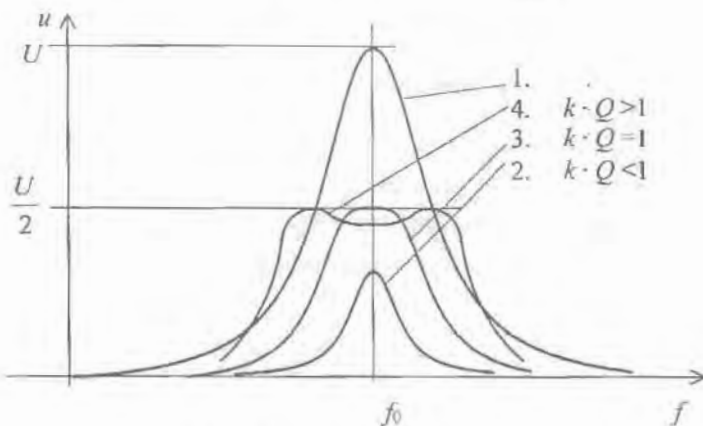
$$k = \frac{M}{L}$$

A rezgőkörök azonossága miatt jósági tényezőjük is megegyezik: $Q_1 = Q_2 = Q$. Matematikailag bizonyítható, hogy a két rezgőkör közötti maximális teljesítményátvitel akkor valósul meg, ha a csatolási tényező és a jósági tényező szorzata egységnyi. A maximális teljesítményátvitelhez tartozó csatolási tényező a **kritikus csatolási tényező**:

$$k_{\text{krit}} = \frac{1}{Q}$$

A leirtakból következik, hogy a sávszűrő két rezgőkör közötti energiaátadás és így a sávszűrő jellemzőinek leírására jól alkalmazható a $k \cdot Q$ szorzat. Ha két rezgőkör közötti csatolási tényező eltér a kritikustól, akkor a két rezgőkör közötti energiaátadás sem lesz maximális, hiszen a szekunder kör nem illesztve zárja le a primer kört. Ha az illesztetlen lezárás miatt a csatolási tényező kisebb, mint a kritikus, akkor $k \cdot Q < 1$. A rezgőkörök közötti ilyen csatolást **laza** csatolásnak nevezzük. Ha a kritikus csatolásnál nagyobb a csatolási tényező értéke, akkor $k \cdot Q > 1$, ez az összefüggés a **szoros csatolást** jellemzi.

A csatolás nagysága erősen befolyásolja a sávszűrő frekvenciaátviteli jelleggörbét. Az 1.25. ábra mutatja, hogyan módosul a két egyforma rezgőkör Q jósági tényezővel jellemzett frekvenciaátvitel a csatolástól függően.



1.25. ábra. A sávszűrő átvitele

Az 1. görbe csatolás nélkül mutatja a rezgőkörök átvitelét. Laza csatolás esetén nincs teljesítményillesztés, az átvitel jelentősen lecsökken, a sávzélesség kicsi, amint azt a 2. görbe mutatja. Kritikus csatolás esetén a 3. görbe jellemzi a sávszűrőt. Ilyenkör a sávszűrő feszültségátvitel fele akkora, mint az egyes rezgőkörök rezonancia görbéjének maximuma, de a sávzélesség nagyobb, mint a laza csatolásnál, és az átviteli görbe oldalmeredeksége is megnőtt. A 4. görbével ábrázolt szoros csatolás esetén a sávzélesség és az oldalmeredekség növekedett, ugyanakkor az

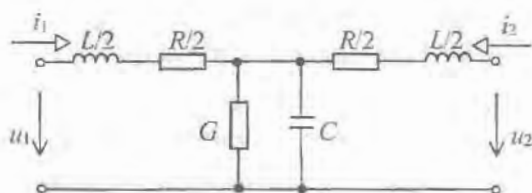
átvitel nem egyenletes. Érdemes megjegyezni, hogy a $k \cdot Q = 2,4$ érték mellett a görbe két púpjánál az átvitel $U/2$, a görbe visszaesése rezonancián $1/\sqrt{2}$ -szörös, a kritikus csatoláshoz képest a sáv szélesség kb. 2,2-szeresére növekszik.

Az átvitelek ismeretében a konkrét alkalmazás követelményei szabják meg, hogy a csatolást milyen értékűre állítjuk be. A beállítás legegyszerűbb módja a szekunder rezgőkör ellenállással való terhelése. A terhelő-ellenállással a jósági tényező nagysága és ezzel a csatolás módosítható.

Speciális négy-pólusnak tekinthető a **vezeték-pár**. Tulajdonságai jellemzésére a gyártók által közölt elsődleges vezetékjellemzőkből indulunk ki. Minden elsődleges vezetékjellemző 1 km hosszú vezeték-párra vonatkozik:

- kilométerikus hurokellenállás az 1 km hosszú vezeték-párból készített hurok ohmos ellenállása.
- kilométerikus kapacitás az 1 km-es vezeték-pár erei közötti kapacitás.
- kilométerikus induktivitás az 1 km hosszú vezeték-hurok induktivitása.
- kilométerikus átvezetés az 1 km hosszú vezeték-pár vezeték-ei közötti szigetelési ellenállás reciproka.

Nagyobb frekvenciákon a kapacitás és az induktivitás által képviselt reaktancia már számottevő, ezért az 1 km hosszú vezeték-párt az 1.26. ábrán szimmetrikus négy-pólussal helyettesítjük egy adott frekvencián, és ennek paramétereivel jellemzzük a vezeték-párt.



1.26. ábra. A vezeték helyettesítőképe

Valamennyi elsődleges vezetékjellemző felismerhető a helyettesítőképen. A helyettesítőképből kiszámítható a vezeték-pár kilométerikus csillapítása és fázistolása. Ezek közelítő értéke levezetés nélkül:

$$a_k^{dB} = 4,35 \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}; \varphi_k^{md} = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

A vezetékek esetében gyakran használt speciális négy-pólusjellemző a Z_0 **hullámel-lenállás**.

Fogalmilag a hullámellenállás egy négy-pólus üresjárási és rövidzárási impedanciáinak mértani közepe;

$$Z_0 = \sqrt{Z_u \cdot \overline{Z_r}}$$

Vezetékpárok esetén a hullámimpedanciát a

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

összefüggéssel számítjuk. A vezetékek esetében az illesztés úgy valósítható meg, ha a vezetéket olyan áramkörrel – mint generátorral – tápláljuk, amelynek kimeneti ellenállása megegyezik a hullámellenállással, és olyan terheléssel zárjuk le, amely szintén megegyezik a hullámellenállással. Ilyen feltételek mellett kerülhető el, hogy a vezeték két végén reflexió (visszaverődés) jöjjön létre nagyfrekvencián.

A helyettesítőkép alapján az elsődleges jellemzőkből számítható csillapítás, fázistolás és hullámimpedancia, a vezeték másodlagos jellemzői.

Ellenőrző kérdések, feladatok

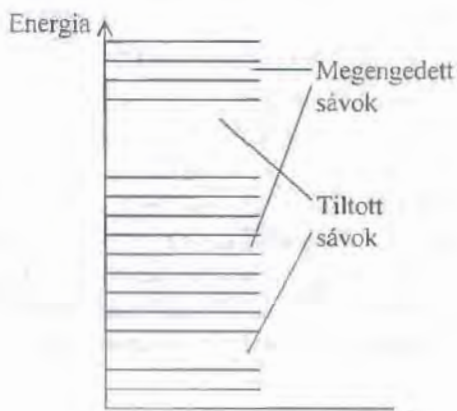
1. Hogyan csoportosíthatók a kétpólusok?
2. Hogyan számíthatók ki a Thevenin- és a Norton-helyettesítőképek elemei?
3. Csoportosítsuk a négy-pólusokat!
4. Milyen mennyiségek között teremtenek kapcsolatot az impedanciaparaméterek?
5. Értelmezzük a H paraméterek jelentését!
6. Magyarázzuk el a vezetésparaméterek jelentését!
7. Milyen mennyiségek között teremtek kapcsolatot a négy-pólusok átvitele?
8. Mit ábrázol a négy-pólusok átviteli jelleggörbéje és fázismenete?
9. Rajzoljuk fel a Wheatstone-hídat és határozzuk meg a kiegyenlítés feltételét!
10. Magyarázzuk meg a határfrekvencia fogalmát!
11. Rajzoljuk fel az alul- és felüláteresztő szűrő Bode-diagramját!
12. Hogyan transzformálja a transzformátor a terhelést a primer körbe?
13. Magyarázzuk el a sávszűrő csatolása és átviteli jellemzői közötti kapcsolatot!
14. Rajzoljuk fel a normálgenerátor kapcsolását és írjuk fel jellemző adatait!
15. Soroljuk fel a vezetékek első és másodlagos jellemzőit!

2. FÉLVEZETŐ ÁRAMKÖRI ELEMEEK

2.1. Félvezető anyagok

A szilárd anyagok nagy része kristályos szerkezetű, azaz atomjaik az illető anyagra jellemző geometriai elrendeződés – kristályrács – szerint helyezkednek el. A kristályrácsot felépítő egyes atomok a Bohr-féle atommodell szerint atommagból és az e körül keringő elektronokból állnak. Az atom kifelé elektromosan semleges, mert a negatív töltésű elektronok száma megegyezik az atommagban lévő protonok számával. Az elektronok a mag körül elektronszféra-rendszerekben rendeződnek el, amelyek közül a legkülsőn lévő elektronok a **vegyérték (valencia-) elektronok**. Ezek száma legfeljebb nyolc lehet.

Az atomok elektronjai csak meghatározott energiákkal rendelkezhetnek, ettől az energiától függ pályájuk atommagtól való távolsága. A fizika egyik fontos tétele, a **Pauli-elv** azonban kimondja, hogy egy atomban belül két azonos energiájú (állapotú) elektron nem lehet. Az elektronszféra ezért egymáshoz igen közel eső, de energiaértékben kismértékben eltérő energiájú pályákat tartalmaznak. Ezek a közel azonos energiájú pályák **megengedett energiasávokat** alkotnak, ahogyan azt a **2.1.** ábra mutatja.



2.1. ábra. Energiasáv-modell

Két energiasáv közé eső energiaértékeket az elektronok nem vehetnek fel, ezért ezen sávok neve **tiltott sáv**. A bemutatott **energiasáv-modell** szemléletes képet ad az atomon belüli energiarányokról (l. még a Tankönyvmester Kiadó Elektrotechnika c. tankönyvét).

A kristályrácsban elhelyezkedő atomok energiarányainak vizsgálatához némileg módosítani kell az egyedülálló atomra vonatkozó, előzőekben vázolt modellt. Mivel a Pauli-elv a kristály egészére is vonatkozik, ezért a kristályszerkezetben egymás mellé kerülő atomokon belül az eredetileg azonos energiaértékekkel rendelkező elektronok energiaértékei kismértékben módosulnak, eltolódnak. Ennek következménye, hogy megnő az egy energiasávon belüli energiaszintek száma, ahogyan azt a 2.2. ábra mutatja.



2.2. ábra. A kristályon belüli energiasáv-modell

Ha az atomon belül valamennyi elektron a lehető legkisebb energiájú állapotban van, akkor az atom alapállapotú. Ha külső energia hatására az elektronok akkora energiát vesznek fel, ami elegendő a tiltott sáv átlépéséhez, akkor egy nagyobb energiájú megengedett sávba kerülnek. Ilyenkor az atom **gerjesztett állapotban** van. A vegyértékelektronok a tiltott sáv átugrása után a gerjesztési, más néven **vezetési sávba** kerülnek, ahol elmozdulhatnak, és mint **szabad elektronok** részt vehetnek az áramvezetésben. A vegyértéksávból kikerült elektron viszont maga után hagy egy kompenzálatlan pozitív töltést. Ezt az elektronhiányt **lyuknak** nevezzük. Végeredményben tehát **külső energiaközlés hatására elektron-lyuk párok jönnek létre** az anyagban.

Az előzőekből kitűnik, hogy az anyagok vezetési tulajdonságait döntően befolyásolja a vegyértéksáv és a vezetési sáv közötti tiltott sáv szélessége. Ezt szemlélteti a 2.3. ábra.



2.3. ábra. A vezetők, félvezetők és szigetelők sávmodellje

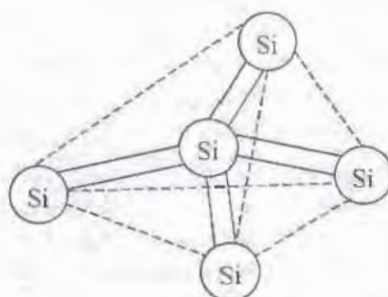
Minél kisebb a tiltott sáv szélessége, annál kevesebb külső energia szükséges ahhoz, hogy az elektronok a vegyértéksávból a vezetési sávba kerüljenek. Az anyagokat általában szobahőmérsékleten használjuk, ezért azt érdemes megvizsgálni, hogy itt rendelkeznek-e szabad töltéshordozókkal.

Az anyagok egy részénél olyan kis energia is elég a szabad töltéshordozók létrehozásához, amelyet már szobahőmérsékleten is felvesznek a környezetükből, hőenergia formájában. Az ilyen anyagok a **vezetők**, mint pl. a réz, az alumínium stb.

Az anyagok egy másik csoportjánál szobahőmérsékleten egyáltalán nincsenek szabad töltéshordozók, mert a tiltott sáv igen széles (nagyobb, mint $2,4 \cdot 10^{-19}$ J), így **szigetelőként** viselkednek.

A szabad töltéshordozók számát tekintve a két csoport között helyezkednek el a **félvezetők**: szobahőmérsékleten rendelkeznek szabad töltéshordozókkal, mert a tiltott sáv szélessége viszonylag kicsi ($1,12 \cdot 10^{-19}$ – $1,92 \cdot 10^{-19}$ J), ezek száma azonban csekély.

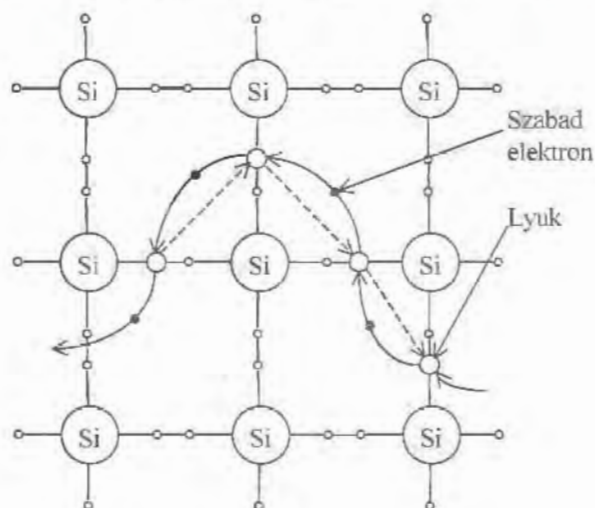
A félvezető anyagok a periódusos rendszer négy vegyértékű elemei, amelyek gyémántszerkezet szerint kristályosodnak. Az atomok elhelyezkedése a gyémánt-rácsban olyan, hogy egy atom négy szomszédjával tetraédert alkot, a 2.4. ábra szerint.



2.4. ábra. A félvezetők kristályszerkezete

A félvezető alkatrészekben alapanyagként elsősorban a szilíciumot, valamint a germániumot, a vegyületek közül pedig a gallium-arszenidet (GaAs) használják.

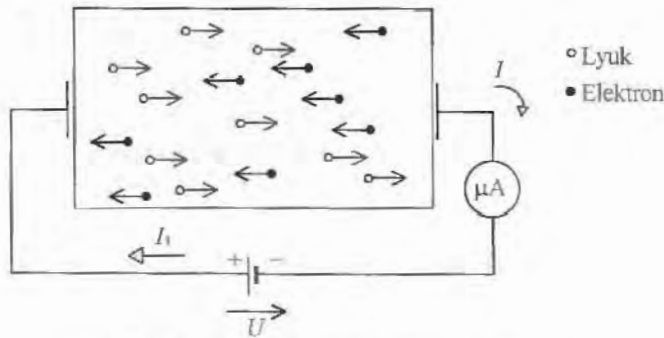
A félvezetők áramvezetése szobahőmérsékleten a **2.5.** ábra segítségével követhető nyomon. Valamelyik kovalens kötésből hőenergia hatására kiszabadult és így a vezetési sávba került **szabad elektron** helyén egy pozitív töltésű **lyuk** marad vissza.



2.5. ábra. A félvezetők áramvezetése

A hőenergia hatására tehát **elektron–lyuk párok** keletkeznek. A pozitívvá vált atom vonzó hatást fejt ki a szomszédos kötések elektronjaira. Ha ezek között van olyan, amelynek a felvett hőenergiából adódó energiatöbblete és a lyuk vonzó hatása együttesen elegendő a kötésből való kiszakadáshoz, akkor betölti a lyukat. Eredeti helyén azonban újabb lyuk keletkezik, amelyet hasonló módon egy másik, szomszédos elektron tölthet be. A vázolt folyamat sorozatos ismétlődésével tulajdonképpen kétféle töltéshordozó vándorol: a negatív töltésű elektron és a pozitív töltésű lyuk. Számuk értelemszerűen megegyezik, haladási irányuk ellentétes. A szabad elektronok és a lyukak mozgása rendszertelen, hőmozgás jellegű. A rendszertelen mozgás közben előfordulhat, hogy egy szabad elektron találkozik egy lyukkal és azt betölti, így egy elektron–lyuk pár eltűnik. Ez a folyamat a rekombináció (újraegyesülés). Minél nagyobb az elektron–lyuk párok száma, annál nagyobb a rekombináció valószínűsége, ezért a töltéshordozó párok keletkezésének és rekombinációjának száma kiegyenlíti egymást. Ezek szerint a kristályban egy **adott hőmérsékleten** (ami adott nagyságú energiaközlést jelent) **átlagban mindig ugyanannyi elektron–lyuk pár van**. Ezek száma pl. szilíciumban szobahőmérsékleten kb. $1,5 \cdot 10^{11}$ db/cm³. Más hőmérsékleten más

átlagérték jellemző. A hőmérséklet növekedésével az elektron–lyuk párok száma exponenciálisan nő.



2.6. ábra. A félvezetők sajátvezetése

Ha a félvezető kristályra a 2.6. ábrán látható módon feszültséget kapcsolunk, a műszer áramot jelez. Az eddig rendszertelen hőmozgást végző töltéshordozók közül a lyukak most a negatív, az elektronok pedig a pozitív pólus felé haladnak. A kristályon belül az elektronok mozgásának irányát tekintjük a pozitív **fizikai áramiránynak**, kristályon kívül azonban **egyezményesen** az ezzel ellentétes **áramirányt** tekintjük pozitívnak, ahogyan azt a 2.6. ábra is mutatja. Az elektron–lyuk párok által létrehozott vezetést a félvezető **sajátvezetésének** nevezjük. Nagysága μA nagyságrendű. Mivel a töltéshordozók száma a hőmérséklettel exponenciálisan változik, ezért a sajátvezetés is a hőmérséklet exponenciális függvénye (állandó külső feszültség mellett).

A sajátvezetésből származó áram kis értékű, így a félvezető kristály ebben az állapotában nem alkalmas alkatrészek készítésére. A vezetőképesség jelentősen fokozható az elektronok vagy a lyukak számának növelésével. Azt a technológiai eljárást, amellyel ez megvalósítható, **adalékolásnak** (szennyezésnek) hívjuk.

Az elektronok számát öt vegyértékű anyaggal, pl. arzénnal, antimonnal stb., való adalékolással növelik. Az adalékolás kis mértékű: kb. tízmillió félvezető atomra jut egy adalékoló atom. Ilyen adalékolás mellett az adalékoló atom beépül a félvezető kristályrácsába, egy-egy félvezető atom helyére. A beépülés úgy jön létre, hogy az adalékoló atom öt vegyérték elektronjából négy kötést létesít a négy vegyértékű félvezető atomokkal, egy elektron azonban felesleges a kötéshez. Ez az elektron a környezetből felvett energia hatására már szobahőmérsékleten szabaddá válik, növelve ezzel az áramvezetésre képes elektronok számát. Az elektron kilépése után az adalékoló atom pozitív töltésű, ionizált atommá válik. A kristályon belül összességében a pozitív és a negatív töltések száma egyforma, így a kristály kifelé továbbra is villamosan semleges.

Az öt vegyértékű anyaggal való adalékolást – mivel a negatív töltéshordozók számát növeli – **n típusú**, másképpen donor (adó, minthogy elektront ad le) **adalékolásnak** nevezzük.

Másik lehetőség a félvezetők vezetőképességének növelésére a lyukak számának növelése, amely három vegyértékű elemekkel való adalékolással lehetséges. Ilyen anyag pl. a bór, az indium, a gallium. A három vegyértékű adalékoló atom beépül a félvezető kristályrácsába, kötést létesítve három szomszédos atommal. Negyedik elektronja nem lévén, a kötésben egy elektronhiány, vagyis lyuk keletkezik. Ezt a lyukat betöltheti egy pl. szomszédos kötésből kiszabaduló elektron, így viszont annak eredeti helyén marad lyuk stb. Az ilyen adalékolást – mivel a lyuk pozitív töltésű – **p típusú**, más néven **akceptor** (elfogadó, felvevő, minthogy elektront vesz fel) **adalékolásnak** nevezzük.

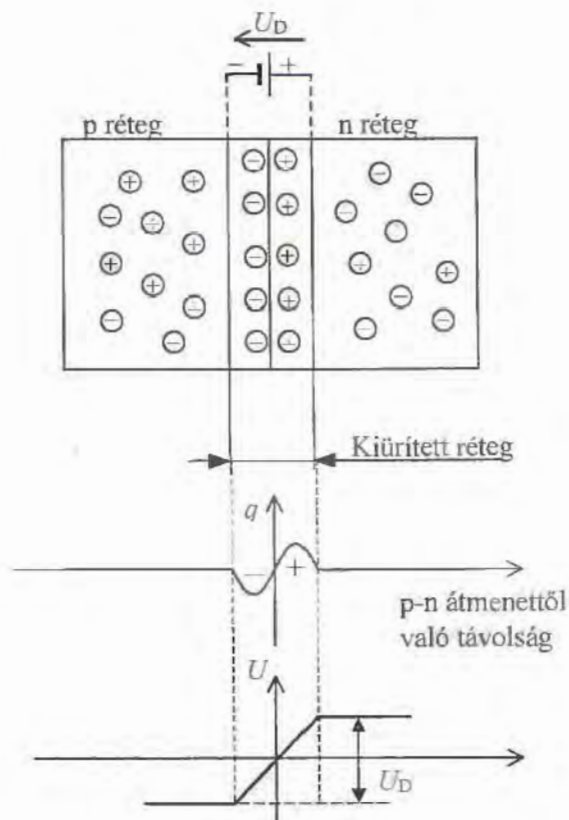
Akár n, akár p típusú kristályról van szó, szobahőmérsékleten továbbra is keletkeznek elektron–lyuk párok. Az n típusú adalékolás az elektronok számát növeli meg, így ebben az esetben az elektronok a **többségi töltéshordozók**, a lyukak pedig a **kisebbségi töltéshordozók**. A p típusú kristályban éppen fordítva: a lyukak a többségi, az elektronok pedig a kisebbségi töltéshordozók.

Igen fontos megjegyezni, hogy – bár mindkét esetben megnöveltük a szabad töltéshordozók számát – **a kristály kifelé villamosan semleges** maradt.

Mivel a félvezető technikában szokásos adalékolási értékek mellett az adalékoló atomok száma lényegesen magasabb az anyagban keletkező elektron–lyuk párok számánál, a többségi töltéshordozók számát szinte kizárólag az adalékolás mértéke határozza meg. A kisebbségi töltéshordozók száma viszont a hőmérséklet függvénye.

Ha az adalékolatlan félvezető kristályt egyik oldaláról donor, a másik oldaláról akceptor atomokkal adalékoljuk, akkor a két réteg érintkezési felülete mentén **p-n átmenet** keletkezik. A p-n átmenet az adalékolás pillanatában alakul ki:

- az adalékolás hatására a két réteg határán nagy a többségi töltéshordozók sűrűségének különbsége. Emiatt az n réteg elektronjai igyekeznek áthatolni a p rétegbe, a p rétegben lévő lyukak pedig az n rétegbe. Ezt a jelenséget **diffúzió**nak nevezzük, a hatására létrejövő áramot pedig **diffúziós áram**nak.
- az n rétegből átdiffundáló elektronok a p rétegben olyan tartományba kerülnek ahol igen sok a lyuk, ezért nagy valószínűséggel rekombinálnak fognak. Hasonló a helyzet a p rétegből átdiffundált lyukak esetében is. A rekombináció miatt az átmenet két oldalán gyakorlatilag megszűnnek a szabad töltéshordozók, ezért a kristálynak ezt a részét **kiürített réteg**nek nevezzük. A szabad töltéshordozók helyhez kötődése miatt az eddig semleges p rétegnek ebben a részében elektronok, az n rétegnek ebben a részében pedig lyukak halmozódnak fel. Az ellentétes töltések felhalmozódása miatt a kiürített réteg két oldala között potenciálkülönbség lép fel. Ezt nevezzük **U_D diffúziós potenciálnak**. Értéke germánium alapanyag esetén kb. 200 mV, szilíciumnál pedig kb. 750 mV. A 2.7. ábra a q töltések kristályon belüli eloszlását és a diffúziós potenciál kialakulását mutatja.



2.7. ábra. A diffúziós potenciál kialakulása

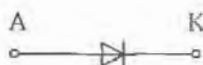
- A kialakult diffúziós potenciál akadályozza az újabb elektronok átjutását a p rétegbe, ill. a lyukak átjutását az n rétegbe. Ugyanakkor azonban vonzó hatást gyakorol a két réteg kisebbségi töltéshordozóira. A vonzás miatt a p réteg elektronjai átjutnak az n rétegbe, az n réteg lyukai pedig a p rétegbe. A kisebbségi töltéshordozóknak ezt a diffúziós potenciál hatására létrejövő áramát **sodródási áramnak** nevezzük.

A diffúziós és a sodródási áram egyensúlya jelenti a p-n átmenet kialakulását. A kristályon belül lejátszódó jelenség és a belső diffúziós potenciál kialakulása ellenére a kristály kifelé továbbra is villamosan semleges.

2.2. Félvezető diódák

2.2.1. Általános célú dióda

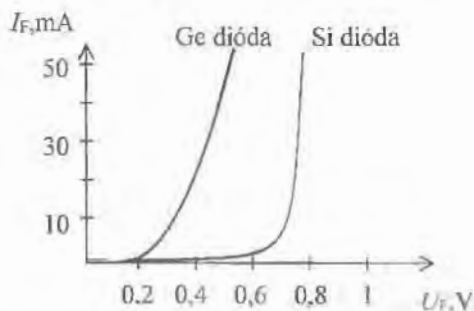
Ha a p-n átmenetet kivezetésekkel látjuk el, akkor félvezető rétegdiódához jutunk. A p réteg elektródája az anód (pozitív elektróda), az n rétegé a katód (negatív elektróda). Az így elkészített dióda jelképi jelölése a 2.8. ábrán látható.



2.8. ábra. A félvezető dióda jelképi jelölése

Az anód és a katód közé kapcsolt külső feszültséggel befolyásolni lehet a belső diffúziós potenciált, így a dióda vezetőképességét.

Ha dióda anódjára a katódhoz képest pozitív polaritású feszültséget kapcsolunk, akkor a külső feszültség ellentétes polaritású a belső diffúziós potenciállal, ezért képes annak hatását lerontani. Ez a kiürített réteg szélességének csökkenésével, ill. annak eltüntetésével jár, ami viszont lehetővé teszi a két réteg között a többségi töltéshordozók áramlását. A dióda anódja és katódja között tehát áram folyik. Az ilyen polaritású külső feszültséget **nyitó irányú feszültségnek** nevezzük. A nyitó irányú feszültség és a diódán átfolyó áram közötti összefüggést a dióda **nyitó irányú jelleggörbéje** határozza meg, amit a 2.9. ábra mutat.

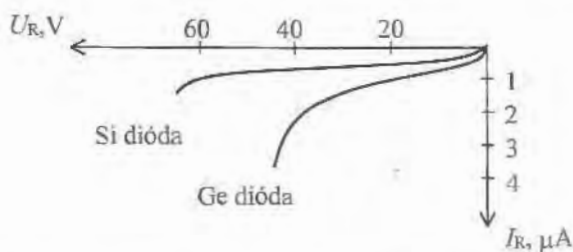


2.9. ábra. A dióda nyitó irányú jelleggörbéje

(A görbén feltüntetett F index az angol *forward*, azaz *előre irányuló* szó kezdőbetűjéből képzett, nemzetközileg használt jelölés.)

A nyitó irányú feszültség növelésével kb. a diffúziós potenciál értékének eléréséig gyakorlatilag nem folyik áram. Ha azonban a külső feszültség ezt meghaladja, a

dióda vezetni kezd és már kis feszültségváltozás hatására is az áram igen nagy mértékben változik. A dióda nyitáshoz tartozó feszültséget U_D **küszöbfeszültségnek** nevezzük. Ez germánium alapanyagú diódáknál kb. 0,2 V, a szilícium alapanyagúaknál kb. 0,7 V (tájékoztató adatok). A jelleggörbe azt is mutatja, hogy a dióda anódja és katódja közötti feszültség a nyitás után már nem változik jelentősen. A dióda anódjára a katódhoz képest negatív polaritású feszültséget kapcsolva a dióda zárt állapotba kerül. Ilyenkor a diódán csak a kisebbségi töltéshordozók árama folyik. Növelve a zárófeszültséget a dióda tönkremegy. A záró irányú jelleggörbét a **2.10.** ábra mutatja.

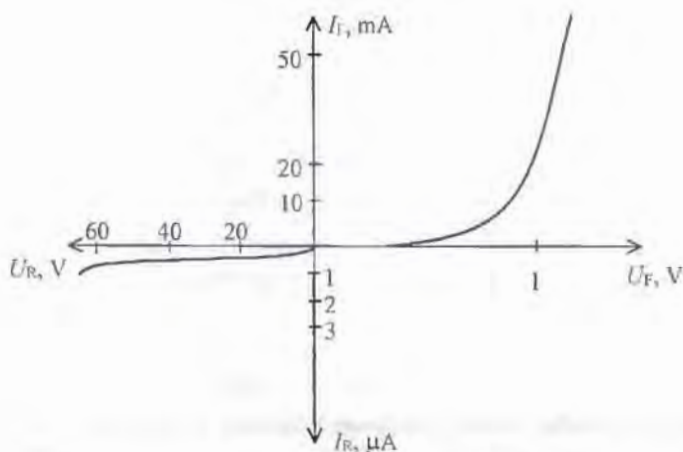


2.10. ábra. A dióda záró irányú jelleggörbéje

(A görbén szereplő R index az angol *reverse*, azaz *fordított*, szó kezdőbetűjéből képzett jelölés.)

A nyitó és a záró irányú jelleggörbéből látható, hogy a szilícium alapanyagú dióda minden tekintetben jobb minőségű jellemzőkkel rendelkezik.

A félvezető dióda teljes jelleggörbéjét – szilíciumdióda esetén – a **2.11.** ábra mutatja.



2.11. ábra. A félvezető dióda teljes jelleggörbéje

A görbéből látható, hogy a nyitó és a záró irányú áramok iránya ellentétes, és a nyitó irányú áram 10^2 – 10^6 -szor nagyobb a μA nagyságrendű záró irányú áramnál. Ezért a nyitó irányban előfeszített dióda igen kis ellenállást, a záró irányba előfeszített dióda viszont igen nagy ellenállást mutat. A dióda jelleggörbéje közelítőleg matematikai alakban is leírható:

$$I = I_R \cdot \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right),$$

ahol I_R a záró irányú áram értéke, U a dióda anódja és katódja közé kapcsolt külső feszültség, U_T pedig a termikus feszültség, amelynek értéke szobahőmérsékleten $U_T \approx 26 \text{ mV}$.

A jelleggörbe egy adott pontjához tartozó feszültség- és áramérték hányadosa a dióda **egyenáramú ellenállása**:

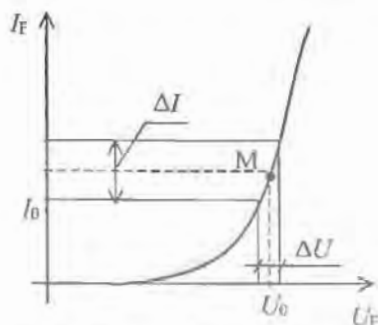
$$R_E = \frac{U_0}{I_0}$$

A jelleggörbén egy összetartozó feszültség- és áramérték a dióda U_0 - I_0 **munkapontja**. Mivel a jelleggörbe nemlineáris, az egyenáramú ellenállás tehát csak egy adott munkapontban jellemzi a diódát.

Egy adott munkapont környezetében történő ΔU feszültségváltozás és ΔI áramváltozás hányadosa a dióda váltakozó áramú, vagy másképpen differenciális ellenállása:

$$r_D = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

A két ellenállás értelmzését és szerkesztését szemlélteti a **2.12.** ábra.

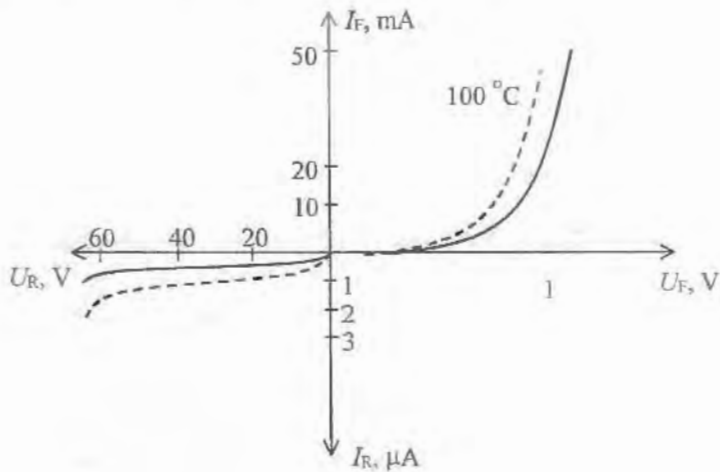


2.12. ábra. A dióda ellenállásai

A dióda **hőmérsékletfüggését** vizsgálva megállapítható, hogy azt egyértelműen a kisebbségi- és többségi töltéshordozók számának hőmérséklettől való függése határozza meg. A záró irányú áram a kisebbségi töltéshordozók árama, és mivel ezek száma a hőmérséklet exponenciális függvénye, ezért a záró irányú áram is erősen hőmérsékletfüggő. Germánium alapanyagú diódánál fokként kb. 10%-kal, szilícium alapanyagúaknál pedig kb. 16%-kal változik.

A nyitó irányú áramot alkotó többségi töltéshordozók nagy része az adalékolásból adódó töltéshordozó, amelyek száma nem függ a hőmérséklettől, csak az adalékolás mértékétől. Így a dióda nyitó irányú áramának hőmérsékletfüggése jóval kisebb, mint a záró irányú áramé. A hőmérsékletfüggés jellemzésére ezért nem az áramváltozás nagyságát használjuk, hanem az egységnyi hőmérséklet-változás hatására létrejövő nyitófeszültség-változást. Germánium diódánál ennek értéke $-2,2 \text{ mV/K}$, szilícium diódáknál $-1,8 \text{ mV/K}$. A negatív előjel azt jelenti, hogy magasabb hőmérsékleten ugyanakkora nyitó irányú áram létrehozásához kisebb nyitó feszültség szükséges.

A jelleggörbe hőmérsékletfüggését a 2.13. ábra mutatja.



2.13. ábra. A dióda hőmérsékletfüggése

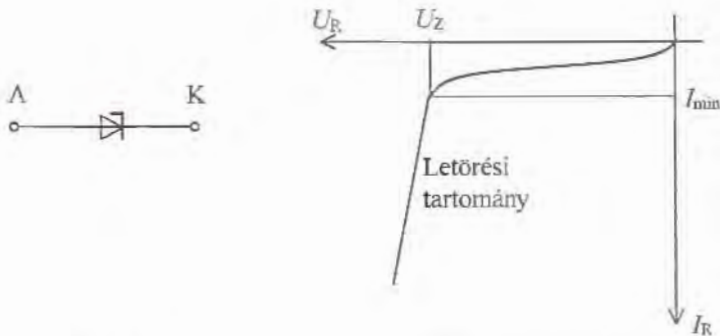
2.2.2. Zener-diódák

A p-n átmenetek az adalékolás megfelelő kialakításával alkalmassá tehetők arra, hogy záró irányban is tönkremenetel nélkül üzemeltethetők legyenek és megtörténjen bennük a Zener-, ill. a lavinaeffektus.

A **Zener-effektus** az a jelenség, amikor a zárófeszültség hatására töltéshordozók szakadnak ki a kristályrácsból. Megfelelő nagyságú feszültségnél ez az effektus hirtelen játszódik le, nagyszámú szabad töltéshordozót hozva létre.

A **lavinaeffektus** eredménye szintén nagyszámú szabad töltéshordozó: egy meghatározott nagyságú külső feszültségnél a meglévő szabad töltéshordozók olyan nagy sebességre gyorsulnak fel, hogy mozgási energiájuk elegendő ahhoz, hogy ütközve más atomokkal azok elektronjait ki tudják ütni a helyükről. Az így keletkezett töltéshordozók is felgyorsulnak, és ütközés után újabb töltéshordozókat szabadítanak ki a kötésből. Ez a folyamat lavinaszerűen folytatódik.

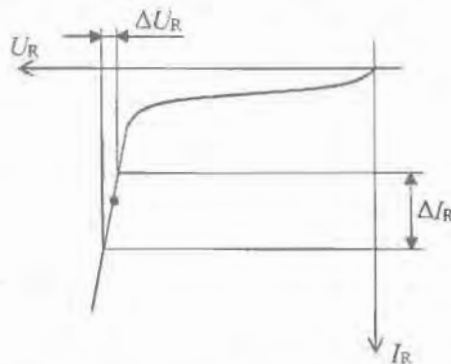
Az erősebben adalékolt Zener-diódáknál a Zener-effektus hatása dominál, a gyengébben adalékoltaknál inkább a lavinaeffektus hatása a döntő. Mindkét esetben a dióda anódja és katódja között kívülről az érzékelhető, hogy egy meghatározott nagyságú zárófeszültség mellett hirtelen megnövekszik a záró irányú áram. Ezt a jelleggörbében egy ún. **letörési szakasz** ábrázolja, amint ez a 2.14. ábrán látszik.



2.14. ábra. A Zener-dióda jelleggörbéje és jelképi jelölése

A letörési tartományra az jellemző, hogy közel **állandó feszültség** mellett a dióda árama széles határok között változhat. Ez a feszültség az U_Z **Zener-feszültség**. A dióda tehát a letörési tartományban az anódja és a katódja közötti feszültséget jó közelítéssel állandó értéken tartja. Ezt a feszültségstabilizálási hatást használjuk ki a gyakorlatban úgy, hogy a dióda munkapontját a letörési szakaszra állítjuk be. A stabilizáló hatásra jellemző a **differenciális ellenállás** értéke.

A differenciális ellenállás értelmezését a 2.15. ábra segíti.



2.15. ábra. A Zener-dióda differenciális ellenállása

A letörési szakasz egy munkapontjának környezetében a Zener-feszültség változásának és hozzá tartozó áramváltozásnak a hányadosa tulajdonképpen a jelleggörbe meredekségének reciproka:

$$r_{dZ} = \frac{\Delta U_R}{\Delta I_R}.$$

Minél kisebb a differenciális ellenállás, annál kisebb a feszültségváltozás ugyanakkora áramváltozást feltételezve, tehát annál jobb a stabilizáló hatás. Az r_{dZ} értéke 1Ω és 200Ω közötti érték.

A Zener-feszültség hőmérséklettől való függését mutatja a Zener-dióda

$$\alpha_Z = \frac{\Delta U_R}{\Delta t}.$$

hőmérsékleti együtthatója. Értéke a kb. 5 V-nál kisebb Zener-feszültségű diódák esetén negatív, ennél nagyobb Zener-feszültségeknél pedig pozitív. Értéke -25 és $+30$ mV/K között változik. Hozzávetőlegesen nulla a hőmérsékleti együttható az 5–6 V közötti Zener-feszültséggel rendelkező diódáknál. Így pl. egy $U_Z = 5,6$ V-os Zener diódánál $I_Z = 5$ mA-es munkapontban $\alpha_Z \approx -0,2$ mV/K.

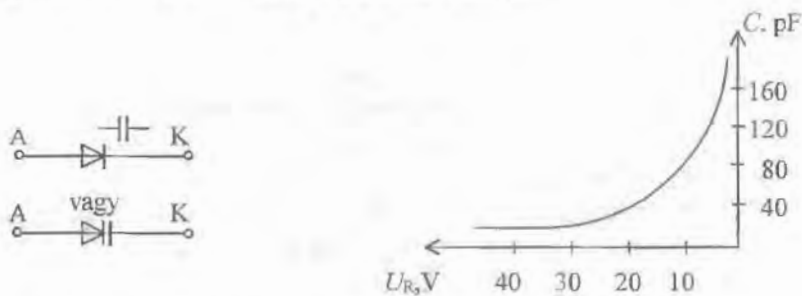
Nyitó irányban a Zener-dióda is úgy viselkedik, mint az általános célú dióda.

2.2.3. Kapacitásdióda

A másképpen varicap-diódának nevezett eszköz egy olyan különleges dióda, amely feszültséggel vezérelhető kapacitásként működik.

A diódában lévő kiürített réteg, mint egy szigetelő, elválasztja egymástól a sok szabad töltéshordozót tartalmazó, tehát vezetőként viselkedő p és n réteget. Ez egy kondenzátornak megfelelő elrendezés, amelynek kapacitása a kiürített réteg szélességével változtatható,

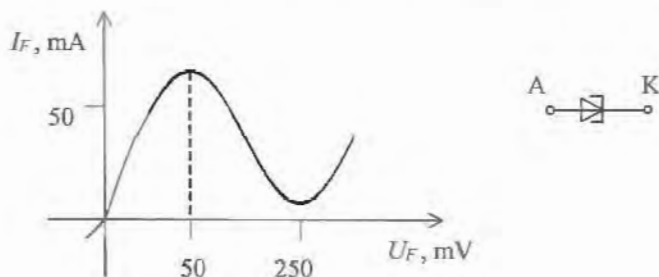
Ha a diódára záró irányú feszültséget kapcsolunk, akkor ennek változtatásával változtatható a kiürített réteg szélessége is. A varicap-dióda jelképi jelölését és a záró-feszültség-kapacitás jelleggörbét a 2.16. ábra mutatja.



2.16. ábra. A varicap-dióda jelleggörbéje és jelképi jelölése

2.2.4. Alagútdióda

Az alagút- (tunnel, vagy Esaki) dióda igen erősen adalékolt p és n rétegekből álló félvezető eszköz. Az áram a rákapcsolt feszültségtől függően a **2.17.** ábra szerint alakul. Ugyanitt látható a dióda jelképi jelölése is.



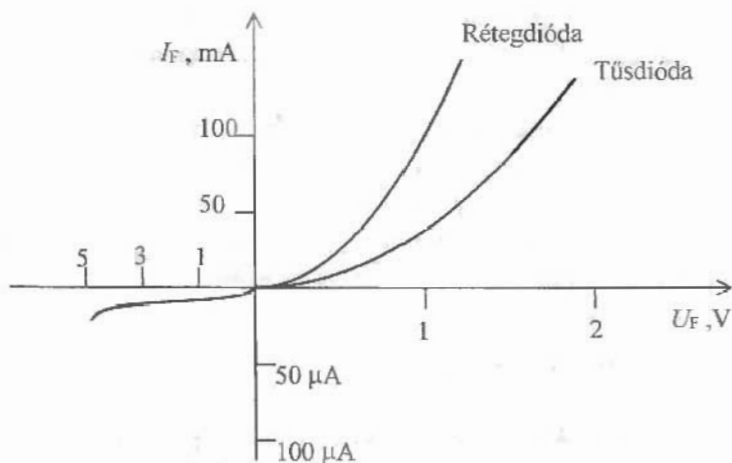
2.17. ábra. Az alagútdióda jelleggörbéje és jelképi jelölése

Záró irányban már igen kis feszültség mellett bekövetkezik a letörés, és a záró irányú áram értéke hirtelen megnő.

Nyitó irányban kb. 50 mV-os nyitó irányú feszültségértékig az áram növekszik, majd 50 mV és 250 mV között a **növekvő feszültséghez csökkenő áramértékek tartoznak. Ez negatív differenciális ellenállást jelent.** Az ezen a szakaszon lejátszódó jelenség az alagút-hatás. A 250 mV feletti nyitófeszültségű tartományban az áram értéke a diódáknál megismert módon újra növekszik. A tunnel dióda, negatív ellenállású munkapontban üzemeltetve, pl. rezgőkörök veszteségének kompenzálására alkalmazható.

2.2.5. Nagyfrekvenciás túsdióda

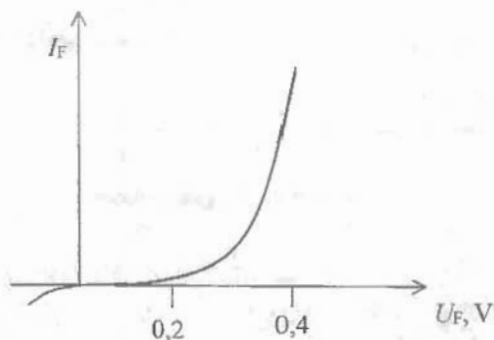
Az előzőekben megismert diódáknak még nyitó irányban is számottevő kapacitása van. Ez a nagyfrekvenciás alkalmazásoknál problémát okozhat, mert itt a dióda záró irányban is már szinte rövidzárként viselkedik. Nagyfrekvenciás áramkörökben is alkalmazhatók a **kis belső kapacitással rendelkező túsdiódák.** Ezeknél a félvezető kristály p-n átmenetét a félvezető kristály és a felületére szorított, jó áramvezető fémű érintkezési pontja helyettesíti. Az ilyen átmenettel rendelkező dióda működése hasonló a rétegdiodához, de kis kapacitása mellett kisebb a záró irányú és nagyobb a nyitó irányú ellenállása. A dióda szerkezetét valamint a rétegdioda és a túsdióda jelleggörbéje közötti eltéréseket mutatja a **2.18.** ábra,



2.18. ábra. A tűsdióda jelleggörbéje

2.2.6. Schottky-dióda

A Schottky-dióda fém–félvezető átmenetből áll, amelyet úgy készítenek, hogy egy adalékolt, legtöbbször n típusú, félvezető anyagra igen vékony aranyréteget párologtatnak. A vékony aranyréteg miatt csak a félvezetőben alakul ki kiürített réteg, aminek áramvezető tulajdonságai külső feszültséggel befolyásolhatók. A fém-rétegre pozitív, a félvezető rétegre pedig negatív feszültséget adva a dióda kinyit, ellenkező esetben lezár. A fém–félvezető átmenet tehát diódaaként viselkedik. Jelleggörbéjét a 2.19. ábrán látható.



2.19. ábra. A Schottky-dióda jelleggörbéje

Az alkalmazás szempontjából legfontosabb tulajdonságai:

- nyitó feszültsége kisebb, mint a p-n átmenettel rendelkező szilíciumdiódáé. Értéke 0,2–0,4 V,
- záró irányban elhanyagolható nagyságú záró irányú áram folyik,
- a fém–félvezető átmenet kapacitása igen kicsi, ezért a Schottky-dióda nagyfrekvencián is jól használható.

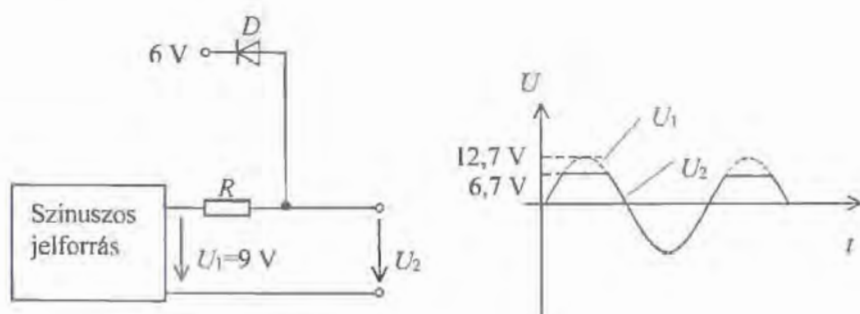
Szinte kizárólagosan az integrált digitális áramkörökben alkalmazzuk működésük gyorsítására (l. a 4.2.1. pontot).

2.2.7. A diódák alkalmazása

Az **általános célú diódák** számos alkalmazása két alaptípusra vezethető vissza, a vágóáram-körként, ill. az egyenirányítóként való alkalmazásra.

A **vágóáramkör** feladata az, hogy az áramkör valamely pontján megakadályozza, hogy a feszültség adott érték fölé növekedjen. Ezekben az alkalmazásokban a diódának azt a tulajdonságát használjuk ki, hogy ha a dióda kinyitott, akkor anódja és katódja között a feszültség már alig változik, amint azt a 2.9. ábrán látható dióda jelleggörbéje is mutatja.

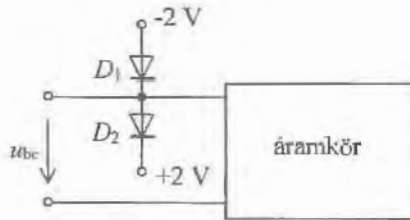
A 2.20. ábra egyszerű áramkörének feladata az, hogy a szinuszos váltakozó feszültség pozitív csúcsát levágja.



2.20. ábra. Vágóáramkör

A vágási szint kb. 6,7 V; az R1–R2 feszültségosztó az osztásponton 6 V-ot állít elő, ez kerül a dióda katódjára. A dióda kinyit, ha az anódján 0,7 V-tal nagyobb a feszültség, mint a katódon. Ez pedig 6,7 V.

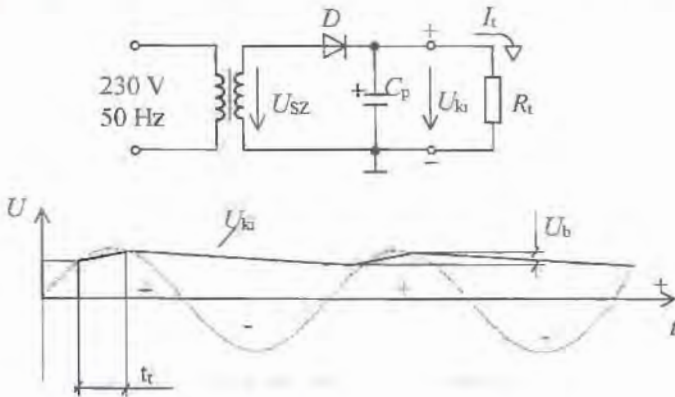
Egy másik gyakori vágókapcsolás a két diódából álló védőáramkör, amely a 2.21. ábrán látható példában egy áramkör bemenetét védi.



2.21. ábra. Bemeneti védelem

Ha a bemeneti feszültség meghaladja a $+2,7$ V-ot, akkor a D_2 dióda kinyit és megtartja a feszültséget. A $-2,7$ V-os feszültség eléréskor a D_1 dióda teszi ugyanezt.

A legjelentősebb alkalmazási terület az **egyenirányítóként** való alkalmazás. A következő példák a diódák hálózati egyenirányítókban való felhasználását ismertetik. A legegyszerűbb ilyen áramkör a 2.22. ábrán látható **egyutas egyenirányító kapcsolás**.

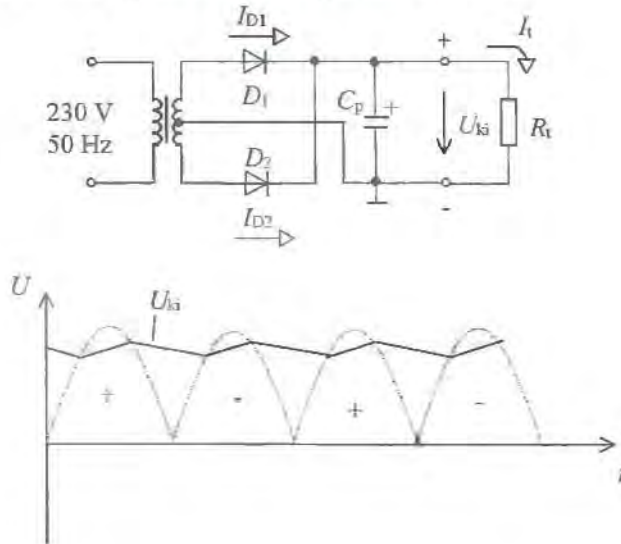


2.22. ábra. Egyutas egyenirányító kapcsolás

A dióda a szinuszos szekunder feszültség negatív félperiódusában nem nyit ki, mert az anódja negatívabb feszültséget kap, mint a katódja. A pozitív félperiódusban, ha nem lenne a kapcsolásban kondenzátor, akkor egy lüktető egyenfeszültség keletkezne a szinuszos feszültség pozitív félperiódusaiból. A C_p **pufferkondenzátor** feladata az, hogy feltöltődve egyenletesebbé tegye, kisimítsa a lüktetést. A két pozitív félperiódus közötti időben a pufferkondenzátor feszültsége csökken, hiszen az I_t áram terheli. Amikor a szekunder feszültség pozitív félperiódusának pillanatnyi feszültsége meghaladja a kondenzátor feszültségét, akkor a dióda kinyit és rajta keresztül töltődik a kondenzátor. Ez az ábrán jelölt t_t töltési idő alatt zajlik le. A kimeneti feszültség ingadozását U_b **bűgőfeszültségnek** nevezzük, amelynek frekvenciája $f_b = 50$ Hz.

Az egyenirányítók által előállított egyenfeszültség minőségi jellemzője a bűgőfeszültség nagysága. Minél kisebb értékre sikerül csökkenteni, annál egyenletesebbé válik a kimeneti feszültség. A csökkentés egyik módja a pufferkondenzátor kapacitásának növelése, hiszen így azt a terhelés kevésbé képes kisütni. A kapacitás növelésének azonban határt szab az, hogy nem gyártható tetszőlegesen nagy értékű kapacitás. Az itt alkalmazott szokásos érték $C_p = 1000\text{--}10\,000\ \mu\text{F}$.

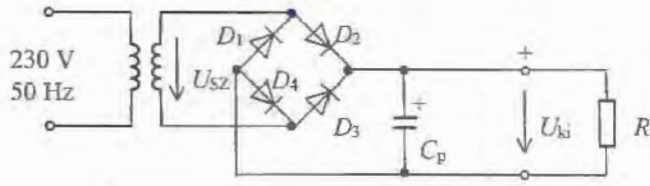
Másik megoldás a bűgőfeszültség csökkentésére és a terhelhetőség növelésére az, hogy a negatív félperiódust is felhasználjuk a kondenzátor töltésére. Erre a **2.23.** ábrán felrajzolt **kétutas egyenirányító kapcsolás** alkalmas.



2.23. ábra. Kétutas egyenirányító kapcsolás

A középleágazású szekunder tekercs középső leágazásához képest a tekercs két végpontján ellentétes fázisú a szinuszos feszültség. Így a pozitív félperiódusban a D_1 diódán átfolyó áram, a negatív félperiódusban pedig a D_2 -n átfolyó áram tölti a pufferkondenzátort. A bűgőfeszültség nagysága csökken, frekvenciája $f_b = 100\ \text{Hz}$ lesz.

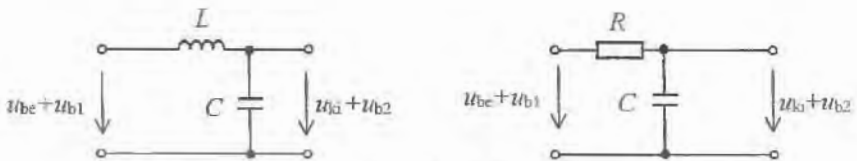
Elkerülhető a középleágazású transzformátor alkalmazása, ha **híd- (Graetz-kapcsolású)** egyenirányítót alkalmazunk. Ez a négy diódából álló hídáramkör látható a **2.24.** ábrán.



2.24. ábra. Hídkapcsolású egyenirányító

A pozitív félperiódusban a D_2 és a D_4 dióda nyit ki és tölti a kondenzátort, míg a negatív félperiódusban a D_1 és D_3 dióda nyit ki és tölti azonos polaritással a kondenzátort. Tehát ez a kapcsolás is mindkét félperiódust hasznosítja.

Ha a bűgőfeszültség további csökkentésére van szükség, akkor a pufferkondenzátor és a terhelés közé szűrőáramkört kell beiktatni. A gyakorlatban alkalmazott kétféle szűrőkapcsolás látható a 2.25. ábrán.



2.25. ábra. Az LC- és az RC-szűrő

A szűrőkapcsolások bemeneti feszültsége az egyenirányító kimenetén megjelenő egyenfeszültség a bűgőfeszültséggel együtt. A szűrő elemeinek megválasztásánál az a cél, hogy az egyenfeszültséget a lehető legkisebb mértékben csökkentse, a bűgőfeszültségre nézve viszont jelentős leosztást biztosítson.

Az **LC-szűrő** ezt a célt akkor tudja megvalósítani, ha a szűrő kapacitásának reaktanciája sokkal kisebb, mint a szűrőt követő áramkör terhelése és az induktivitás reaktanciája:

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C} \ll R_l \text{ és } \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C} \ll 2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot L$$

Nagy L és C értékek esetén jelentősen csökkenthető a bűgőfeszültség. Ugyanakkor a kapcsolás a bementére kerülő egyenfeszültséget nem osztja le, hiszen egyenfeszültségű szempontból az induktivitás gyakorlatilag rövidzár, a kapacitás viszont szakadás.

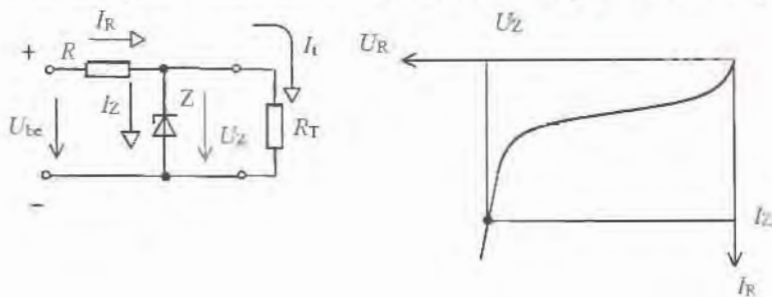
Az **RC-szűrő** szintén hatékonyan csökkenti a bűgőfeszültséget, de az R ellenállás miatt a kimeneti áram nagyságától függő mértékben leosztja az egyenfeszültséget is, így $U_{ki} = U_{be} - I_{ki} \cdot R$.

A helycs működés feltétele, hogy

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C} \ll R_t \text{ és } \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C} \ll R.$$

Mivel az R ellenállás növelése csökkenti a kimeneti egyenfeszültséget is, ezért a szűrés hatékonyságát a kapacitás növelésével célszerű növelni.

A **Zener-diódák** tipikus felhasználása az **elemi feszültségstabilizátor** kapcsolás.



2.26. ábra. Elemi feszültségstabilizátor

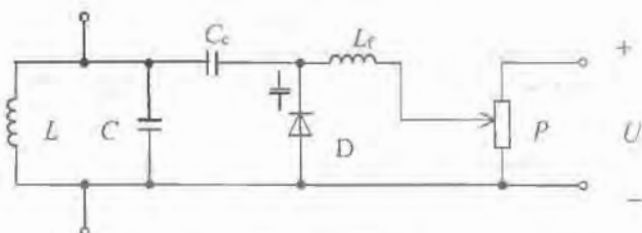
A 2.26. ábrán látható kapcsolás feladata az, hogy a terheléstől és a bemeneti feszültség ingadozásától függetlenül állandó értéken tartsa a terhelésre jutó feszültséget. A feszültség-stabilizáló funkciót a Zener-dióda látja el, ha munkapontját a letörési szakaszra állítjuk be az R ellenállással. Az ellenállás méretezése az

$$R = \frac{U_{be} - U_z}{I_R} = \frac{U_{be} - U_z}{I_z + I_t}$$

összefüggés alapján lehetséges.

Ha megváltozik a bemeneti feszültség, vagy a terhelés (I_t is vele változik), akkor ez az I_z áram megváltozását eredményezi. A jelleggörbén viszont jól látható, hogy az I_z áram változása nem vonja maga után U_z jelentős változását.

A **varicap-dióda** alkalmazására mutat példát a 2.27. ábrán látható elvi kapcsolási rajz.



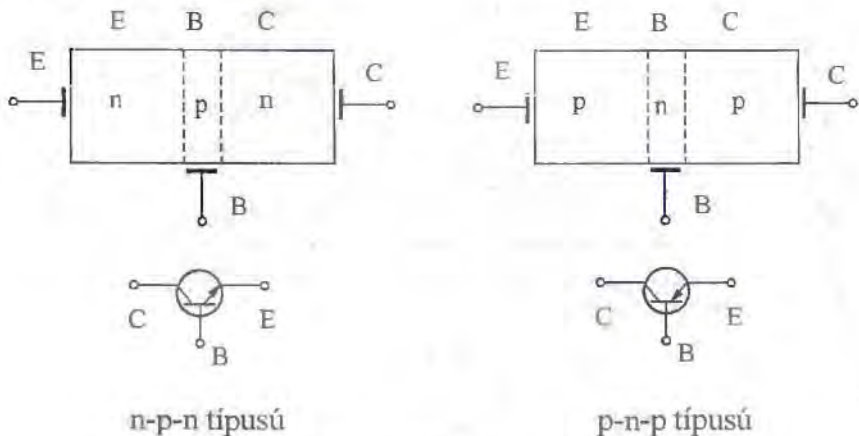
2.27. ábra. Rezgőkör hangolása varicap-diódával

A P potenciométerrel változtatható a varicap-diódára jutó zárófeszültség nagysága, amely viszont változtatja a dióda kapacitását. Ez, párhuzamosan kapcsolódva a rezgőköri kapacitással, változtatja a rezgőkör rezonanciafrekvenciáját. A feszültséggel hangolható rezgőkör azonban csak nagyfrekvenciás tartományban használható, hiszen a varicap-dióda kapacitása a pF-os tartományba esik. Hasonló megoldást alkalmaznak az FM rádiók és a tévékészülékek állomásválasztó fokozatában.

2.3. Tranzisztorok

2.3.1. Bipoláris tranzisztorok

A bipoláris tranzisztor kialakításához a félvezető kristályt három rétegben n-p-n, vagy p-n-p típusúra adalékolják. Az egyes rétegek elnevezése feladatukból következően: emitter (E), bázis (B), kollektor (C). Vázlatos felépítésüket és jelképi jelölésüket a 2.28. ábra mutatja.



2.28. ábra. A tranzisztorok felépítése és jelképi jelölése

Mindkét elrendezésben olyanok az adalékolási viszonyok, hogy a bázishoz képest az emitter- és a kollektorrétegek erősebben adalékoltak. A bázis geometriai méretei, elsősorban a szélessége, igen kicsi. E két ok miatt a bázisban igen kevés a szabad töltéshordozó a másik két réteg töltéshordozóihoz képest.

Az emitter- és a bázis-, ill. a bázis- és a kollektorrétegek között a már megismert módon p-n átmenet jön létre, ahol a kialakult diffúziós potenciálok megakadályozzák a többségi töltéshordozók áramlását a rétegek között.

Az emitterből a bázisba átkerülő töltéshordozók számát és így a kollektor áramát is elsősorban a bázis és az emitter közé kapcsolt nyitó irányú feszültség határozza meg. A nyitófeszültség értékének kis változása viszonylag nagy áramváltozást idéz elő, amint azt már a dióda nyitó irányú jelleggörbéjének vizsgálatánál láttuk.

Végeredményben tehát kis U_{EB} és ezzel együtt kis I_B változás hatására viszonylag nagy kollektoráram-változás következik be. Ez a jelenség a **tranzisztorhatás**.

A működés tárgyalása során feltételeztük, hogy a záró irányú bázis–kollektor feszültség változásának nincs hatása a tranzisztor áramainak változására. Ez a valószínűségben csak közelítőleg igaz, hiszen a zárófeszültség nagysága kismértékben ugyan, de befolyásolja a B–C közötti kiürített réteg szélességét. A kiürített réteg szélességének változásával változik a bázisban lévő töltéshordozók száma, így a bázisáram, az emitteráram és a kollektoráram nagysága is. Ez a jelenség a **feszültségvisszahatás**. Jó minőségű tranzisztoroknál a visszahatás kicsi, a gyakorlatban általában elhanyagolható.

Az előzőekben a többségi töltéshordozók áramlását vizsgáltuk. Az egyes félvezető rétegekben azonban jelen vannak a kisebbségi töltéshordozók is. Ezek – ahogyan azt már a diódánál is láttuk – a nyitott p-n átmeneten nem jutnak át, a lezárt p-n átmeneten azonban áthaladnak. A lezárt p-n átmeneten folyó áramot **maradék-**, vagy **visszáramnak** nevezzük.

Ha a bázis–emitter átmenet záró irányú előfeszítést kap, akkor egy n-p-n típusú tranzisztornál az n típusú emitter réteg lyukai, ill. a p típusú bázis elektronjai, mint kisebbségi töltéshordozók, egy I_{EB0} emitter–bázis maradékáramot hoznak létre.

Hasonló módon a bázis–kollektor átmenetet záró irányban előfeszítve az átmeneten a kisebbségi töltéshordozók alkotta I_{CB0} kollektor–bázis maradékáram folyik. Fontos megfigyelni, hogy az I_{EB0} és az I_{CB0} maradékáramok az átmenetek lezárása mellett mérhetőek, miközben a tranzisztor harmadik elektródáját szabadon hagyjuk.

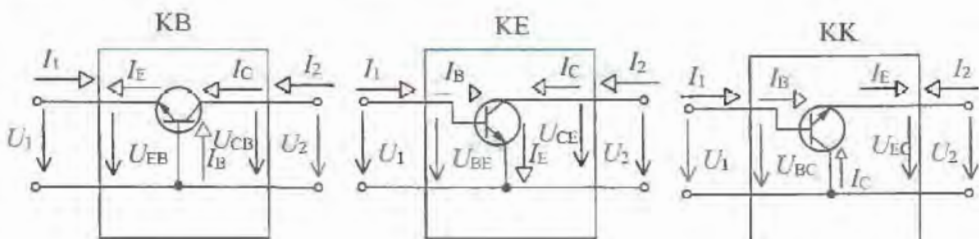
A két maradékáram közül az I_{CB0} üzemszerű viszonyok között is folyik, hiszen a tranzisztor működéséhez a bázis és kollektor közé zárófeszültséget kell kapcsolni.

A kisebbségi töltéshordozók száma erősen függ a hőmérsékletől, ezért a **maradék-áramok is erősen hőmérsékletfüggőek**.

A tranzisztor harmadik maradékárama az emitter és a kollektor között folyó I_{CE0} áram, amely a kollektor–emitterrétegek üzemszerű előfeszítése mellett mérhetőek, ha a bázist szabadon hagyjuk. Ezt a maradékáramot eltérően az I_{EB0} és az I_{CB0} áramoktól – a többségi töltéshordozók hozzák létre. Az emitterrétegből az elektronok a nyitott E–B átmeneten keresztül a bázisba kerülnek. Innen nagy részük sodródási áram formájában átjut a zárt B–C átmeneten, létrehozva az I_{CE0} áramot. Kisebbségi részük a bázisban lévő lyukakkal rekombinálódik. Mivel a bázist szabadon hagyjuk, így a rekombinálódó lyukakat csak a kollektorból az I_{CB0} árammal átkerülő lyukak tudják pótolni.

A maradékáramok katalógusokban közölt értékeit figyelembe véve megállapítható, hogy a p-n-p tranzisztorok maradékáramai jóval nagyobbak, mint az n-p-n tranzisztoroké, másrészt bármilyen típusú tranzisztróról van szó, az I_{CE0} maradékáram legalább egy nagyságrenddel nagyobb, mint a másik két maradékáram.

A tranzisztort, mint erősítőeszközt, négy-pólusként használjuk. Attól függően, hogy melyik kivezetését tekintjük közösnek a be- és kimenet szempontjából, használhatjuk a tranzisztort közös emitteres (KE), közös bázisú (KB), és közös kollektoros (KK) kapcsolásban, amelyeket a 2.31. ábra mutat.



2.31. ábra. A tranzisztor alapkapcsolásai

Fontos megjegyezni, hogy a tranzisztor fizikai működése teljesen független attól, hogy milyen alapkapcsolásban használjuk. A tranzisztorok gyakorlati alkalmazása szempontjából leginkább a közös emitteres kapcsolásnak van jelentősége, ezért a további vizsgálataink főleg erre vonatkoznak.

A B–E nyitó irányú és a B–C záró irányú előfeszítés mellett a tranzisztoron egyenáramok folynak. Az egyes rétegek áramainak összefüggését a tranzisztor **alapegyenletei** írják le, az elektródák feszültségei és áramai közötti kapcsolatokat pedig a tranzisztor jelleggörbéi adják meg.

A közös emitteres kapcsolás alapegyenlete a működés megismerése során felírt $I_E = I_C + I_B$ összefüggésből adódik, az I_{CB0} figyelembevételével $I_C = I_E - I_B - I_{CB0}$, tehát a kollektorba az emitteráram és a bázisáram különbsége jut, kiegészülve a maradékárammal.

Mivel a KE-s négy-pólus bemeneti árama a bázisáram, kimeneti árama pedig a kollektoráram, így célszerű bevezetni a két áram viszonyára jellemző **egyenáramú áramerősítési tényezőt**:

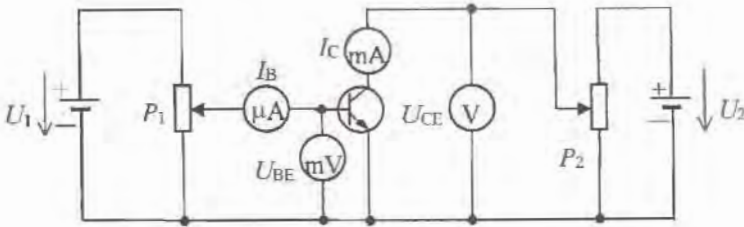
$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

Ezt felhasználva a **KE-s kapcsolású tranzisztor alapegyenlete** így is felírható:

$$I_C = B \cdot I_B + B \cdot I_{CB0} = B \cdot I_B + I_{CE0}$$

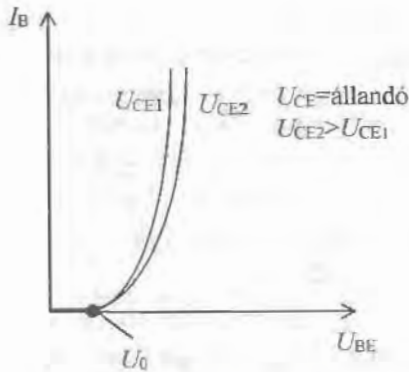
A KE kapcsolású tranzisztort, mint négy-pólust, az I_B és az I_C egyenáramok, valamint az U_{BE} és U_{CE} egyenfeszültségek jellemzik. A négy adat összefüggését

páronként négy jelleggörbe jellemzi. A jelleggörbék felvétele a 2.32. ábrán látható kapcsolásban történhet.



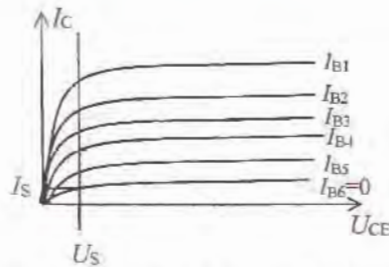
2.32. ábra. Mérőkapcsolás a jelleggörbék felvételéhez

A KE tranzisztor bemeneti jelleggörbéje a 2.33. ábra szerinti.



2.33. ábra. A tranzisztor bemeneti jelleggörbéje

A jelleggörbe a két bemeneti mennyiség közötti összefüggést mutatja, különböző értékű kollektorfeszültségek mellett. Megállapítható, hogy a bemeneti mennyiségek kevésbé függenek az U_{CE} feszültség változásától, tehát ennek a kimeneti mennyiségnek a visszahatása gyakorlatilag elhanyagolható. A jelleggörbe könyökpontjához tartozó U_o (az indexben szereplő o betű jelentése: open-nyitva) feszültségnél kinyit a tranzisztor és ezt követően az U_{BE} feszültség már alig változik, miközben a bázisáram széles tartományban változhat. A nyitófeszültség értéke Si alapanyagú (többnyire n-p-n) tranzisztornál kb. 0,7 V, Ge alapanyagúnál (általában p-n-p) kb. 0,2 V. A 2.34. ábrán látható **kimeneti jelleggörbe** az U_{CE} - I_C mennyiségek közötti kapcsolatot ábrázolja, különböző bázisáramok mellett. A jelleggörbe menete jól nyomon követhető az alapegyenlet alapján: $I_C = B \cdot I_B + I_{CE0}$.



2.34. ábra. A tranzisztor kimeneti jelleggörbéje

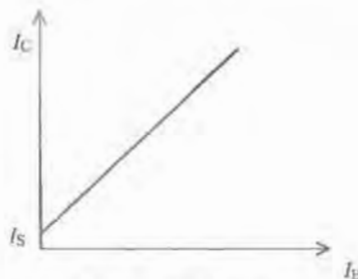
Ha az I_B áram állandó, akkor I_C értéke is állandó, amennyiben a feszültség-visszahatás (U_{CE} -től való függés) elhanyagolható. A visszahatás elhanyagolása nélkül a jelleggörbe kissé emelkedő jellegű. Az egyenletből az is kiderül, hogy ha $I_B = 0$, akkor $I_C = I_{CE0}$. Bemeneti áram nélkül – a bázist szabadon hagyva –, tehát a kollektoráramot az I_{CE0} maradékáram adja. Ezt az áramot **szaturációs** (telítési) **áramnak**, vagy maradékáramnak nevezzük (I_S).

A jelleggörbe ezen szakaszából levonható az a következtetés, hogy a **bázisárammal, mint bemeneti mennyiséggel, meghatározható a kimeneti kollektoráram nagysága.**

A jelleggörbe kezdeti szakasza olyan U_{CE} feszültségekhez tartozik, amelyek mellett még nem tud kialakulni a B–E közötti nyitó és a B–C közötti zárófeszültség, tehát még nem működik a tranzisztor. Ezek a feszültségek a görbék könyökpontjaihoz tartozó U_S **szaturációs** (telítési) **feszültségek**, vagy másképpen maradékfeszültségek.

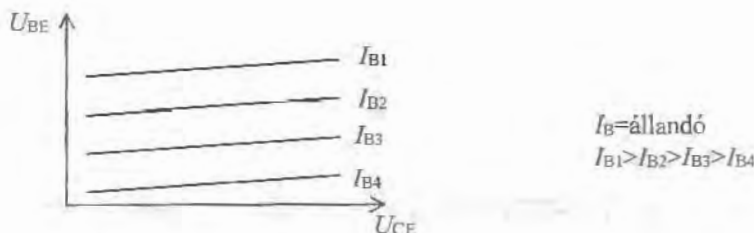
A közös emitteres kapcsolás **transzfer jelleggörbéi** az I_C – I_B áramok és az U_{CE} – U_{BE} feszültségek összefüggését adják meg.

A 2.35. ábrán látható I_C – I_B jelleggörbéi tulajdonképpen az alapegyenletet ábrázolja, amely szerint az I_C és az I_B közötti összefüggés lineáris, az arányossági tényező az egyenáramú áramerősítési tényező. A jelleggörbe kezdőpontja az alapegyenlet szerint az $I_B = 0$ áram mellett mérhető $I_C = I_{CE0}$. A jó minőségű tranzisztoroknál elhanyagolható feszültségvisszahatás miatt a jelleggörbe eltolódása elhanyagolható mértékű, így gyakorlatilag elegendő egyetlen jelleggörbe a két áram közötti összefüggés jellemzésére.



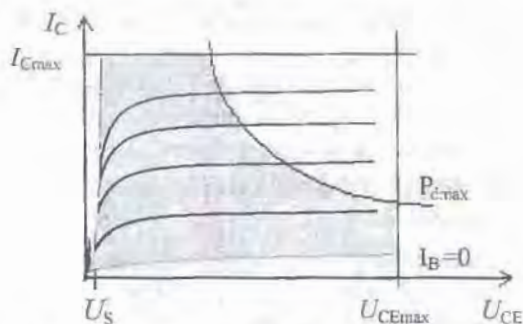
2.35. ábra. A tranzisztor I_C – I_B jelleggörbéje

A 2.36. ábra szerinti U_{CE} - U_{BE} jelleggörbe azt mutatja, hogy az emitteráram állandó értéken tartásához, U_{CE} változtatása esetén mekkora U_{BE} változtatás szükséges. Végeredményben tehát ebből a jelleggörbéből a feszültség-visszahatás értékére következtethetünk.



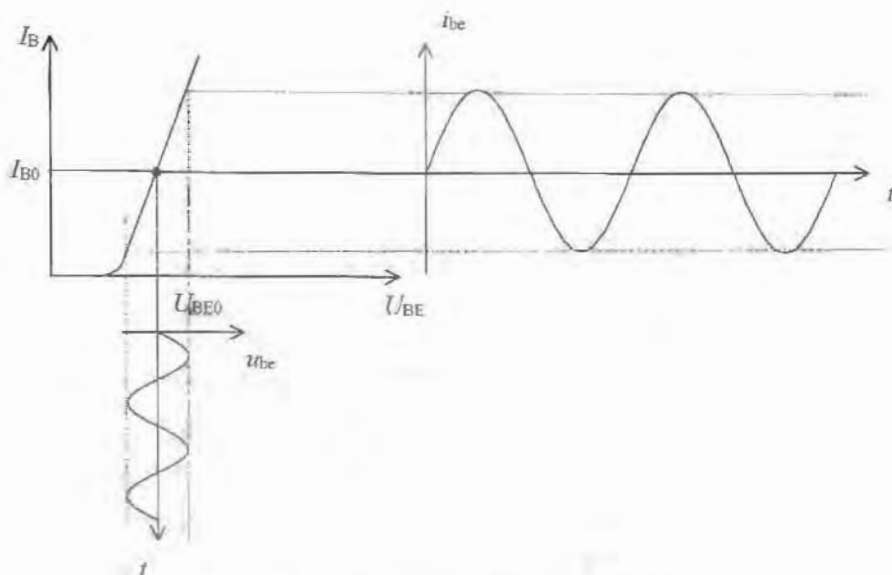
2.36. ábra. A tranzisztor U_{CE} - U_{BE} jelleggörbéje

A kimeneti jelleggörbével meghatározhatók azok a határértékek, amelyeken belül a tranzisztor tönkremenetel nélkül működtethető. A 2.37. ábrán jelölt U_{CEmax} és I_{Cmax} értékeket meghaladva a tranzisztor rétegei átütnek, elégnek, így ezek semmiképpen nem léphetők túl. A tranzisztoron az U_{CE} feszültségből és a rajta átfolyó I_C áram szorzatából számítható teljesítménnyel arányos hőmennyiség keletkezik. Ezt kell a tranzisztornak hősugárással vagy hővezetéssel leadnia a környezetének. Ez a hőátadás a **disszipáció**. A tranzisztor méretétől, tokozásától, a környezet hőelvezető képességétől stb. függő mértékben képes disszipálni. Ez a P_{dmax} max. disszipáció sem léphető túl a tranzisztor károsodása nélkül. A határt a P_{dmax} görbéje mutatja. Hűtőfelület alkalmazásával a környezetnek átadható disszipációs teljesítmény növekszik, így a tranzisztor nagyobb teljesítményre vehető igénybe. A tranzisztor a szaturációs határvonal és az $I_B = 0$ görbe alatt nem működik, így ezek az értékek is működési határt jelentenek.



2.37. ábra. A tranzisztor működési határai

A jelleggörbékéből jól látható, hogy a tranzisztor nemlineáris négypólus. Az erősítő-eszközökkel szemben támasztott alapvető követelmény azonban az, hogy a kimeneti mennyiségek változása arányos legyen a bemeneti mennyiségek változásával, vagyis lineáris legyen az eszköz. Ez az ellentmondás a tranzisztoroknál úgy hidalható át, ahogyan azt a 2.38. ábra szemlélteti a bemeneti jelleggörbén.

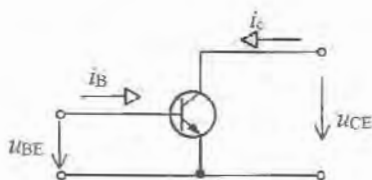


2.38. ábra. A tranzisztor kisjelű vezérlése

Az ábra a tranzisztor **kisjelű vezérlését** mutatja, ami a következőket jelenti:

- az egyébként nemlineáris jelleggörbénak azon a szakaszán, amely a leginkább egyenes, kiválasztunk egy munkapontot. Ezt az U_{BE0} - I_{B0} értékpár jellemzi, amelyeket munkaponti bázis-emitter feszültségnek, ill. munkaponti bázisáramnak nevezünk,
- a munkapont környezetében vezéreljük a bemeneti feszültséggel a tranzisztort. Ha a bemeneti vezérlő feszültség amplitúdóját kis értéken tartjuk, akkor a jelleggörbénck csak rövid szakaszát vesszük igénybe, amely **jó közelítéssel egyenesnek tekinthető. Kisjelű vezérlés esetén a tranzisztort lineáris négypólusként kezeljük.**

A KE-es négypólus jellemzésére a h paraméteres egyenletrendszert használjuk. A paraméterek kisbetűvel való jelölése utal arra, hogy a tranzisztor – mint négypólus – váltakozó áramú jellemzéséről van szó.



2.39. ábra. Közös emitteres négypólus

A 2.39. ábra jelöléseit – amplyek váltakozó mennyiségeket jelentenek – használva a paraméteres egyenletrendszer

$$u_{BE} = h_{11} \cdot i_B + h_{12} \cdot u_{CE},$$

$$i_C = h_{21} \cdot i_B + h_{22} \cdot u_{CE}.$$

A h_{11} paraméter a **tranzisztor rövidzárási bemeneti impedanciája**:

$$h_{11} = \left. \frac{u_{BE}}{i_B} \right|_{u_{CE} = 0}$$

A h_{12} paraméter a **tranzisztor üresjárású feszültség-visszahatása**:

$$h_{12} = \left. \frac{u_{BE}}{u_{CE}} \right|_{i_B = 0}$$

A tranzisztor működésének vizsgálatakor láttuk, hogy a kollektor-emitter feszültség gyakorlatilag nem hat vissza a bemenetre, ezért a h_{12} paraméter elhanyagolható.

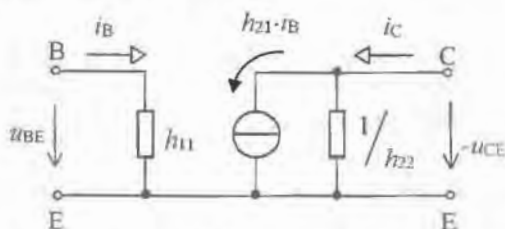
A h_{21} paraméter a **tranzisztor rövidzárási áramerősítési tényezője** (amit korábban gyakran a tranzisztor bétájának hívtak és β -val jelölték.)

$$h_{21} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{u_{CE} = 0}$$

A h_{22} paraméter a **tranzisztor üresjárású kimeneti vezetése**:

$$h_{22} = \left. \frac{i_C}{u_{CE}} \right|_{i_B = 0}$$

A h paramétereket felhasználva a **tranzisztor működését modellezhetjük egy áramkörrel, amit a közös emitteres tranzisztor h paraméteres helyettesítő képének nevezünk**. Ezt mutatja a 2.40. ábra.

2.40. ábra. A tranzisztor h paraméteres helyettesítő képe

A helyettesítő kép felrajzolásakor felhasználtuk azt a tényt, hogy a jó minőségű tranzisztoroknál a h_{12} feszültség-visszahatás paraméter elhanyagolható.

Az első h paraméteres egyenlet szerint a tranzisztor B–E közötti u_{BE} feszültséget a h_{11} bemeneti impedancián átfolyó i_B áram hozza létre. Ezt tükrözi a helyettesítő kép bemeneti köre.

A második h paraméteres egyenlet szerint az i_C áram két részarám eredője: az egyik részarám a bázisáram h_{21} -szerese, a másik pedig az u_{CE} feszültség által a kimeneti vezetésen létrehozott áram. A helyettesítő kép kimeneti köre így egy ideális áramgenerátor és a kimeneti vezetés párhuzamos kapcsolásából áll.

A tranzisztor h paramétereinek szokásos értékei:

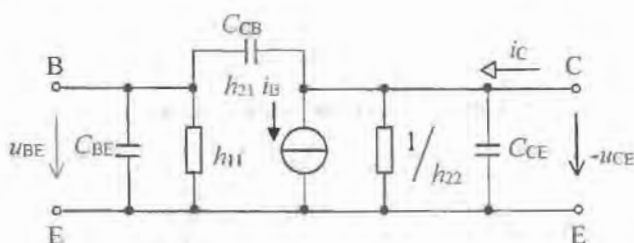
$$h_{11} = 1\text{--}10 \text{ k}\Omega,$$

$$h_{21} = 30\text{--}1000,$$

$$h_{22} = 10\text{--}100 \text{ }\mu\text{S} \text{ (tájékoztató adatok).}$$

Nagyon fontos megjegyezni, hogy a **h paraméterek munkapontfüggők**. Más-más munkapontban más-más h paraméterértékek jellemzik a tranzisztor.

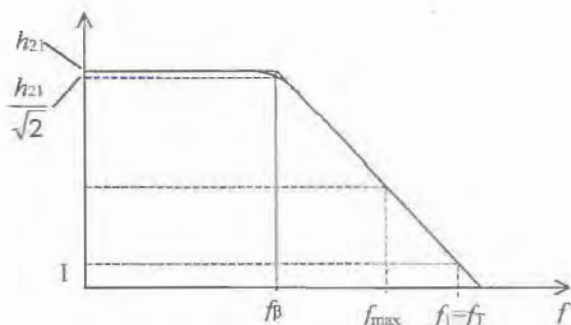
Ha a tranzisztor vezérlő u_{BE} feszültség frekvenciája a nagyfrekvenciás tartományba csúszik (10–100 MHz felett), akkor figyelembe kell venni a tranzisztor elektródái között jelentkező kapacitásokat is. Ezek a p-n átmenetek belső kapacitásainak elektródákon jelentkező eredői. A kapacitásokkal kiegészített nagyfrekvenciás helyettesítő képet mutatja a 2.41. ábra.



2.41. ábra. A tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe

Az elektródák közötti kapacitások a frekvencia növekedésével egyre inkább csökkentik a tranzisztor vezérelhetőségét, végeredményben az áramerősítési tényező értékét. Erre példaként vizsgáljuk meg a C_{BE} kapacitás hatását: a frekvencia növekedésével a C_{BE} egyre kisebb kapacitív reaktanciát képviselve sőtöli a h_{11} -et, csökkentve ezzel a bemeneti ellenállást. A csökkenő bemeneti ellenállás miatt viszont ugyanakkora kimeneti áram létrehozásához egyre nagyobb bemeneti áram szükséges, tehát csökken az áramerősítési tényező.

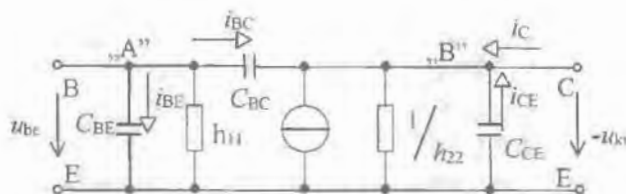
Az áramerősítési tényező frekvenciafüggését a 2.42. ábra mutatja. A katalógusokban is megtalálható jellemző frekvenciaértékek a következők:



2.42. ábra. A tranzisztor határfrekvenciái

- f_{β} határfrekvencia. Az a frekvenciaérték, ahol a h_{21} áramerősítési tényező (más néven β) $\sqrt{2}$ -ed részére csökken,
- f_1 és f_T (tranzit) frekvencia. A két frekvenciát két különböző mérési módszerrel határozzák meg, ez indokolja különböző elnevezésüket. Mindkettőt az a frekvenciát jelenti, ahol $h_{21} = 1$ értékre csökken,
- f_{\max} határfrekvencia azt a frekvenciát jelenti, amelyen a teljesítményerősítés egységnyi. E frekvencia felett a tranzisztor már nem erősít.

A tranzisztorokkal felépített áramkörök frekvenciafüggő viselkedésének vizsgálatakor a 2.41. ábrán felrajzolt helyettesítő kép a ki- és a bemenet között lévő C_{BC} kapacitás miatt igen nehezen alkalmazható. A nagyfrekvenciás helyettesítő képet ezért úgy alakítjuk át, hogy valamennyi kapacitás a bemeneten, ill. a kimeneten legyen figyelembe vehető. Ehhez az átalakításhoz a 2.43. ábra helyettesítő képét használjuk, ahol csak az áramokat jelöltük, amelyek a kapacitásokon folynak a nagyfrekvenciás tartományban.



2.43. ábra. A C_{BC} hatása

A jelölt áramokra a következő összefüggések írhatók fel:

$$i_{be} = \frac{u_{be}}{X_{C_{be}}} = u_{be} \cdot \omega \cdot C_{be}; \quad i_{BF} = \frac{u_{be}}{X_{C_{BE}}} = u_{be} \cdot \omega \cdot C_{BE};$$

$$i_{BC} = \frac{|u_{ki} + u_{be}|}{X_{C_{BC}}} = |u_{ki} + u_{be}| \cdot \omega \cdot C_{BC} = u_{be} \cdot (|A_u| + 1) \cdot \omega \cdot C_{BC}.$$

Az A pontra felírható Kirchhoff-egyenlet $i_{be} - i_{BE} - i_{BC} = 0$

Behelyettesítve az áramok kifejezéseit és átrendezve az egyenletet:

$$u_{be} \cdot \omega \cdot C_{be} = u_{be} \cdot \omega \cdot C_{BE} + (|A_u| + 1) \cdot u_{be} \cdot \omega \cdot C_{BC};$$

$$C_{be} = C_{BE} + (|A_u| + 1) \cdot C_{BC}.$$

A bemeneten tehát a B–E kapacitással párhuzamosan jelentkeznek a B–C kapacitás $(|A_u| + 1)$ -szorososa. Ez utóbbi kapacitást **Miller-kapacitásnak** nevezzük:

$$C_M = (|A_u| + 1) \cdot C_{BC}.$$

Mivel az erősítés általában sokkal nagyobb, mint 1, ezért $C_M \cong |A_u| \cdot C_{BC}$.

Így a bemeneti kapacitás $C_{be} = C_{BE} + C_M$.

Hasonlóképpen vizsgálható a B–C kapacitás hatása a kimenetre is:

$$i_{ki} = \frac{u_{ki}}{X_{C_{ki}}} = u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{ki}; \quad i_{CE} = \frac{u_{ki}}{X_{C_{CE}}} = u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{CE};$$

$$i_{BC} = \frac{|u_{ki} + u_{be}|}{X_{C_{BC}}} = u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{BC} \cdot \left(1 + \frac{1}{|A_u|}\right).$$

Ha az erősítés nagy, akkor $i_{BC} = u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{BC}$.

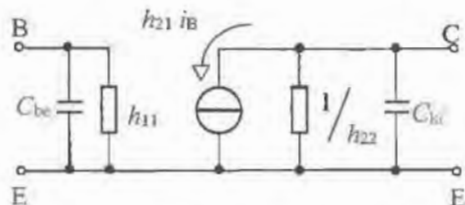
Felírva a Kirchhoff egyenletet a B pontra $i_{ki} + i_{CE} + i_{BC} = 0$.

Behelyettesítve és rendezve $-u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{ki} + u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{BC} + u_{ki} \cdot \omega \cdot C_{CE} = 0$,

$$C_{ki} = C_{BC} + C_{CE}.$$

A B–C kapacitás tehát a kimeneten egyszeres értékkel jelenik meg, a C–E kapacitással párhuzamosan.

Felhasználva a kiszámított be- és kimeneti kapacitásokat a tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe a 2.44. ábra szerinti



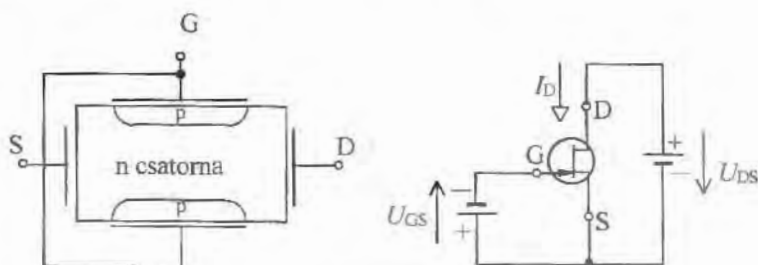
2.44. ábra. A tranzisztor be- és kimeneti kapacitásai

2.3.2. Unipoláris tranzisztorok

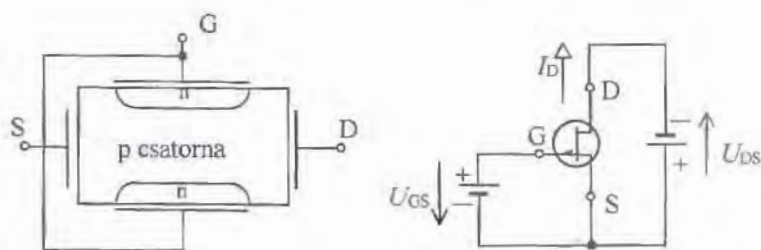
Az unipoláris tranzisztorok **térvezérlésű tranzisztorok**. Rövid elnevezésük **FET** (*Field Effect Transistor*). Az ilyen tranzisztor kimeneti áramának nagyságát a bemeneti feszültséggel létrehozott **villamos tér** határozza meg.

Felépítésüket tekintve két alaptípusuk a zárórétcses térvezérlésű és a szigetelt vezérlőelektródás térvezérlésű tranzisztor.

A **záróréteges térvezérlésű tranzisztor** (JFET- Junction FET) elvi felépítését, jelképi jelölését és a működéshez szükséges feszültségek polaritásait a 2.45. ábra mutatja n csatornás és a 2.46. ábra p csatornás FET esetén.



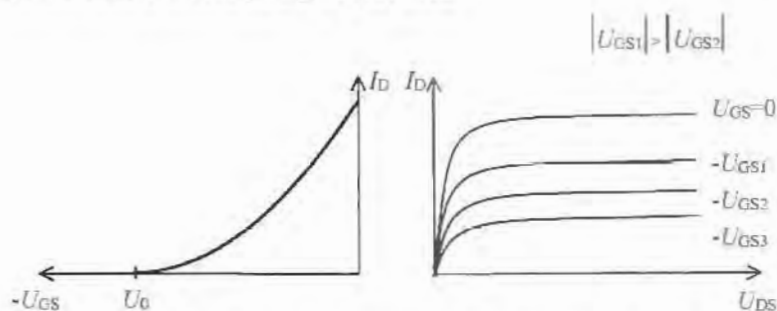
2.45. ábra. Az n csatornás JFET



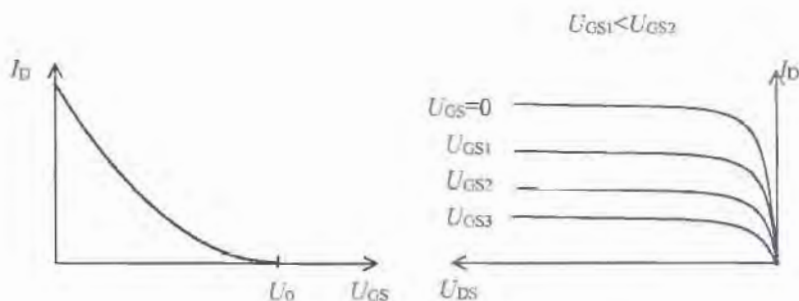
2.46. ábra. A p csatornás JFET

Az n, vagy p típusúra adalékolt kristály két oldalán a gyártás során ellentétes adalékoltaságú rétegeket hoznak létre. Ezeket közösített kivezetéssel látják el, amely az eszköz vezérlő elektródája lesz. Elnevezése G- **Gate-** (kapu-) elektróda. A kristály végére is kivezetéseket készítenek, kialakítva így egy áramvezető csatornát. Ezen kivezetések az S- **Source-** (forrás-), ill. a D- **Drain-** (nyelő-) elektróda. Ha a kivezetések közé az ábrán feltüntetett polaritású feszültségeket kapcsoljuk, akkor a G-elektroda félvezető rétege és a csatorna között lévő p-n átmenetet záró irányban feszítjük elő. A záró irányú U_{GS} feszültség változtatásával változik a kiürített réteg szélessége is, így az áramvezető csatorna keresztmetszete. A keresztmetszet változásával viszont változik a csatorna áramvezető képessége is és így a forrás- és a

nyelőelektróda között folyó I_D áram nagysága is. Egy adott nagyságú U_{DS} feszültség mellett akkor folyik a legnagyobb áram a csatornán, ha $U_{GS} = 0$, mert ilyenkor legnagyobb a csatorna keresztmetszete. A U_{GS} feszültséget záró irányba növelve csökken a csatorna keresztmetszete, mert növekszik a kiürített réteg szélessége. Ezzel együtt viszont csökken az I_D áram is. Egy adott nagyságú U_{GS} zárófeszültség mellett olyan széles kiürített réteg alakul ki két oldalról a csatornában, hogy ezek összeérnek és így a csatorna elzáródik, az áram megszűnik. Ez az U_0 elzáródási feszültségnél következik be. A leírt áramváltozást mutatja n csatornás FET esetén a 2.47. ábra, p csatornás eszköz esetén pedig a 2.48. ábra.



2.47. ábra. Az n csatornás JFET jelleggörbéje

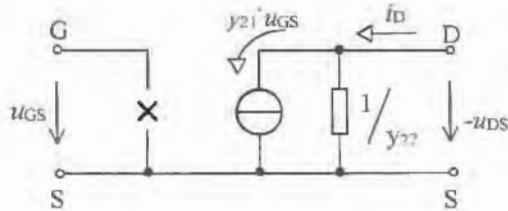


2.48. ábra. A p csatornás JFET jelleggörbéje

Az U_{DS} - I_D összefüggést ábrázoló jelleggörbesereg a FET kimeneti jelleggörbéje. A jelleggörbét elemezve látható, hogy a záró irányú U_{GS} növelésével egyre csökken az I_D áram.

Végeredményben tehát az U_{GS} feszültség lezárt p-n átmeneteken keresztül vezérli az I_D áramot. A lezárt p-n átmenet miatt a G elektródán gyakorlatilag nem folyik áram. A FET vezérléséhez tehát **nem szükséges teljesítmény**. A G elektródán csak a lezárt p-n átmenet kisebbségi töltéshordozóinak árama folyik, ami 10^{-9} - 10^{-12} A nagyságrendű.

A JFET-et erősítőeszközként használva kiválasztunk a jelleggörbén egy munkapontot, amelynek környezetében való kisjelű vezérlés esetén a FET lineáris négyfókusnak tekinthető. Helyettesítő képe ilyenkor a 2.49. ábra szerinti. Az ábrán jelölt kisbetűs mennyiségek váltakozó áramok és feszültségek.



2.49. ábra. A JFET helyettesítő képe

A G-S elektródák között nem folyik áram, ez a helyettesítő képen szakadással jellemezhető. Az y_{21} paraméter a FET **meredeksége**, az y_{22} pedig a FET **kimeneti vezetése**.

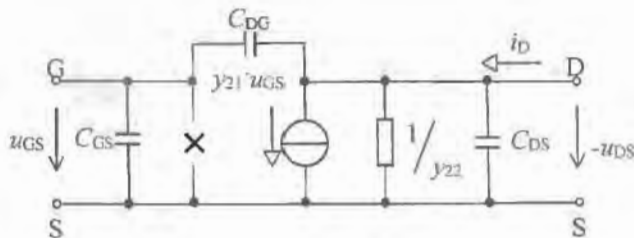
A meredekség értelmezése: egységnyi U_{GS} feszültség hatására létrejövő I_D áramváltozás.

Típusos értékek: $y_{21} = 1-15 \text{ mA/V}$,

$$y_{22} = 10-300 \text{ } \mu\text{S (tájékoztató adatok).}$$

Mindkét paraméter értékét a katalógusokban találjuk meg.

A nagyfrekvenciás tartományban a helyettesítő kép kiegészül az elektródák közötti kapacitásokkal. A bipoláris tranzisztornál megismertek szerint eljárva a C_{DG} kapacitás átszámítható a bemenetre és a kimenetre. A helyettesítő képet a 2.50. ábra mutatja.



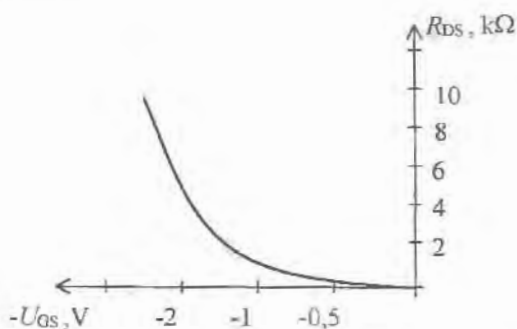
2.50. ábra. A JFET nagyfrekvenciás helyettesítő képe

A FET erősítőeszközként való alkalmazásán túl igen gyakori a **feszültségvezérelt ellenállásként** való felhasználás. Ha az U_{DS} feszültséget állandó értéken tartjuk, akkor a csatorna ellenállása

$$R_{DS} = \frac{U_{DS}}{I_D},$$

amelynek tipikus értéke 20–500 Ω .

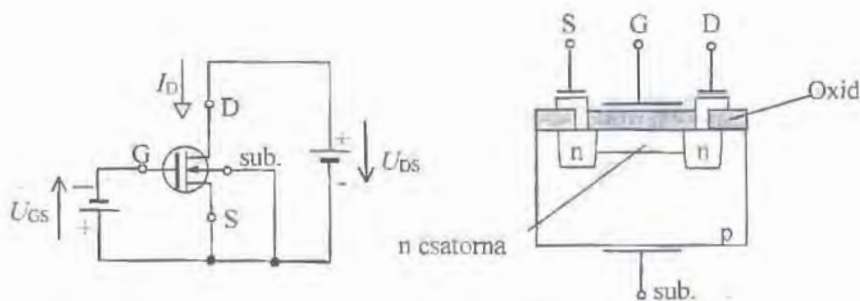
Az I_D áram értéke viszont az U_{GS} feszültséggel állítható, így tehát a csatorna-ellenállás is. A két mennyiség összefüggését mutatja a 2.51. ábra.



2.51. ábra. A JFET csatorna-ellenállása

A **szigetelt vezérlőelektródás tervezérlésű tranzisztor**, vagy másképpen MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor*: fém-oxid-félvezető) két alaptípusa a növekményes MOSFET és a kiürítéses MOSFET. Mindkét típusból készítenek n és p csatornás változatot is.

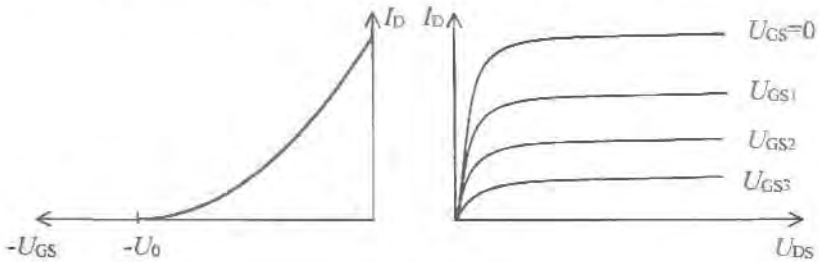
Egy **kiürítéses** n csatornás MOSFET szerkezetének vázlatát, jelképi jelölését és a működéshez szükséges feszültségek polaritását mutatja a 2.52. ábra.



2.52. ábra. Kiürítéses n csatornás MOSFET

A tranzisztor kialakítása egy p típusú kristályon történik. Ez a szubsztrát (hordozó). Az ebben kialakított n típusú áramvezető csatornát az igen jó szigetelőként viselkedő oxid-réteggel elszigetelik a G-elektrodától. A D–S elektrodák közé kapcsolt feszült-

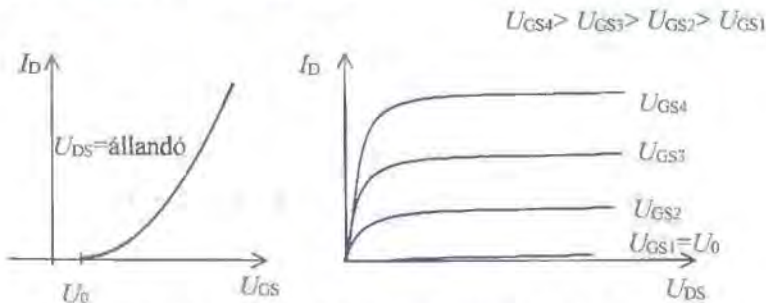
ség hatására az n csatorna szabad elektronjai a pozitív feszültségű drain elektróda felé mozogva létrehozzák az I_D drain-áramot. Ha az elszigetelt G elektródára negatív feszültséget kapcsolunk, akkor elektronok halmozódnak fel rajta. Ezek mennyisége a feszültség nagyságától függ. A **töltésmegosztás** miatt a szigetelőréteg másik oldalán lévő n csatornában ugyanannyi pozitív töltés jön létre, mint amennyi negatív töltés halmozódott fel a G elektródán. Az így létrehozott pozitív töltések rekombinálják az n réteg töltéshordozóit, ezért csökken a csatorna szabad töltéshordozóinak száma, vagyis az I_D áram. Az U_{GS} feszültséget növelve egyre több szabad töltéshordozó rekombinálódik, egyre inkább kiürül a csatorna. Innen kapta a kiürítéses MOSFET elnevezést a tranzisztor. Megfelelően nagy U_{GS} feszültség mellett a csatornában megszűnnek a szabad töltéshordozók, ezért megszűnik az áram is. Ez a feszültség az U_0 zárófeszültség. A működés jól követhető a 2.53. ábra jelleggörbéin.



2.53. ábra. Az n csatornás kiürítéses MOSFET jelleggörbéi

A p csatornás kiürítéses MOSFET hasonlóképpen működik, de az ellentétesen adalékolt rétegek fordított polaritású feszültségeket igényelnek.

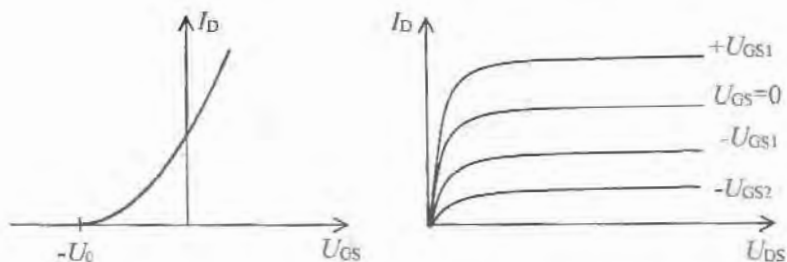
A **növekményes típusú MOSFET-ek** felépítése annyiban különbözik a kiürítésestől, hogy a gyártás során nem hoznak létre áramvezető csatornát a drain- és a source-elektrodák között. Egy ilyen FET felépítését, jelképi jelölését és a szükséges feszültségek polaritását mutatja a 2.54. ábra.



2.54. ábra. Növekményes MOSFET felépítés és jelleggörbéi

A D–S elektródák között úgy jönnek létre szabad töltéshordozók, hogy a G-re kapcsolt pozitív feszültség miatt a töltésmegosztás következtében, a p rétegben, a szigetelő alatt elektronok halmozódnak fel, létrehozva az n csatornát. A csatorna elektronjai az U_{DS} feszültség hatására elmozdulnak, és létrehozzák az I_D áramot. Az áramvezetés az $U_{GS} - U_0$ feszültségnél indul, itt nyit ki a FE1.

Készítenek olyan MOSFET típusokat is, amelyek rendelkeznek áramvezető csatornával, ez azonban kevesebb töltéshordozót tartalmaz, mint a kiürítéses, viszont üzemeltethető kiürítéses és növekményes üzemmódban is. Ezt a típust **kiürítéses/növekményes** (de gyakran helytelenül növekményes) MOSFET-nek nevezik. Egy ilyen n csatornás MOSFET jelleggörbéit mutatja a 2.55. ábra.

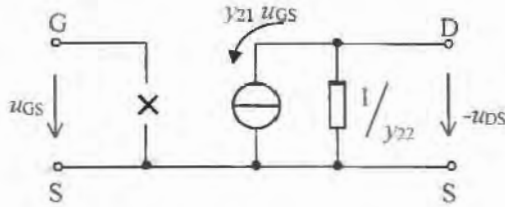


2.55. ábra. Az n csatornás kiürítéses/növekményes MOSFET jelleggörbéi

Ez a FET pozitív U_{GS} feszültségek mellett növekményes, míg negatív U_{GS} feszültségek mellett kiürítéses üzemmódban működik.

Valamennyi MOSFET változatra igaz, hogy a vezérlőelektródán nem folyik áram, hiszen igen jól el van szigetelve az áramvezető csatornától. Ez azt jelenti, hogy a **MOSFET vezérléséhez nincs szükség teljesítményre**. Valóságos bemeneti ellenállása – a szigetelőréteg szivárgási árama miatt – $G\Omega$ (gigaohm!) nagyságrendű, tehát gyakorlatilag végtelennek tekinthető. A nagy bemeneti ellenállás miatt külön figyelmet érdemel a MOSFET kezelése, ugyanis már az elektródák megérintésekor keletkező elektrosztatikus töltések is tönkre tehetik a tranzisztort. Ennek megakadályozására egy rövidzárgyűrűvel ellátva szállítják a gyártók a MOSFET-et, ezt csak beforrasztás után szabad eltávolítani.

Egy adott munkapont környezetében, kisjelű vezérlésre, a MOSFET is lineáris négypólusnak tekinthető, amelynek helyettesítő képe a 2.56. ábra szerinti.



2.56. ábra. A MOSFET helyettesítő képe

Az y_{21} paraméter a meredekség, az y_{22} pedig a kimeneti vezetés.

A paraméterek tipikus értékei: $y_{21} = 5\text{--}10 \text{ mA/V}$,

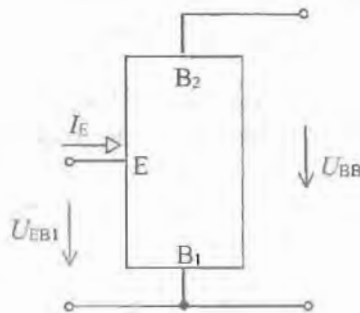
$y_{22} = 50\text{--}100 \text{ }\mu\text{S}$ (tájékoztató adatok).

A MOSFET is használható feszültséggel vezérelt ellenállásként. Tipikus csatornaellenállása a drain- és a source-elektrodák között: $100\text{--}800 \text{ }\Omega$.

2.4. Egyéb félvezető eszközök

2.4.1. Egyrétegű tranzisztor

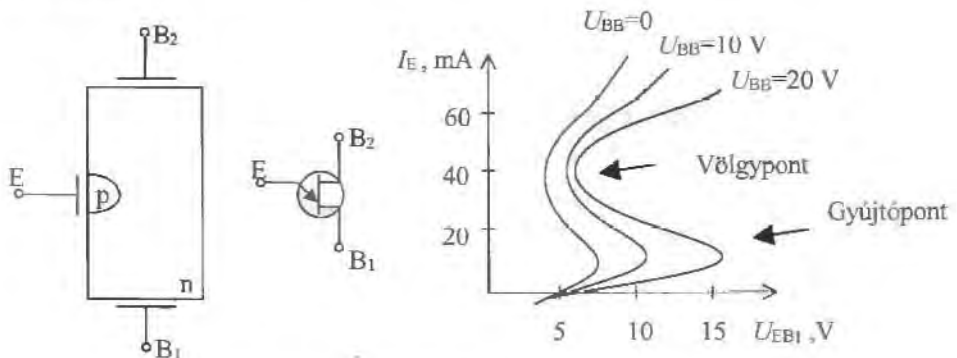
Ezt a félvezető eszközt **UJT**-nek (Unijunction Transistor), vagy más néven kétbázisú diódának hívjuk. A felhasználás szempontjából fontos jellemzői a 2.57. ábrán követhetők.



2.57. ábra. Az UJT elektródái, feszültségei és árama

Az UJT az E emitterelektródán keresztül begyűjthető (bekapcsolható), ha az U_{EB1} feszültséget egy meghatározott érték fölé emeljük. Az UJT-ban ilyenkor hirtelen lecsökken az emittere és a B_1 bázisa közötti feszültség, miközben az I_E emitteráram jelentősen megnő. Azt a feszültséget, amelynél a gyújtás bekövetkezik, a két bázis közé kapcsolt U_{BB} feszültséggel lehet beállítani.

A kikapcsolás úgy történik, hogy az I_E emitteráramot kis értékűre csökkentjük. Az UJT fizikai felépítése, jelképi jelölése és a működést leíró jelleggörbe a **2.58.** ábrán látható.

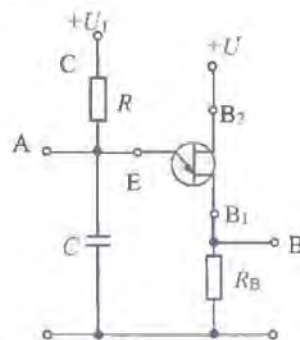


2.58. ábra. Az UJT felépítése, jelölése és jelleggörbéje

Az n típusúra adalékolt szilíciumkristályban egy kis felületű p-n átmenetet hoznak létre, amelyben a p réteg erősen adalékolt. Ha erre a p-n átmenetre nyitófeszültséget kapcsolunk, akkor $U_{BB} = 0$ V mellett a diódához hasonlóan működik az E– B_1 között. A két bázis közé $U_{BB} > 3$ V-ot kell kapcsolni ahhoz, hogy befolyásolni lehessen vele a gyűjtést. A gyűjtőfeszültség és a bázisok közötti feszültség összefüggése $U_{gyűjtő} = c \cdot U_{BB} + 0,6$ V, ahol a c állandó értéke 0,5 és 0,9 közötti.

Ha az U_{EB1} feszültség meghaladja $U_{gyűjtő}$ értékét, akkor a feszültség hirtelen lecsökken a **völgypontra** és ettől kezdve az U_{EB} csak keveset változik, miközben az I_E áram széles határok között változhat. Ha az I_E áram a völgyponthoz tartozó áram alá csökken, akkor az UJT kikapcsol.

Az UJT alkalmazása szinte kizárólag olyan feladatokhoz kapcsolódik, ahol egy feltöltődött kondenzátort kell a lehető leggyorsabban kisütni. Az erre alkalmas alapkapcsolás a **2.59.** ábra szerinti.



2.59. ábra. Az UJT alapkapcsolása

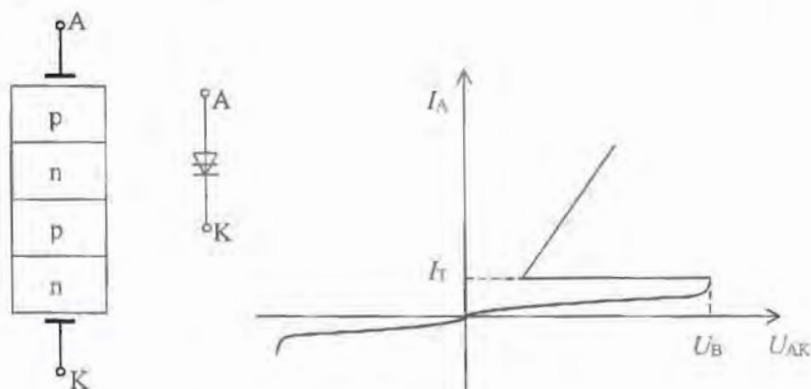
Ha az RC tag kondenzátora töltődés közben eléri a gyűjtőfeszültség értékét, akkor az UJT kinyit, és a nagy I_E áram rövid idő alatt kisüti a kondenzátort. A kisütő emitteráram keresztül folyik az R_B ellenálláson és a kisütés ideje alatt egy feszültségimpulzust hoz rajta létre.

A kapcsolásban rejlő alkalmazási lehetőségek pl.

- a kondenzátor töltődése és gyors kisütése miatt a kapcsolat A pontján közelítőleg fűrészfog alakú feszültség jelenik meg. Így, ha ezt a pontot tekintjük kimenetnek, akkor a kapcsolat egy fűrészjel előállító áramkör (fűrészjel-generátor),
- ha a kapcsolat B pontját használjuk kimenetnek, akkor az itt folyamatosan megjelenő impulzussorozatot hasznosíthatjuk. Az impulzusok közötti időtartam az RC időállandótól függ. Az ilyen impulzussorozat pl. tirisztorok gyűjtására használható,
- ha a C pontot bemenetnek használjuk és U_1 egyenfeszültséget kapcsolunk rá, akkor a bekapcsolást követően egy, az RC tag által meghatározott idő letelte után, a B kimeneten egy feszültségimpulzus jelenik meg. Ez tehát egy időzítő áramkör.

2.4.2. Négyrétegű dióda

Egy szilícium félvezető kristályt négy rétegben adalékolnak a gyártás során p-n-p-n szerkezetre úgy, hogy a középső két réteg sokkal gyengébben adalékol, mint a szélső rétegek. A felépítést, jelképi jelölést és az egyszerűsített jelleggörbét a **2.60.** ábra mutatja.



2.60. ábra. A négyrétegű dióda

Ha az anódra a katódhoz képest pozitív feszültséget kapcsolunk, akkor ez a feszültség a két szélső p-n átmenetet nyitó irányban, a középső p-n átmenet pedig záró

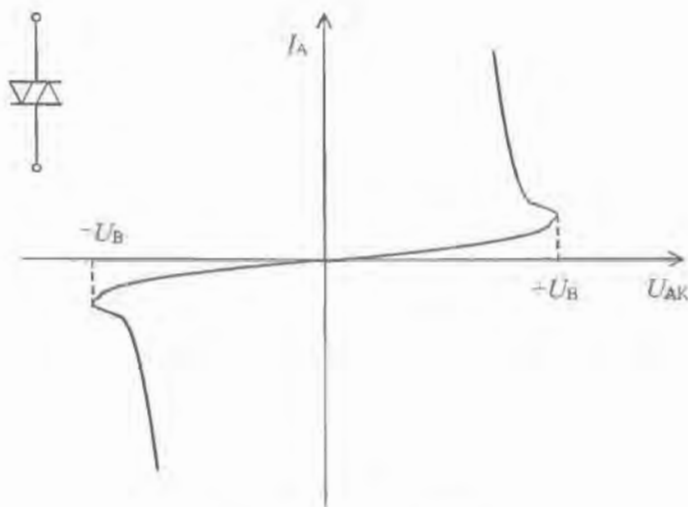
irányban feszíti elő. Így a diódán csak a lezárt p-n átmenet kisebbségi töltéshordozóinak árama folyik keresztül. Ezt mutatja a jelleggörbe kezdeti szakasza is az U_B feszültségig. Az anód–katód feszültség növelése közben elérve az U_B **billenési feszültséget**, a lezárt p-n átmenetben bekövetkezik a Zener- és a lavinaeffektus, vagyis ez a p-n átmenet is vezetővé válik. Ezt követően a dióda áramát és feszültségét már csak a két szélső, nyitott p-n átmenet határozza meg. Ezek úgy viselkednek, mint két sorbakötött, nyitott félvezető dióda, tehát az anód és a katód közötti feszültség 1–2 V közötti érték, az anódáram pedig széles határok között változhat.

A dióda vezetési állapotba történő billentéséhez szükséges feszültség értéke típustól függően $U_B = 15\text{--}90\text{ V}$.

A dióda úgy kapcsolható ki, hogy az áram értékét a jelleggörbén bejelölt I_T **tartóáram** alá csökkentjük. A tartóáram értéke néhányszor 10 mA.

2.4.3. Kétirányú kapcsolódióda – diac

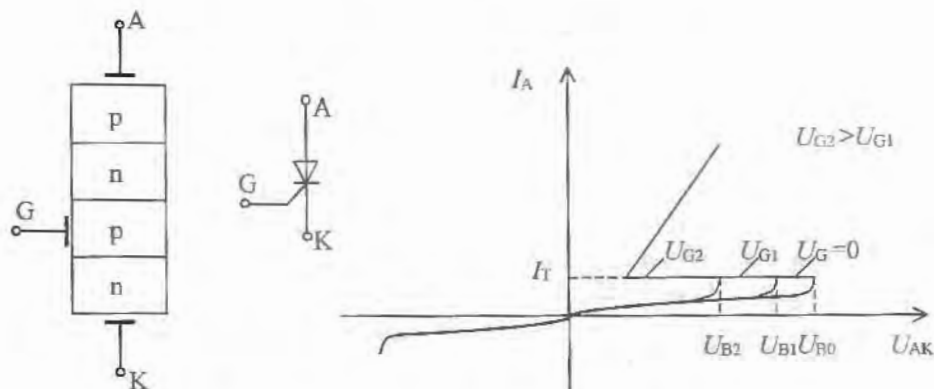
Működését tekintve a diac (diode alternating current switch – dióda váltakozó áram kapcsolására) hasonlóan viselkedik, mint két ellentétes polaritással bekötött (antiparalel kapcsolt) négyrétegű dióda. Az előző pontban megismert jelenség így mind a pozitív, mind pedig a negatív feszültségek tartományában lejátszódik. Jelentős eltérés azonban az, hogy a billenés után nem csökken az U_{AK} feszültség kis értékre, hanem a billenési feszültség közelében marad. A diac jelleggörbéjét mutatja a **2.61.** ábra.



2.61. ábra. A diac jelleggörbéje

2.4.4. Tirisztor

A tirisztor egy vezérlőelektródával (G-gate) ellátott négyrétegű dióda, amelynek szerkezete, jelképi jelölése és jelleggörbéje a 2.62. ábrán látható.



2.62. ábra. A tirisztor felépítése, jelképi jelölése és jelleggörbéje

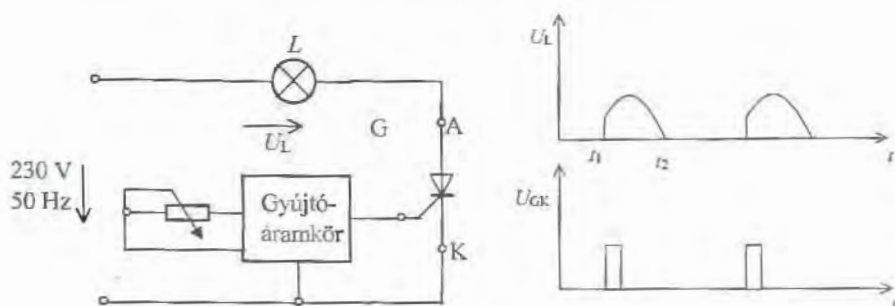
Pozitív anódfeszültség esetén a vezérlőelektródára adott szintén pozitív feszültség csökkenti a középső p-n átmenet lezárását, így már kisebb U_{AK} feszültség mellett bekövetkezik a billenés (gyújtás). Nagyobb U_G vezérlőfeszültség mellett – mivel tovább csökken a középső p-n átmenet záró hatása – még kisebb U_{AK} feszültség szükséges a billenéshez.

Mivel a billenés után a négyrétegű dióda és így a tirisztor is bekapcsolt állapotban marad, a vezérlőfeszültséget nem szükséges tartósan a G elektródán hagyni. A gyújtófeszültség ezért egy pozitív feszültségimpulzus is lehet.

A tirisztor kikapcsolása úgy lehetséges, ha az I_A áramot a tartóáram értéke alá csökkentjük.

A tirisztorokat leggyakrabban váltakozó áramú körökben használjuk teljesítmény szabályozásra. Ilyen feladat pl. egy motor fordulatszám-szabályozása, vagy egy izzólámpa fényerő-szabályozása stb. A 2.63. ábra egy fényerő-szabályozót mutat vázlatosan, jelalakjaival együtt.

A tirisztor csak akkor működhet, ha anódjára pozitívabb feszültség kerül, mint a katódjára. Ezért a szinuszos váltakozófeszültség negatív félperiódusában nem működik a kapcsolás. Innen ered az elnevezése is: félhullámú teljesítményszabályozó. Ez a fényerő-szabályozás szempontjából azt jelenti, hogy legfeljebb csak fél fényerővel lesz képes az izzó világítani.

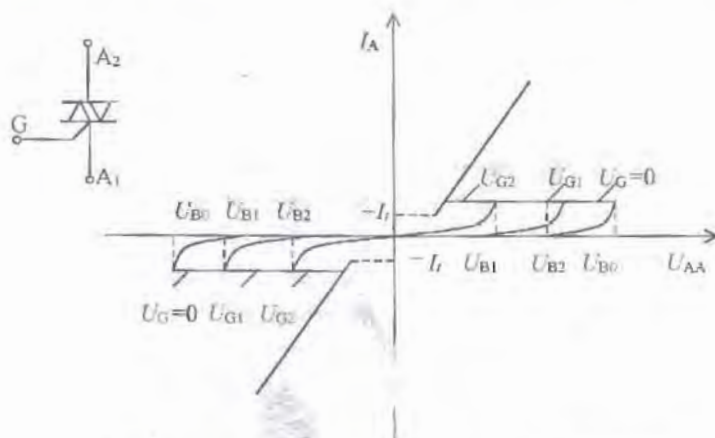


2.63. ábra. Tirisztoros fényerő-szabályozó

A pozitív félperiódusban, abban az időpontban amikor az U_{GK} gyűjtőimpulzus a vezérlőelektódára jut, a tirisztor begyűjt, ezért az U_{AK} feszültsége igen kis értékre (1-2 V) csökken. Gyakorlatilag tehát a vele sorbakapcsolt izzót rákapcsolja a hálózati feszültségre, ezért az izzó világít. Ez az állapot addig marad meg, amíg a szinuszos feszültség pozitív félperiódusa nulla értékre csökken (t_2). Ekkor ugyanis a tirisztor kikapcsol, hiszen anódárama is nullára (a tartóáram alá) csökken. A pozitív félperiódusnak tehát csak egy része jut az izzóra, ezért a fél fényerőhöz képest is csökken a fényerő. A gyűjtőegység potenciométerével szabályozható a t_1 gyűjtési időpont és így a fényerő.

2.4.5. Triac

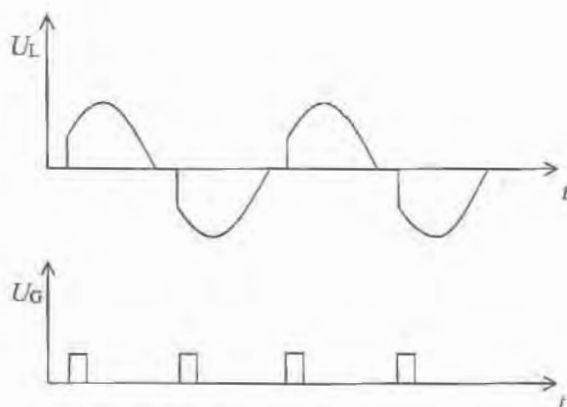
Működését tekintve szimmetrikus tirisztornak tekinthető, amely pozitív és negatív anód-katód feszültségekre is képes bekapcsolni, ha a vezérlőelektrodája gyűjtőfeszültséget kap. A működést leíró jelleggörbe és a jelképi jelölés a 2.64. ábrán látható.



2.64. ábra. A triac jelképi jelölése és jelleggörbéje

A triac kikapcsolása úgy lehetséges, ha rajta átfolyó áramot az I_1 tartóáram alá csökkentjük.

A triacot tulajdonságai alkalmassá teszik teljes hullámú teljesítményszabályozóként való felhasználásra. A 2.63. ábra tirisztorát triacra cserélve (ekkor a gyűjtőkör belső felépítése is más lesz), egy teljes hullámú fényerőszabályozóhoz jutunk. Ennek jelalakjai láthatók a 2.65. ábrán.



2.65. ábra. Teljes hullámú fényerőszabályozó

A jelalakokból jól látható, hogy mindkét félperiódusban begyűjt a triac, így a gyűjtés időpontjának változtatásával a szabályozás a teljes fényerőtől lehetséges.

2.4.6. Optoelektronikai eszközök

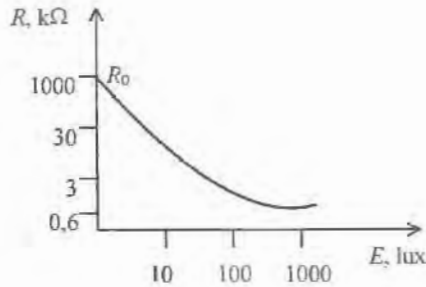
Az optoelektronikai eszközök egy része vevő típusú, más része adó típusú.

A **vevő típusú** eszközök megvilágítás hatására megváltoztatják villamos tulajdonságukat. Ilyen eszközök pl. a fotoellenállás, fotodióda, fototranzisztor, fényelem.

Az **adó típusú** eszközök feszültség, ill. áram hatására optikai jelet állítanak elő. Ebbe a csoportba tartozik pl. a világítódióda, a lézerdióda és a folyadékkristályos kijelző.

Egy adó és egy vevő típusú eszköz összekapcsolását **optocsatolónak** nevezzük.

A **fotoellenállás** olyan félvezető anyagból készül, amelyben a megvilágítás hatására elektronlyuk párok keletkeznek. Ezek száma a megvilágítás erősségétől függ. Mivel a külső feszültség hatására az ellenálláson átfolyó áram a töltéshordozók számától függ, így végeredményben az ellenállás nagyságát a megvilágítás erőssége határozza meg. A két mennyiség közötti összefüggést a 2.66. ábrán látható jelleggörbe adja meg a jellemző értékek feltüntetésével.

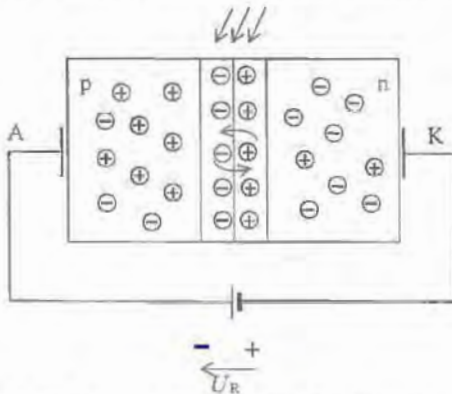


2.66. ábra. A fotoellenállás jelleggörbéje

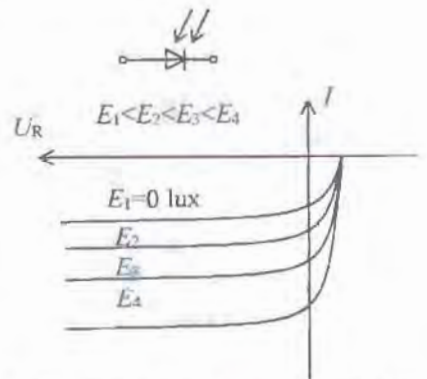
A jelleggörbén R_0 -val jelölt érték a **sötétellenállás**, amely 1 perc sötét után mért ellenállást jelent. A katalógusokban megadott másik ellenállásérték az 1000 lux megvilágításhoz tartozó R_{1000} ellenállás, amely 100Ω és $2,5 \text{ k}\Omega$ közé esik.

A fotoellenállások előzőekben leírt viselkedése a fénynek csak egy meghatározott hullámhosszán igaz, amelyet a félvezető anyaga határoz meg. Készülnek pl. vörös, narancs, zöld, kék színre érzékeny, ill. infravörös hullámokra érzékeny fotoellenállások is.

A **fotodióda** megvilágítható p-n átmenettel rendelkező félvezető eszköz. A **záró irányban** előfeszített dióda kiürített rétegében a fényenergia hatására elektron-lyuk párok keletkeznek. A fényenergia nagysága a megvilágítás erősségétől függ, így a keletkező elektronlyuk párok számát is ez határozza meg. A záró irányú feszültség hatására az elektronok a pozitív feszültségű katód, a lyukak pedig a negatív feszültségű anód felé mozogva áramot hoznak létre, amit a 2.67. ábra mutat. A diódákon eredetileg meglévő kisebbségi töltéshordozók is ilyen irányú áramot hoznak létre, ezért megállapítható, hogy a **megvilágítás a dióda záró irányú áramát növeli**. A 2.68. ábra jelleggörbéje azt mutatja, hogy a fotodióda árama a megvilágítás erősségétől függ, szinte független a zárófeszültség nagyságától.

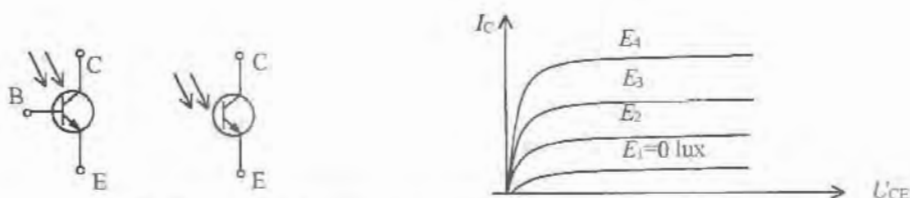


2.67. ábra. A fotodióda felépítése és működése



2.68. ábra. A fotodióda jelleggörbéje

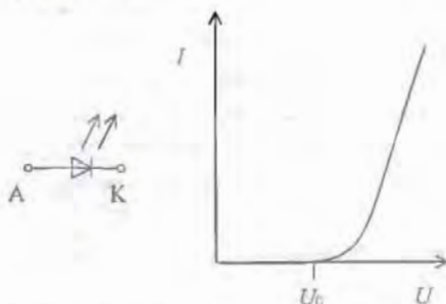
A **fototranzisztor** kiképzése olyan, hogy a lezárt bázis–kollektor átmenete megvilágítható. Az itt keletkező elektron–lyuk párok, mint töltéshordozók, a tranzisztor szempontjából olyanok, mint a bázisáram. Ezt erősíti fel a tranzisztor a 2.3.1. pontban megismert tranzistorhatás miatt a B egyenáramú áramerősítési tényezőjének megfelelően. A fototranzisztor az erősítés miatt ugyanakkorra megvilágítás mellett nagyobb áramot szolgáltat, mint a fotodióda. A kollektoráramnak a megvilágítás erősségétől való függését mutatja a 2.69. ábra. Ugyanitt látható a jelképi jelölés is.



2.69. ábra. A fototranzisztor jelképi jelölése és jelleggörbéje

Kivételüket tekintve készülnek báziskivezetés nélküli és báziskivezetéssel rendelkező típusok. A bázissal rendelkezőknél működéshez szükséges nyitó irányú B–E és a záró irányú B–C feszültséget a bipoláris tranzisztorhoz hasonlóan biztosítjuk. A báziskivezetés nélkülinél ugyanezt az emitterhez képest a kollektorra adott pozitív polaritású feszültség hozza létre (n-p-n fototranzisztor esetén).

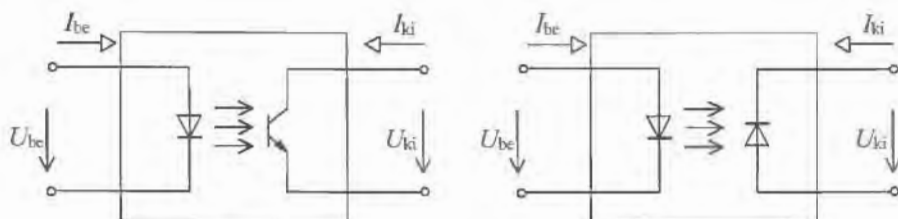
A **világítódioda** (LED-Light Emitting Diode) működésének alapja, hogy a félvezetőben lejátszódó rekombináció energia-leadással jár. Egyes félvezető anyagokban ez fényenergia, amit megfelelő kialakítás esetén a dióda kisugároz a környezetébe. A kibocsátott fény színe a félvezető alapanyagától függ, pl. a galliumból és arzénből készített félvezető vegyület (GaAs) sárga fényt, a galliumból és foszforból készített vegyületek (GaP) – nitrogén adalékanyaggal együtt – zöld fényt bocsátanak ki, ha bennük rekombináció játszódik le. Készülnek infravörös fényt kibocsátó LED-ek is. A félvezető vegyületekben létrehozott p-n átmenetet **nyitó irányban előfeszítve** az eszköz úgy viselkedik, mint a normál dióda, azzal a különbséggel, hogy a rajta átfolyó nyitó árammal arányos crösségű fényt bocsát ki. A 2.70. ábrán látható a LED jelleggörbéje és jelképi jelölése.



2.70. ábra. A LED jelleggörbéje és jelképi jelölése

A nyitófeszültség értéke szintén az alapanyagtól függ, 1 és 3 V közötti érték.

Egy adó és egy vevő típusú optoelektronikai eszközt összekapcsolva **optocsatoló** készíthető. Leggyakrabban LED-ből és fototranzisztorból készítenek optocsatolót, de LED–fotodióda pár is készül. Az optocsatolók jelképi jelölését a **2.71.** ábra mutatja.



2.71. ábra. Az optocsatolók jelképi jelölése

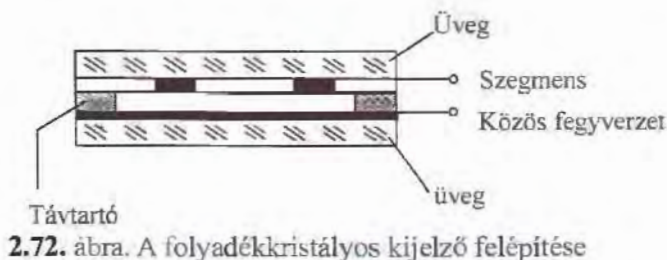
A bemeneti mennyiségek változása a kimeneten változást hoz létre úgy, hogy a ki- és bemenet között **nincs fémes (galvanikus) áramkörti kapcsolat**. Ez a tulajdonsága alkalmassá teszi arra, hogy két áramkört elválasszon egymástól, pl. biztonsági okokból.

Az optocsatolókat a csatolási tényező jellemzi, amely a ki- és bemeneti áramok hányadosa:

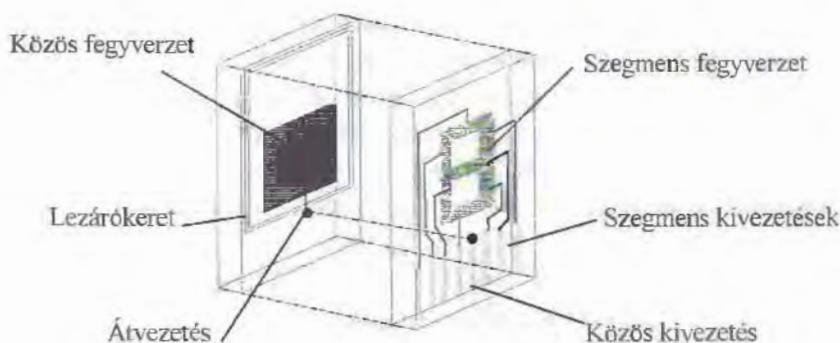
$$a = \frac{I_{ki}}{I_{be}}$$

Értéke LED–fotodióda csatolás esetén 0,1–0,3, a LED–fototranzisztoros csatolónál pedig 10–500 közötti érték (tájékoztató adatok).

Az **optoelektronikai kijelzők** adatok, információk megjelenítésére alkalmas eszközök. Ilyen kijelzők készülhetnek pl. LED-ekből is, de korszerűbbek és kisebb fogyasztásúak a **folyadékkristályos kijelzők** (LCD – *Liquid Crystal Display*). A bennük felhasznált folyadék-kristály olyan különleges anyag, amely tulajdonságait tekintve a folyadék és a szilárd anyagok között helyezkedik el. A működési hőmérséklet-tartományban (szobahőmérséklet környezetében) folyékony halmazállapotúak, a bennük lévő rúd vagy korong alakú molekulák mozgása azonban korlátozott, ennyiben viszont a szilárd anyagokra hasonlítanak. Ezek a molekulák villamos tér hatására elfordulnak, a villamos tér megszűnése után viszont helyreáll eredeti rendezettségük. Ha fény esik a folyadékkristályra, akkor másképpen töri meg, veri vissza a fénysugarakat az eredeti állapotban lévő molekulaszervezet, és másképpen a villamos tér hatására elforgatott szerkezet. Ezt kihasználva készíthető kijelző a **2.72.** ábra szerinti elrendezésben. A **2.73.** ábra egy számok kijelzésére alkalmas (numerikus kijelző) elektródaelrendezést mutat példaként.



2.72. ábra. A folyadékkristályos kijelző felépítése



2.73. ábra. A folyadékkristályos kijelző szerkezete

A közös fegyverzet és a kijelezni kívánt számnak megfelelő szegmens fegyverzetek közé váltakozó feszültséget kapcsolva a létrejövő térerő a folyadékkristály molekuláinak elrendezését a szegmens fegyverzetek alatt megváltoztatja. Így a kijelzőre eső fénysugarak innen másképpen verődnek vissza, vagyis a környezetétől megkülönböztethető a megjelenítendő alakzat. A működési elvből a használat szempontjából levonható fontos következtetések:

- a működtetéshez a fegyverzetek közé váltakozó feszültséget kell kapcsolni. Ennek effektív értéke típustól függően 2–50 V, frekvenciájának szokásos értéke pedig 50–200 Hz,
- a villamos tér létrehozása feszültséggel történik, ezért az áramfelvétel igen csekély, kb. $0,5\text{--}1 \mu\text{A}/\text{cm}^2$. A vezérléshez szükséges teljesítmény tehát $1,5\text{--}50 \mu\text{W}/\text{számjegy}$. Ez teszi alkalmassá az LCD kijelzőt akkumulátoros, elemes készülékekben, pl. karórákban, zsebszámológépekben stb. való alkalmazásra,
- az LCD kijelző csak külső fény mellett alkalmas a kijelzésre.

Ellenőrző kérdések, feladatok

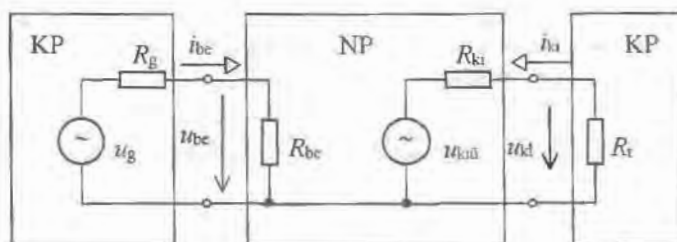
1. Mi jellemző a félvezetők sajátvezetésére?
2. Mi a célja a félvezetők adalékolásnak?
3. Magyarázzuk el a p-n átmenetben lejátszódó folyamatot!
4. Rajzoljuk fel az általános célú dióda jelleggörbáját!
5. Értelmezzük a dióda differenciális ellenállásának fogalmát!
6. Rajzoljuk fel a Zener-dióda jelleggörbáját és jellemezzük az egyes szakaszait!
7. Mi a sajátossága az alagút- és a nagyfrekvenciás diódának?
8. Rajzoljuk fel a kétutas egyenirányító kapcsolást és magyarázzuk el működését!
9. Hasonlítsuk össze az egy- és kétutas egyenirányító jellemzőit!
10. Rajzoljuk fel az elemi stabilizátor kapcsolási rajzát!
11. Magyarázzuk el a tranzistorhatást!
12. Milyen alapegyenlettel írható le a tranzistor működése?
13. Rajzoljuk fel a tranzistor jelleggörbéit!
14. Magyarázzuk meg a kisjelű vezérlés fogalmát!
15. Értelmezzük a tranzistorok hibrid paramétereit!
16. Hogyan csoportosíthatók a tervezérlésű tranzistorok?
17. Magyarázzuk el, hogyan működik a záróréteges tervezérlésű tranzistor!
18. Ismertetjük a MOSFET-ek működését!
19. Rajzoljuk fel az UJT alkapcsolását!
20. Milyen jelleggörbe jellemzi a tirisztor működését?
21. Hasonlítsuk össze a tirisztor és a triac működését!
22. Soroljuk fel az optoelektronikai eszközöket!

3. ANALÓG ALAPÁRAMKÖRÖK

Az analóg alapáramkörök közös jellemzője, hogy **időben folyamatos jeleket**, tehát analóg jeleket állítanak elő, vagy dolgoznak fel.

A legszélesebb körben alkalmazott analóg áramkörök az **erősítők**. A felhasználás céljától függően készíthetők feszültség-, ritkábban áramerősítők, valamint teljesítményerősítők. Mindhárom esetben alapkövetelmény, hogy az erősítő lineáris négy-pólusként üzemeljen, ami a feszültség és áramerősítők esetében úgy érhető el, hogy a 2. fejezetben megismert kisjelű vezérlést alkalmazunk. Az ilyen erősítőket **kisjelű erősítőknek** hívjuk. Legfontosabb átviteli jellemzőjük a feszültség-, ill. áramátvitel, ami (erősítőkről lévén szó) egynél nagyobb érték, ezért feszültségerősítésnek, ill. áramerősítésnek nevezzük. Jelölésük A_U , ill. A_I . A teljesítményerősítőknél viszont az erősítőeszközt a megengedhető legnagyobb mértékben igénybe vesszük, kivezéljük, ezek tehát **nagyjelű erősítők**. Jellemzésük az A_P teljesítményerősítéssel történik.

A feszültségerősítők bemenetének **meghajtását**, ill. kimenetének **terhelését** a 3.1. ábra alapján követhetjük nyomon.



3.1. ábra. Négy-pólusok meghajtása és terhelése

A meghajtást vizsgálva a meghajtó kétpólust Thevenin helyettesítő képével vesszük figyelembe, az erősítő négy-pólusát pedig a Z_{11} paraméterének ohmos megfelelőjével, a bemeneti ellenállással jellemezzük. A generátorból az erősítő bemenetére jutó feszültség értéke feszültségosztással határozható meg:

$$U_{be} = U_g \cdot \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g}$$

A kifejezésből jól látható, hogy a generátor feszültsége annál kevésbé osztódik le,

minél inkább igaz az, hogy az R_g generátor-ellenállás elhanyagolható az R_{be} bemeneti ellenállás mellett. Ebben az esetben veszik el a legkevesebb a generátor által szolgáltatott feszültségből, ezért tehát arra kell törekedni, hogy az erősítő bemeneti ellenállása sokkal nagyobb legyen, mint a meghajtó generátor ellenállása. **Ha az $R_{be} \gg R_g$ feltétel teljesül, akkor az erősítő feszültséggenerátoros meghajtásáról beszélünk.**

A terhelési viszonyok vizsgálatánál figyelembe vesszük, hogy az erősítő aktív négyfókus, ezért a kimenet egy feszültséggenerátorral jellemezhető. A generátor ellenállása az erősítő kimeneti ellenállása, ami Z_{22} paraméter ohmos megfelelője. A generátor feszültsége pedig az erősítő által szolgáltatott kimeneti feszültség, üresjárásban. Ez a bemeneti feszültség A_u -szoros értéke. Terhelve az erősítőt az üresjárás kimeneti feszültség leosztott értéke jut a kimenetre:

$$u_{ki} = u_{ki0} \cdot \frac{R_t}{R_t + R_{ki}}$$

Akkor jut el a terhelésre az erősítő által felerősített jel nagy része, ha igaz, hogy $R_t \gg R_{ki}$.

Az erősítő akkor használható ki tehát a legjobban, ha képes a terhelést feszültséggenerátorosan meghajtani.

Végeredményben megállapítható, hogy a meghajtás szempontjából a nagy bemeneti ellenállású, a terhelés szempontjából pedig a kis kimeneti ellenállású erősítő a kedvező.

Teljesítményerősítőknél a bemeneten szintén a feszültséggenerátoros meghajtás a kívánatos. A kimeneten viszont a maximális kimeneti teljesítmény elérése érdekében **teljesítményillesztésre van szükség**. Ehhez (az elektrotechnikában megismertek szerint) az szükséges, hogy a kimeneti ellenállás megegyezzen a terhelő-ellenállással.

Az **áramerősítők** alkalmazása elenyésző, ezért vizsgálatukra nincs szükség.

3.1. Erősítő alapkapcsolások

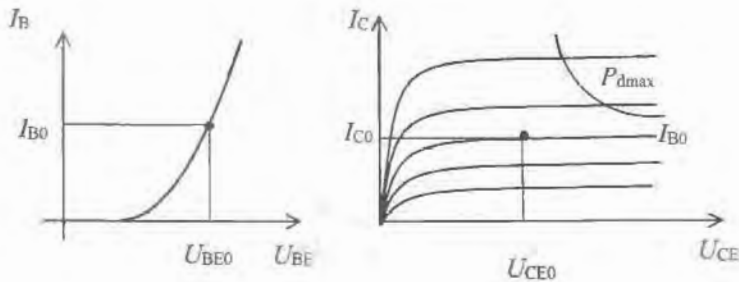
Az erősítő alapkapcsolásokban erősítőelemként bipoláris vagy térvezérlésű tranzisztort alkalmazunk.

Az erősítő alapkapcsolások **feszültségerősítők**, amelyekben alapkövetelmény, hogy a kimeneti feszültség arányos legyen a bemeneti feszültséggel, tehát az erősítő lineáris legyen. Ehhez az szükséges, hogy tranzisztor is lineáris elemként viselkedjen a kapcsolásban, ezért a 2.3.1. pontban megismertek szerint egy kiválasztott munkapont környezetében kisjelű vezérlést kell alkalmazni. Az alapkapcsolások építésénél, használatánál az első feladat tehát a munkapont helyes megválasztása és az ebből kö-

vetkező **munkaponti adatok beállítása**. A munkapont-beállítása után a kis amplitúdójú vezérlő jellel a bipoláris tranzisztort a bázisa és az emittere között, a térvezérlésű tranzisztort pedig a gate- és az source-elektrodák között kell vezérelni, függetlenül attól, hogy milyen alapkapsolásban üzemeltetjük. A bipoláris tranzisztornál csak így használható ki a tranzistorhatás, a FET-ek pedig csak így vezérelhetők.

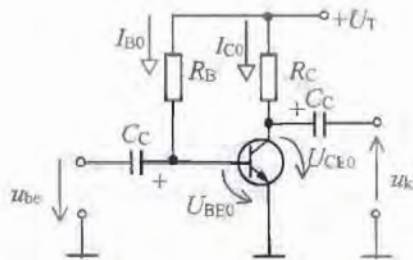
3.1.1. Közös emitteres és közös source-elektrodájú alapkapsolások

A munkapontot a tranzisztor jelleggörbéjén úgy kell kiválasztani, hogy az lehetőleg a bemeneti jelleggörbe leginkább egyenes szakaszára kerüljön, a kimeneti jelleggörbén pedig lehetőség szerint a kivezérlési tartomány közepén legyen. A 3.2. ábrán egy helyesen megválasztott munkapont látható bipoláris tranzisztor esetén. A jelleggörbéből leolvashatók a munkapont-beállításához 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 legegyszerűbb kapcsolás a **bázisáram táplálású munkapont-beállítás**, amely a 3.3. ábrán látható.



3.3. ábra. A bázisáram táplálású munkapont-beállítás

A kapcsolás elemeinek feladata a következő:

- az R_B **bázisellenállás** a tranzisztor bázisoldali munkapontját állítja be,
- az R_C ellenállás a kapcsolás **munkaellenállása**. Ezen az ellenálláson átfolyó kollektoráram hozza létre a kimeneti feszültséget,
- a C_c csatolókondenzátorok egyenáramú szempontból elválasztják az erősítőt a meghajtó áramkörtől 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 beállításához szükséges R_B ellenállás:

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

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

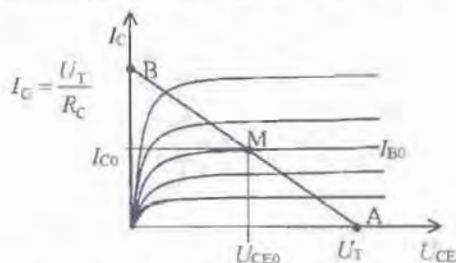
Ebből az R_C ellenállás határozható meg:

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

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

Állítsuk be egy bázisáram táplálású 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

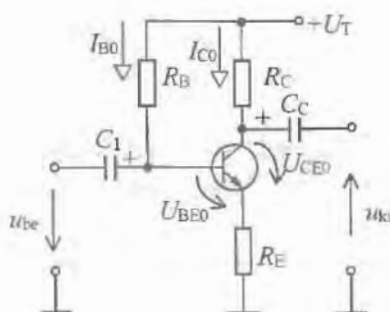
$$R_B = \frac{U_T - U_{BE0}}{I_{B0}} = \frac{10 - 0,7}{5 \cdot 10^{-5}} = 1,86 \cdot 10^5 \text{ } \Omega, \quad R_B = \mathbf{186 \text{ k}\Omega}.$$

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

A feladat megoldásából látható, hogy az R_B ellenállás nagy értékű. Ebből ered a bázisáram táplálású munkapont-beállítás 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 $1 \text{ } \mu\text{A}$ -ral, akkor az R_B ellenálláson létrejövő feszültségváltozás:

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

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 csökkentené, így növekedne a tranzisztor bázisa és emittere közötti feszültségkülönbség. Ez azt jelenthetné, hogy a tranzisztor az eredeti munkapontjához képest jobban kinyitna, vagyis növekedve a kollektoráram és ezzel együtt az emitteráram is. A növekvő emitteráram viszont növekedő feszültséget ejtene az R_E ellen-

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

Végeredményben 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-beállításal ellátott közös emitteres erősítő munkapont-beállító ellenállásait a bemeneti és a kimeneti körre felírt egyenletekkel számítjuk 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:

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

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

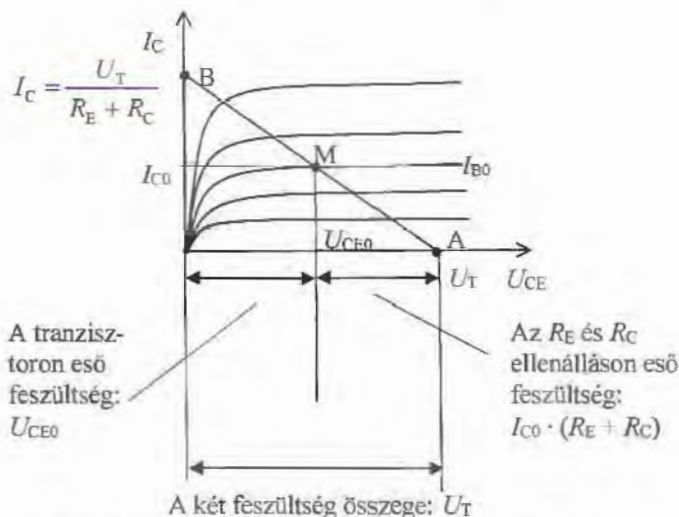
Az egyenletek felírásakor feltételeztük, hogy az R_C kollektor-ellenállás ismert érték. Ez a gyakorlatban valóban így van, hiszen ezzel állítjuk be a az erősítőtől elvárt nagyságú erősítést.

A munkaegyenes 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 berajzolva a munkaegyenes az I_{B0} jelleggörbével való metszéspontra kijelöli a munkapontot.



3.6. ábra. A munkapont grafikus meghatározása

7. feladat

Számítsuk ki a 3.5. ábrán látható erősítőkapcsolás munkapont-beállító elemeinek értékét, ha:

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

Az 7. feladat megoldása

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

$$10 = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^2 + 5 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot R_E,$$

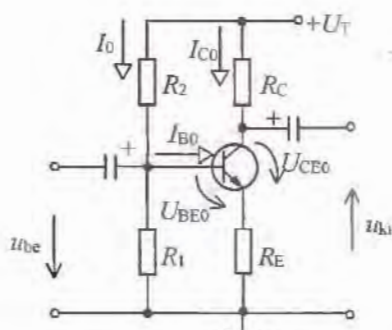
$$R_E = \frac{3,9}{5 \cdot 10^{-3}} = 7,8 \cdot 10^2 \Omega, = \mathbf{780 \Omega}.$$

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

$$10 = 5 \cdot 10^{-5} \cdot R_B + 0,7 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 7,8 \cdot 10^2,$$

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

A munkapont-beállításra használt másik 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:

$$U_1 = I_{C0} \cdot R_C + U_{CE0} + I_{C0} \cdot R_E$$

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:

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

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:

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

8. feladat

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

A 8. feladat megoldása

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

$$U_{B0} = I_{C0} \cdot R_E + U_{BE0} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 7,8 \cdot 10^2 + 0,7 = 4,6 \text{ V}$$

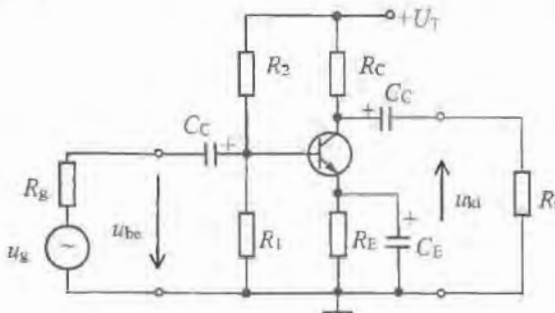
$$R_2 = \frac{U_T - U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}} = \frac{10 - 4,6}{5 \cdot 10^{-4}} = 1,08 \cdot 10^4 \Omega = \mathbf{10,8 \text{ k}\Omega}.$$

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

Összefoglalva a tranzisztor munkapontjának beállításával kapcsolatos ismereteket:

- a tranzisztor jelleggörbéin, a kivezérlési tartomány közepén, kiválasztjuk a munkapontot,
- a be- és kimeneti jelleggörbéből leolvassuk a munkaponthoz tartozó $U_{BE0}-I_{B0}$, és az $U_{CE0}-I_{C0}$ munkaponti adatokat,
- bázisáram táplálású, vagy bázisosztós módszerrel beállítjuk a tranzisztor munkapontját, amelynek stabilizálásáról emitter-ellenállással gondoskodunk.

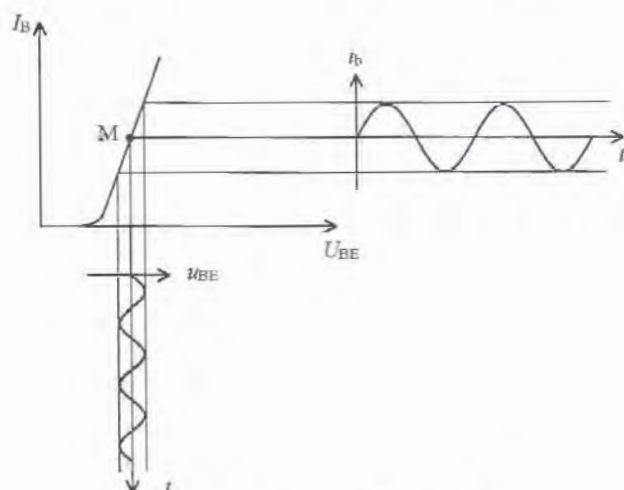
A tranzisztor munkapontjának beállítása után kisjelű feszültségcrősítőként használjuk a közös emitteres kapcsolást. Azért, hogy vezérléskor az emitter-ellenállás ne csökkentse a bázis-emitter közötti feszültségváltozást, párhuzamosan kapcsolunk vele egy C_E kondenzátort. A kondenzátor kapacitását úgy kell megválasztani, hogy az R_E -hez képest igen nagy impedancia (szinte szakadás) legyen a lassan végbemenő munkapontváltozás szempontjából, rövidzárnak számítson azonban a vezérlőjel frekvenciáján. Így megmarad az emitter-ellenállás munkapont stabilizáló hatása, de nem akadályozza a tranzisztor vezérlését a működési frekvenciatartományban. Ezt úgy fogalmazzuk meg, hogy az emitterkondenzátor rövidzárnak számít közepes frekvenciákon. Az emitterkondenzátorral kiegészített közös emitteres kapcsolást mutatja a **3.8.** ábra.



3.8. ábra. Közös emitteres alapkapcsolás

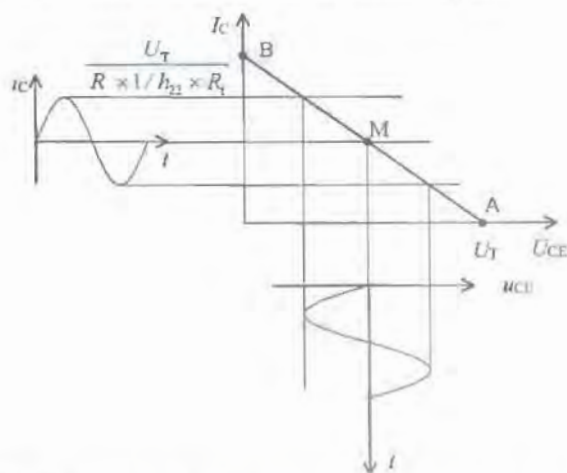
Az erősítőt a meghajtó generátor kis amplitúdójú szinuszos váltakozó feszültséggel vezérli.

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



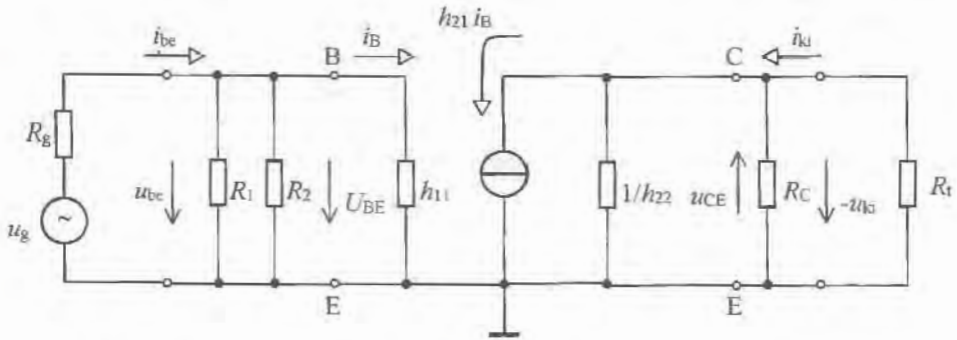
3.9. ábra. A tranzisztor vezérlése

A kisjelű vezérlés miatt a jelleggörbének 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 bázis-
 áram 100–500-szorosa. A felerősített kollektoráram folyik keresztül a kollektor-el-
 lenállás, az $1/h_{22}$ és az R_C ellenállás párhuzamos eredőjén, létrehozva a kimeneti fe-
 szültséget. Ez a folyamat a 3.10. ábrán követhető: a kollektoráram a munkapont kör-
 nyezetében, a munkacgyenes mentén vezérli a tranziszort, 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 négy-pólus. Ezt felhasználva felrajzolható a közös emitteres kapcsolás váltakozó áramú helyettesítő képe, amit a **3.11.** ábra mutat, bázisosztós munkapont-beállítás és emitter-ellenállással stabilizált munkapont esetén.



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

Az emitter-ellenállást a C_E kapacitás rövidre zárja, ezért a tranzisztor emittora a közös potenciálra kapcsolódik. A helyettesítő kép felrajzolásakor felhasználtuk azt is, hogy váltakozó áramú szempontból a tápfeszültség rövidzárnak 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, közepes frekvencián. A bemeneti ellenállás a generátort 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:

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

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

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

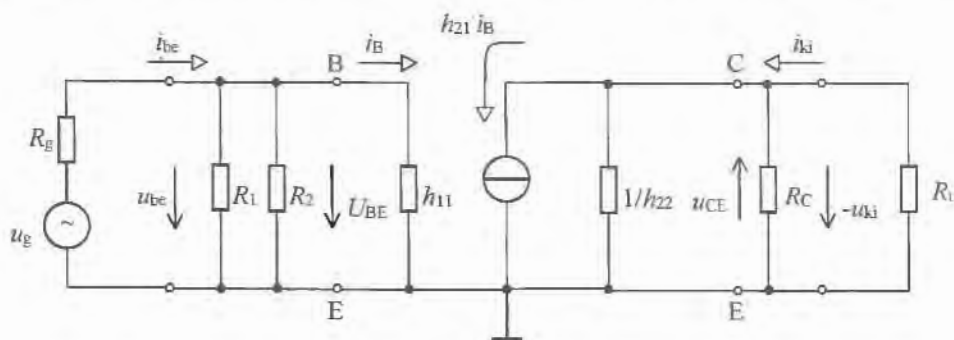
A bázisáram értéke

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

ezért

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

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



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

Az emitter-ellenállást a C_E kapacitás rövidre zárja, ezért a tranzisztor emittora a közös potenciálra kapcsolódik. A helyettesítő kép felrajzolásakor felhasználtuk azt is, hogy váltakozó áramú szempontból a tápfeszültség rövidzárnak 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, közepes frekvencián. A bemeneti ellenállás a generátort 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:

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

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

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

A bázisáram értéke

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

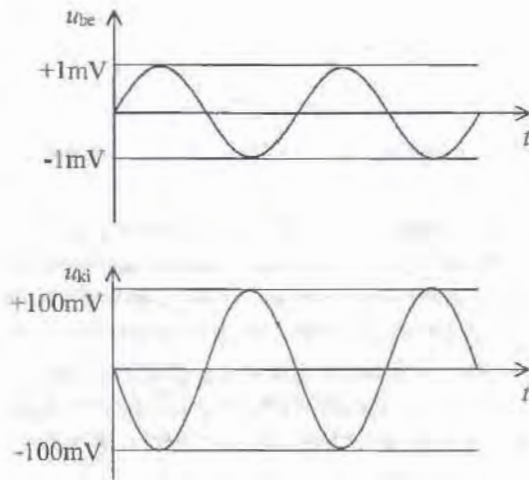
ezért

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

Ebből az erősítés

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

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 tápfeszültségből levonódva csökkenő kimeneti feszültséget hoz létre. Végeredményben tehát a bemeneti és a kimeneti feszültség ellentétes irányban változik. A **3.12.** ábra példaként egy $A_U = -100$ erősítéssel rendelkező erősítő jelalakjait mutatja.



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

Az erősítő bemeneti ellenállása, amely a meghajtó generátort terheli, a bázisosztó és a tranzisztor bemeneti h_{11} paraméterének eredője $R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11}$.

Bázisáram táplálású munkapont-beállításnál $R_{be} = R_B \times h_{11}$, az erősítő kimeneti ellenállása pedig

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

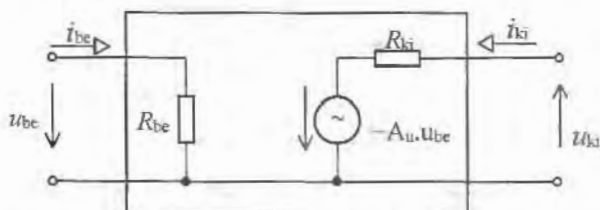
Az áramerősítés a ki- és bemeneti áram hányadosa:

$$i_{ki} = \frac{u_{ki}}{R_t}, \quad i_{be} = \frac{u_{be}}{R_{be}}, \quad A_I = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{R_{be}}{R_t},$$

$$A_I = |A_U| \cdot \frac{R_{be}}{R_t}.$$

(Elvileg 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 be- és kimeneti ellenállás ismeretében az erősítő a **3.13.** ábrán látható négy-pólussal helyettesíthető.



3.13. ábra. A közös emitteres erősítő, mint négy-pólus

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 be- és kimeneti ellenállás értéke is munkapontfüggő.**

9. feladat

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

$$R_1 = 10,2 \text{ k}\Omega; R_2 = 10,8 \text{ k}\Omega; R_C = 220 \text{ }\Omega; R_E = 780 \text{ }\Omega;$$

$$h_{11} = 2 \text{ k}\Omega; h_{21} = 150; h_{22} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ S}; R_t = 1 \text{ k}\Omega.$$

A 9. feladat megoldása

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

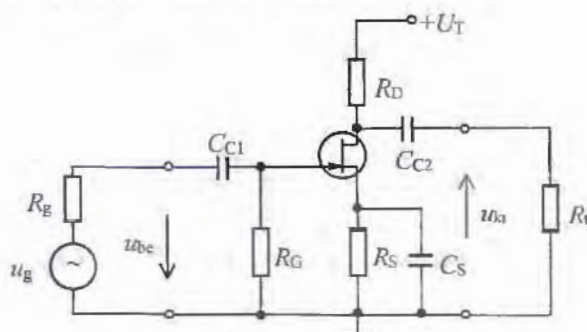
$$R_{ki} = \frac{1}{h_{22}} \times R_C = \frac{1}{5 \cdot 10^{-5}} = 217,6 \text{ }\Omega.$$

$$A_u = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times R_t \right) = \frac{150}{2 \cdot 10^3} \cdot \left(\frac{1}{5 \cdot 10^{-5}} \times 2,2 \cdot 10^2 \times 10^3 \right) = \mathbf{-13,4}.$$

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

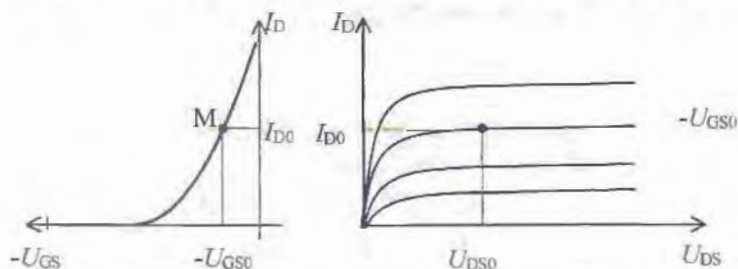
Közös source-elektrodájú erősítő záróréteges vagy MOS térvezérlésű tranzisztorokkal építhető fel. A további vizsgálataink záróréteges térvezérlésű tranzisztoros kapcsolásokra vonatkoznak, az eredmények azonban értelemszerűen felhasználhatók MOSFET-es kapcsolásokra is.

A **3.14.** ábra egy n csatornás, záróréteges térvezérlésű tranzisztorral felépített közös source-elektrodájú kisjelű feszültség-erősítőt mutat.



3.14. ábra. Közös source-elektrodájú erősítő

Az R_D drain-ellenállás a kapcsolás munkaellenállása, 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} , $-U_{GS0}$.

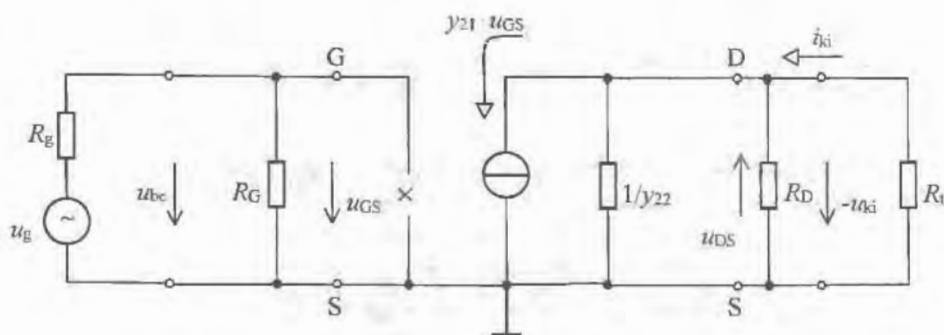
A kapcsolás R_G ellenállásán nem folyik áram, mert a FET működési elvéből következően $I_G \cong 0$. Az R_G ellenálláson ezért nem esik feszültség, vagyis a gate-elektroda feszültsége $U_G = 0$.

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 munkapontához tartozó U_{GS0} feszültség az R_S ellenállással hozható létre:

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

Az R_G ellenállás nem méretezhető, 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 alapkapsolást egy fázisfordító 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 váltakozó áramú 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 **feszültségerősítés** értéke a ki- és bemeneti feszültség hányadosa:

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

Mivel a helyettesítő kép alapján:

$$-u_{ki} = y_{21} \cdot u_{GS} \cdot \left(\frac{1}{y_{22}} \times R_D \times R_t \right),$$

és a bemeneti feszültség megegyezik a gate-source feszültséggel, ezért a feszültségerősítés

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

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; $R_t = 20$ k Ω

Számítsuk ki a váltakozó áramú jellemzőket!

A 10. feladat megoldása

$$R_G = 1 \text{ M}\Omega; R_S = \frac{|U_{GS0}|}{I_{D0}} = \frac{2}{2 \cdot 10^{-3}} = 10^3 \Omega; R_5 = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$R_D = \frac{U_T - U_{DS0}}{I_{D0}} - R_5 = \frac{12 - 5}{2 \cdot 10^{-3}} - 1 \cdot 10^3 = 2,5 \cdot 10^3 \Omega, R_D = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

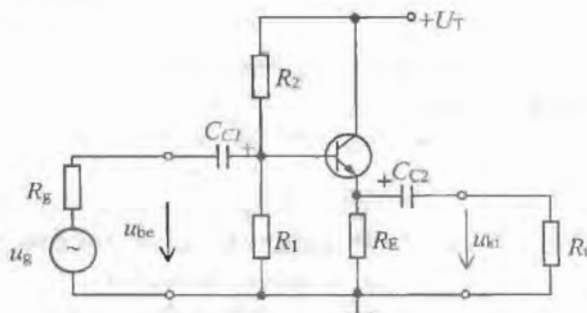
$$A_u = -y_{21} \cdot \left(\frac{1}{y_{22}} \times R_D \times R_t \right) = -10 \cdot 10^{-2} \cdot \left(\frac{1}{5 \cdot 10^{-5}} \times 2,5 \cdot 10^3 \times 2 \cdot 10^4 \right) = -20.$$

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

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

3.1.2. Közös kollektoros és közös drain-elektrodájú alapkapsolás

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



3.17. ábra. A közös kollektoros alapkapsolás

Az alapkapsolás tranzisztorának nincs R_C munkaellenállása, így a munkapont-beállítására alkalmas ellenállások a következő egyenletekből számíthatók ki:

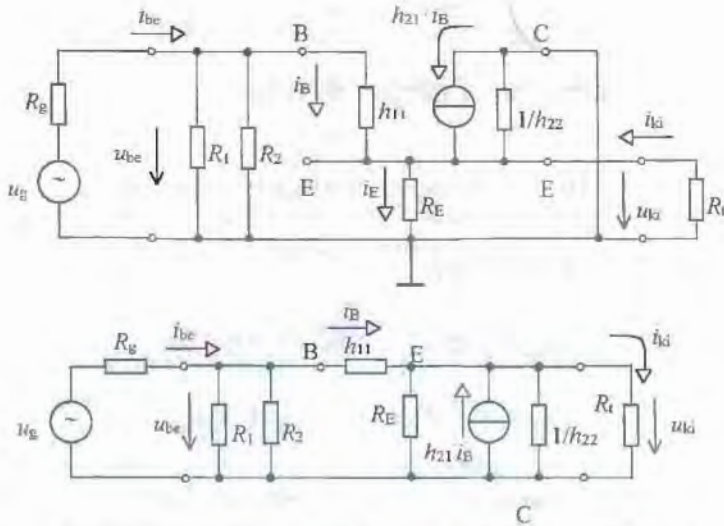
$$U_T = U_{CE0} + I_{C0} \cdot R_E, \quad R_E = \frac{U_T - U_{CE0}}{I_{C0}},$$

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

$$R_2 = \frac{U_T - U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}}, \quad R_1 = \frac{U_{B0}}{9 \cdot I_{B0}}.$$

A beállított munkapont környezetében kis amplitúdójú szinuszos feszültséggel vezérelve a közös kollektoros kapcsolást változik a bázisáram (l. 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 változását, 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:

$$R_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = \frac{u_{be}}{i_{R1} + i_{R2} + i_B},$$

$$\frac{1}{R_{be}} = \frac{i_{be}}{u_{be}} = \frac{i_{R1} + i_{R2} + i_B}{u_{be}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{i_B}{u_{be}}.$$

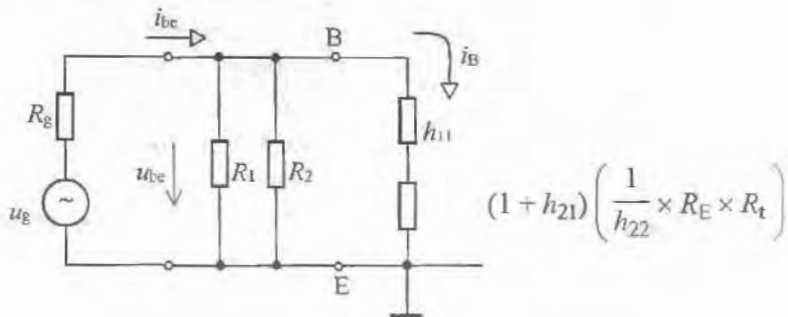
A kifejezés harmadik tagja:

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

Az utolsó két egyenletből:

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

A leírtakat szemlélteti a **3.19.** ábra.



3.19. ábra. A bemeneti ellenállás számítása

Korszerű tranzisztorokra igaz, hogy:

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

$$R_{be} \approx R_1 \times R_2 \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_t)].$$

A nagy értékű h_{21} miatt a zárójelben lévő mennyiség nagy értékű. Ezért megfelelő R_1 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:

$$R_{ki} = R_E \times \frac{1}{h_{22}} \times \frac{(R_g \times R_1 \times R_2) + h_{11}}{1 + h_{21}}$$

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

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

Így

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

A feszültségerősítés a ki- és bemeneti feszültségek hányadosa:

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

Az egyszerűbb leírás érdekében vezessük be a következő jelölést:

$$R_{tE} = \frac{1}{h_{22}} \times R_E \times R_t$$

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

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

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

Mivel a $h_{21} \cdot R_{tE} \gg h_{11}$, 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 elemeit és számítsuk ki a be- és kimeneti ellenállás nagyságát, valamint a feszültségerősítés pontos értékét!

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

A 11. feladat megoldása

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

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

$$R_1 = \frac{U_{B0}}{9 \cdot I_{B0}} = \frac{3,6}{9 \cdot 10^{-5}} = 4 \cdot 10^4 \text{ } \Omega, R_1 = 40 \text{ k}\Omega$$

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

$$R_{be} \cong R_1 \times R_2 \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_t)] = 40 \times 54 \times [2 + 200(3 \times 10)] = 23 \times 463,5 = 21,9 \text{ k}\Omega, R_{be} \cong 22 \text{ k}\Omega$$

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

$$A_U = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{h_{21} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_E \times R_l \right)}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{200 \cdot (100 \times 3 \times 10)}} =$$

$$= \frac{1}{1 + 4,4 \cdot 10^{-3}} = \frac{1}{1,0044} = 0,996.$$

A feladat eredményeiből is látható, hogy a közös kollektoros alapkapcsolás feszültséggerősítésc 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 kevéssé terheli a meghajtó generátort. A kis kimeneti ellenállás a terhelés jó feszültséggenerátoros meghajtását 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: $u_g = 10 \text{ mV}$; $R_{beKK} = 20 \text{ k}\Omega$; $R_{beKE} = 1 \text{ k}\Omega$; $R_g = 100 \ \Omega$; $R_{kiKK} = 5 \ \Omega$;
 $R_{kiKE} = 300 \ \Omega$; $R_l = 500 \ \Omega$; $A_{UKKü} = 0,99$; $A_{UKEü} = -15$.

A 12. feladat megoldása

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

$$u_{kiKKü} = u_{beKK} = 0,95 \cdot 0,99 = \mathbf{9,85 \text{ mV.}}$$

$$u_{beKE} = u_{kiKKü} = \frac{R_{beKE}}{R_{beKE} + R_{kiKK}} = 9,85 \cdot \frac{1}{1 + 5 \cdot 10^{-3}} = \mathbf{9,8 \text{ mV.}}$$

$$u_{kiKEü} = u_{beKE} \cdot A_{uKEü} = 9,8 \cdot (-15) = \mathbf{-147 \text{ mV.}}$$

$$u_{beKK} = u_{kiKEü} \cdot \frac{R_{beKK}}{R_{beKK} + R_{kiKE}} = -147 \cdot \frac{20}{20 + 0,3} = \mathbf{-144,8 \text{ mV.}}$$

$$u_{kiKKü} = u_{beKK} \cdot A_{uKKü} = -144,8 \cdot 0,99 = \mathbf{143,4 \text{ mV.}}$$

$$u_{ki} = u_{kiKKü} \cdot \frac{R_t}{R_t + R_{kiKK}} = -143,4 \cdot \frac{500}{500 + 5} = \mathbf{142 \text{ mV.}}$$

Közös kollektoros fokozat nélkül:

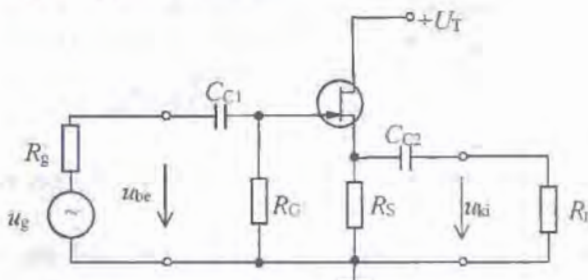
$$u_{beKE} = u_g \cdot \frac{R_{beKE}}{R_{beKE} + R_g} = 10 \cdot \frac{1}{1 + 0,1} = \mathbf{9,1 \text{ mV.}}$$

$$u_{kiKEü} = u_{beKE} \cdot A_{uKE} = 9,1 \cdot (-15) = \mathbf{-136,5 \text{ mV.}}$$

$$u_{ki} = u_{kiKEü} \cdot \frac{R_t}{R_t + R_{kiKE}} = -136,36 \cdot \frac{500}{500 + 300} = \mathbf{-85,2 \text{ mV.}}$$

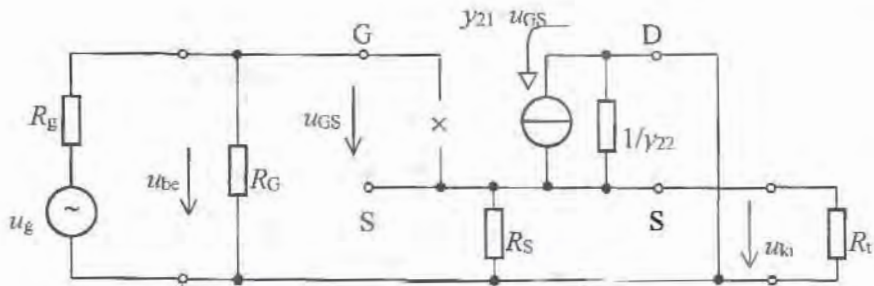
A feladatból jól érzékelhető a földelt kollektoros fokozat illesztő szerepe, hiszen alkalmazásával a kimeneti feszültség 142 mV, egyébként pedig csak 85,2 mV, tehát 40%-kal kevesebb.

A **3.21.** ábra n csatornás záróréteges térvezérlésű tranzisztorral felépített **közös drain elektródájú kapcsolást** mutat.



3.21. ábra. Közös drain-elektrodájú kapcsolás

Váltakozó áramú jellemzőinek számítása a helyettesítő kép alapján történik, amelyet a FET helyettesítő képének felhasználásával rajzolunk fel, csatlakoztatva hozzá az erősítőkapsolás külső elemcét. Ezt mutatja a **3.22.** ábra.



3.22. ábra. A közös drain elektródájú kapcsolás helyettesítő képe

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

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

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

$$u_{ki} = y_{21} \cdot u_{GS} \cdot \left(\frac{1}{y_{22}} \times R_S \times R_t \right).$$

Bevezetve, hogy

$$R_{tS} = \frac{1}{y_{22}} \times R_S \times R_t,$$

és felhasználva a helyettesítő képből látható $u_{GS} = u_{be} - u_{ki}$ összefüggést, a kimeneti feszültség értéke

$$u_{ki} = y_{21} \cdot R_{tS} \cdot u_{be} - y_{21} \cdot R_{tS} \cdot u_{ki},$$

$$u_{ki}(1 + y_{21} \cdot R_{tS}) = u_{be} \cdot y_{21} \cdot R_{tS}.$$

Ebből kifejezve a ki- és bemeneti feszültség hányadosát:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{y_{21} \cdot R_{tS}}{1 + y_{21} \cdot R_{tS}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{y_{21} \cdot R_{tS}}}.$$

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

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

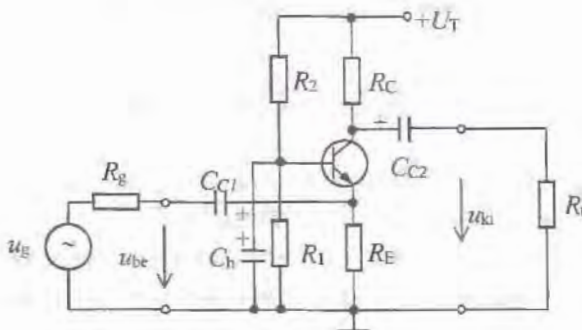
- bemeneti ellenállása nagy, mivel megegyezik az R_G értékével, ennek szokásos értéke pedig 1 MΩ. Ez nagyobb érték, mint ami a közös kollektoros kapcsolással elérhető,
- a kapcsolás nem fordít fázist, erősítése kisebb mint egy, ha a kimeneti kör R_{tS} eredő ellenállása kΩ nagyságrendű, akkor az erősítése 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

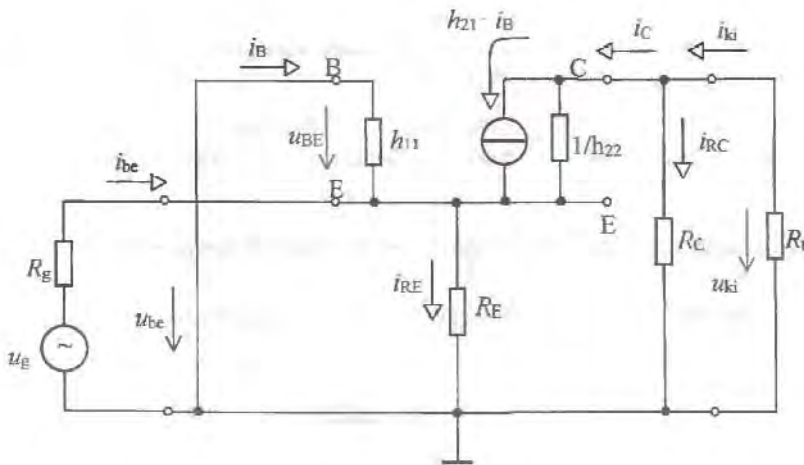
A **közös bázisú fokozat** kapcsolási rajza a **3.23.** ábrán látható.



3.23. ábra. Közös bázisú alapkapcsolás

A tranzisztor munkapont-beállítása megegyezik a közös emitteres kapcsolás munkapont-beállításával. A kapcsolás új eleme az C_h *hidegítő* 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 bázis-hoz 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.



3.24. ábra. A közös bázisú fokozat helyettesítő képe

A jellemzők meghatározásánál elhanyagoltuk 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.

$$R_{be} \cong \frac{h_{11}}{h_{21}} \times R_E$$

A **kimeneti ellenállás**: $R_{ki} \cong R_C$.

A **feszültségerősítés** meghatározásához írjuk fel a kimeneti feszültség értékét:

$$u_{ki} = h_{21} \cdot i_B \cdot (R_C \times R_L); \quad i_B = \frac{u_{be}}{h_{11}};$$

$$u_{ki} = u_{be} \cdot \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot (R_C \times R_L).$$

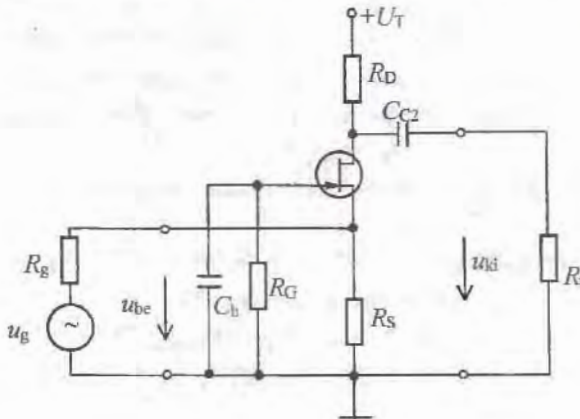
A feszültségerősítés tehát

$$A_u = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot (R_C \times R_L).$$

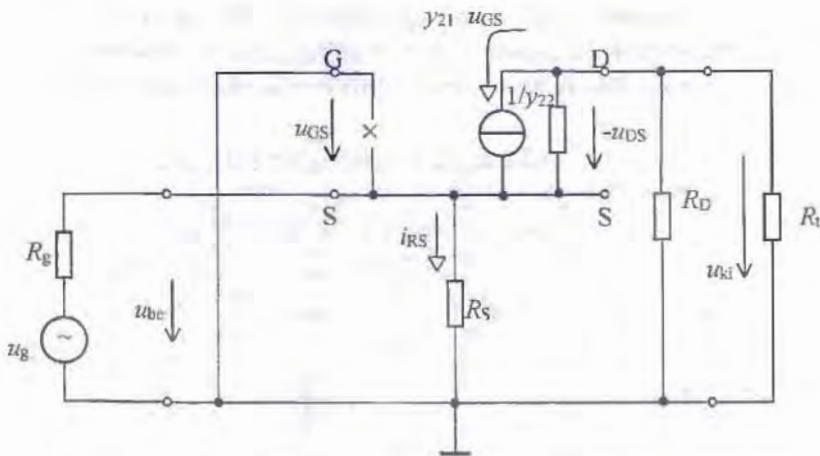
A felírt kifejezésekből látható, hogy a közös bázisú fokozat nem fordít fázist, feszültségerősítése és kimeneti ellenállása közelítőleg akkora, mint a közös emitteres kapcsolásé. Bemeneti ellenállása igen kicsi, így jelentősen terheli a meghajtó fokozatot.

A **közös gate-elektrodájú kapcsolás** felépítése a 3.25. ábrán látható. A vezérlő-elektroda a C_h hidegítő kondenzátoron keresztül zérus potenciálra kapcsolódik. A kapcsolás vezérlése a FET U_{GS} feszültségének változtatásával történik úgy, hogy

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



3.25. ábra. Közös gate elektródájú kapcsolás



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

A **bc- és kimeneti ellenállás** a helyettesítő kép szerint:

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

A kimeneti feszültség értéke:

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

Ezt felhasználva a **feszültségerősítés**:

$$A_U = y_{21} \cdot (R_D \times R_L).$$

3.1.4. Többfokozatú erősítők

A gyakorlati alkalmazások nagy részében egyetlen erősítőfokozat erősítése nem elegendő. 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:

$$A_{Ue} = A_{U1} \cdot A_{U2} \cdot A_{U3} \dots$$

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

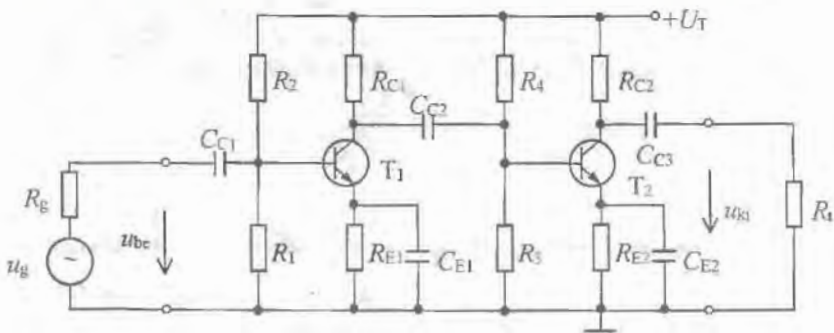
$$A_{Ue}^{dB} = A_{U1}^{dB} + A_{U2}^{dB} + A_{U3}^{dB} + \dots$$

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

$$R_{ebe} = R_{be1}; \quad R_{cki} = R_{kiutolsó}$$

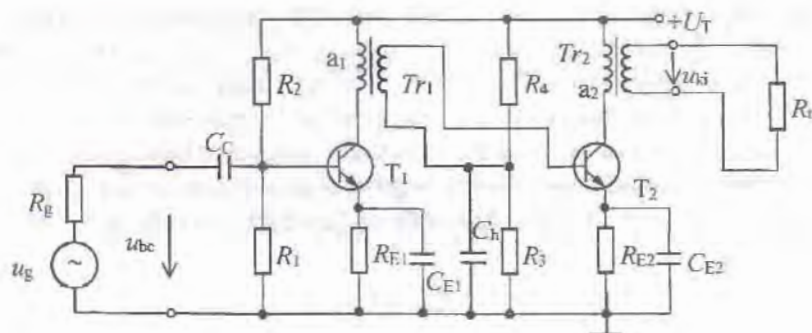
Az egyes erősítőfokozatok összekapcsolása történhet RC csatolással, induktív csatolással és galvanikus csatolással.

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 egymástól 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** erősítőkben a fokozatok egyenáramú elválasztása és a váltakozó feszültség csatolása transzformátorral történik, amint azt a 3.28. ábra mutatja.



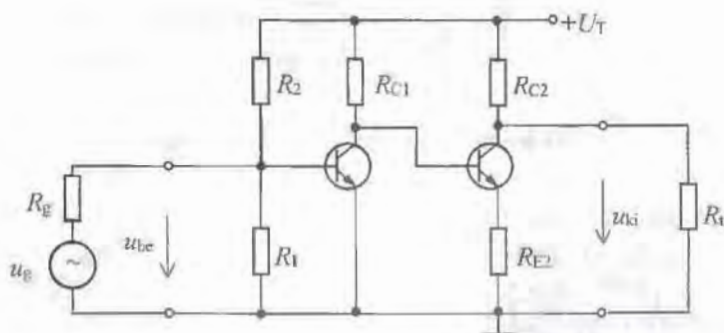
3.28. ábra. Transzformátoros csatolású erősítő

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

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

A transzformátoros csatolás hátránya, hogy a vasmag nemlineáris mágnesezési 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 erősítőláncban** az egyes fokozatok között egyenáramú csatolás van, ezért az ilyen erősítőlánc **egyenfeszültség erősítésére** is alkalmas. Természetesen ilyenkor emitterkondenzátort sem célszerű alkalmazni. Kétfokozatú, egyencsatolt erősítőt mutat a 3.29. ábra.



3.29. ábra. Galvanikus csatolású erősítő

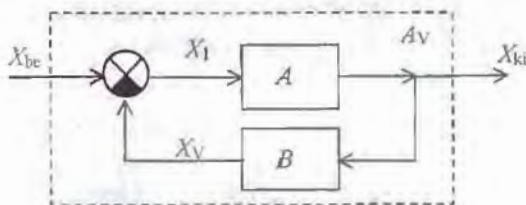
A láncban csak az első fokozat munkapontja állítható be bázisosztóval vagy bázisáram-táplálással, a további fokozatok munkapontja a galvanikus csatolás miatt már meghatározott. Az ábrán látható erősitőnél ez azt jelenti, hogy a második fokozat munkaponti bázisfeszültsége megegyezik az első fokozat kollektorán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

3.2. Visszacatolások

A visszacsatolás az erősitők jellemzőinek módosítására, ill. speciális feladatokat ellátó áramkörök létrehozására való áramköri megoldás.

Gyakorlati megvalósítása úgy történik, hogy az erősitő kimeneti jeleinek egy részét visszavezetjük a bemenetre. Az erősitőt 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 erősitő 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 erősitőt, ezt **pozitív visszacsatolásnak** nevezzük. A visszacsatolás rendszer-technikai megvalósítását a hatásláncon tanulmányozhatjuk. Ezt mutatja a **3.30.** ábra.



3.30. ábra. A visszacsatolás hatáslánca

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_1 vezérlőjel jut az erősitő bemenetére.
- az erősitő, amelynek átvitele

$$A = \frac{X_{ki}}{X_1},$$

- a visszacsatoló hálózat, amelynek feladata a kimeneti jel egy részének visszajuttatása a bemenetre. A visszacsatolt jel nagyságát a hálózat B visszacsatolási tényezője határozza meg

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

- visszacsatolt erősítő (szaggatott vonallal jelölve). A visszacsatolással módosított jellemzőkkel rendelkező erősítő. Átvitele:

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

A hatáslánc alapján felírhatók a visszacsatolásra jellemző legfontosabb összefüggések.

Negatív visszacsatolás esetén a vezérlőjel $X_1 = X_{be} - X_v$, így az erősítő kimeneti jele ennek erősítésszerese, $X_{ki} = A \cdot (X_{be} - X_v) = A \cdot X_{be} - A \cdot X_v$.

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:

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

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

Pozitív visszacsatolásnál 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:

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

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 következménye 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 bemeneti jel esetén is szolgáltat az áramkör kimeneti jelet. Az erősítőnek erre az állapotára azt mondjuk, hogy az erősítő **begerjed**. Ez nem megengedhető, hiszen így az erősítő nem használható.

Összefoglalva a pozitív visszacsatolásról leírtakat, megállapítható, hogy a hurokerősítés értékétől függően a visszacsatolt erősítő működése bizonytalanra válhat. Ezért az **erősítéstechnikában pozitív visszacsatolást nem használunk.**

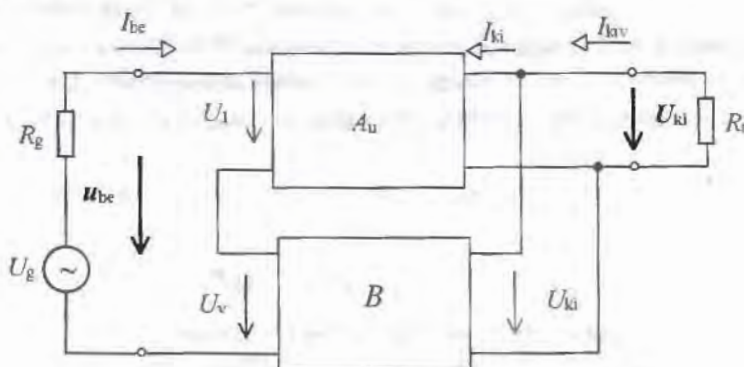
Egyetlen olyan áramkörtípus van amelynél a pozitív visszacsatolás $H = 1$ esetét használjuk ki. Ez az áramkör a 6.3. alfejezetben ismertetendő szinuszos oszcillátor.

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. Létrehozhatunk tehát:

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

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



3.31. ábra. Soros feszültség-visszacsatolás

A visszacsatolási tényező soros feszültség-visszacsatolás esetén feszültségátvitel jellegű mennyiség

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

A hurokerősítés és a visszacsatolás mértéke:

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

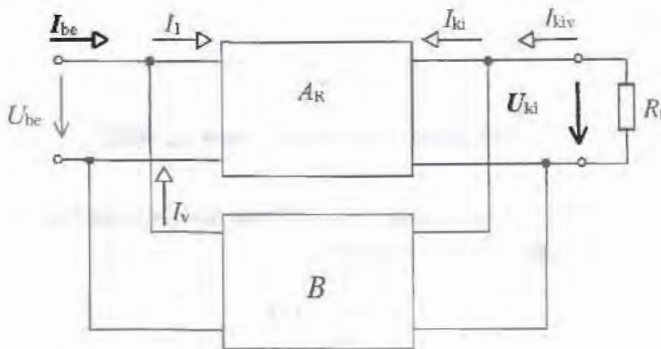
A Függelékben részletezettek szerint soros feszültség-visszacsatolásnál a visszacsatolás mértékével csökken az erősítő eredeti feszültségerősítése és kimeneti ellenállá-

sa, ugyanennyivel nő az eredeti bemeneti ellenállása, az áramerősítése pedig változatlan marad

$$A_{uv} = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_u}; \quad R_{kiv} = \frac{R_{ki}}{1 + B \cdot A_u};$$

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

A párhuzamos feszültség-visszacsatolás elvi hatásláncja a 3.32. ábra szerinti.



3.32. ábra. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás

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

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

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

$$A_R = \frac{U_{ki}}{I_1}$$

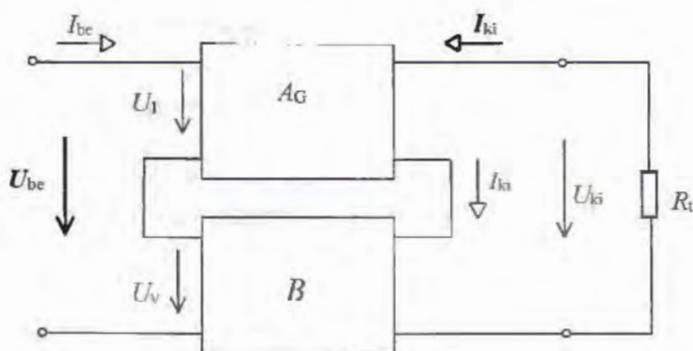
A hurokerősítés és a visszacsatolás mértéke $H = B \cdot A_R$; $F = 1 + B \cdot A_R$.

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

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

$$R_{bev} = \frac{R_{be}}{1 + B \cdot A_R}; \quad R_{kiv} = \frac{R_{ki}}{1 + B \cdot A_R}.$$

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 bemenetre, ezért a visszacsatolási tényező:

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

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

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

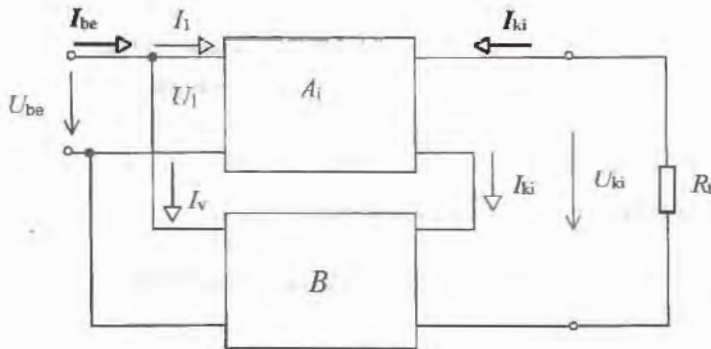
A visszacsatolási tényező és a vezetés-átvitel felhasználásával a hurokerősítés és a visszacsatolás mértéke $H = B \cdot A_G$; $F = 1 + B \cdot A_G$.

A visszacsatolás jellegének megfelelően, a *Függelékben* részletezettek szcrint csökken a feszültségerősítés, nő a be- és kimeneti ellenállás, nem változik az áramerősítés:

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

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

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 eredeti bemeneti áramát és emiatt csökken a kimeneti áram is.

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

Az erősítő-visszacsatolás miatt módosuló átvitele az áramátvitel:

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

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

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

$$A_{iv} = \frac{A_1}{1 + B \cdot A_1}; \quad A_{uv} = A_u;$$

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

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 feszültségerősítés és nő a bemeneti ellenállás. Az áramerősítés változatlan marad,

- párhuzamos típusú visszacsatolásnál csökken az áramerősítés és csökken a bemeneti ellenállás. A feszültségerősítés változatlan marad,
- feszültség-visszacsatolásnál csökken a kimeneti ellenállás,
- áram-visszacsatolásnál növekszik a kimeneti ellenállás.

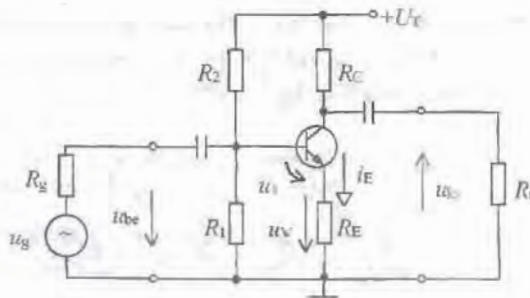
3.2.2. Visszacsatolások az erősítőkben

A visszacsatolás célja, hogy az erősítő tulajdonságait az erősítő felhasználási céljának megfelelően módosítsa.

A leggyakrabban előforduló célok pl.

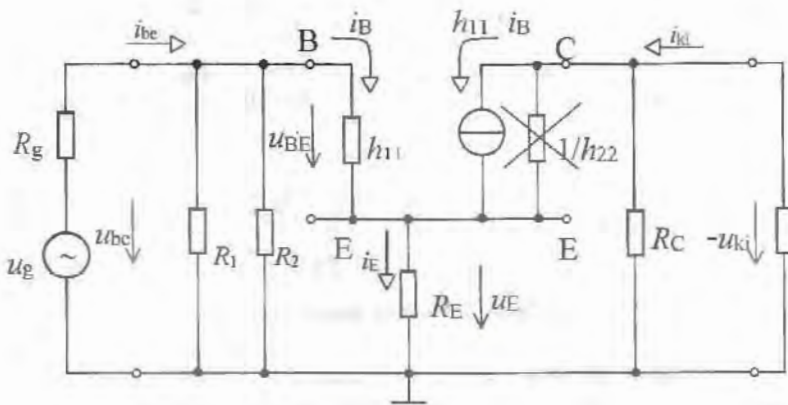
- nagy bemeneti ellenállású erősítő készítése. A soros típusú visszacsatolás alkalmas erre a feladatra,
- kis kimenetű ellenállású erősítő feszültség-visszacsatolással valósítható meg,
- nagy bemeneti és kis kimeneti ellenállású erősítő úgy készíthető, ha soros feszültség-visszacsatolást hozunk létre az erősítőben,
- nagy feszültségerősítést, nagy bemeneti és kis kimeneti ellenállást érhetünk el, ha többfokozatú erősítőben soros feszültség-visszacsatolást hozunk létre.

Az egyfokozatú közös emitteres erősítőben úgy készíthető a legegyszerűbben soros áramvisszacsatolás, ha a kapcsolásból elhagyjuk az emitterkondenzátort, amint azt a 3.35. ábra mutatja.



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. Az 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: $h_{22} \cong 0$, ill. $i_E \cong i_C$.

A **visszacsatolt feszültségerősítés** számításához írjuk fel a kimeneti feszültség értékét:

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

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

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

Tehát

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

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

$$B = \frac{R_E}{R_C \times R_t},$$

a hurokerősítés pedig

$$B \cdot A_G = \frac{R_E}{R_C \times R_t} \cdot \frac{h_{21}}{h_{11}}.$$

A **bemeneti ellenállás** számításához a bemeneti körre felírható, hogy

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

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

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

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

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:

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

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**:

$$A_v = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{u_{ki}}{R_1} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{R_{bev}}{R_1} = A_{úv} \cdot \frac{R_{bev}}{R_1}.$$

13. feladat

Számítsuk ki a 3.35. ábrán látható visszacsatolt cróstitó be- és kimeneti ellenállását, feszültség- és áramerősítését!

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

A 13. feladat megoldása

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

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

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

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

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

A soros áram-visszacatolást figyelembe véve a visszacsatolás mértéke:

$$1 + \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot R_E = 1 + \frac{250}{3,5} \cdot 0,5 = 36,7,$$

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

A bemeneti ellenállás tehát kb. háromszorosára növekedett.

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

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

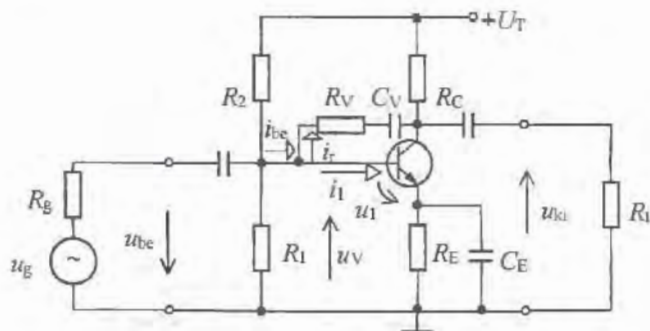
$$A_{uv} = -\frac{A_u}{36,7} = -\frac{100}{36,7} = -2,7.$$

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

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

A soros áram-visszacatolás hatásának általános vizsgálatánál 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 képlete szerint akkor nem változna az áramerősítés, ha annyival nőne a bemeneti ellenállás, amennyivel csökken a feszültségerősítés. Megállapíthatjuk tehát, hogy a visszacsatolásra vonatkozó általános képletek nem az erősítőre, hanem az erősítőeszközre vonatkoznak.

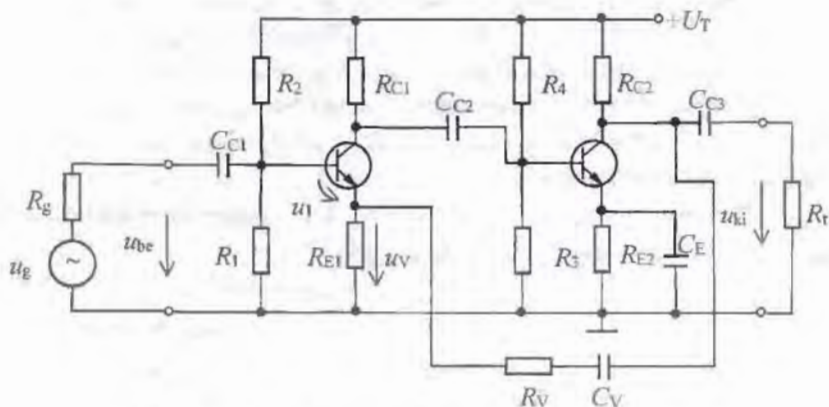
A kimeneti ellenállás csökkentésére alkalmas a 3.37. ábrán látható párhuzamos feszültség-visszacatolású közös emitteres erősítő.



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 feszültségerősítést. 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 feszültségerősítés, 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

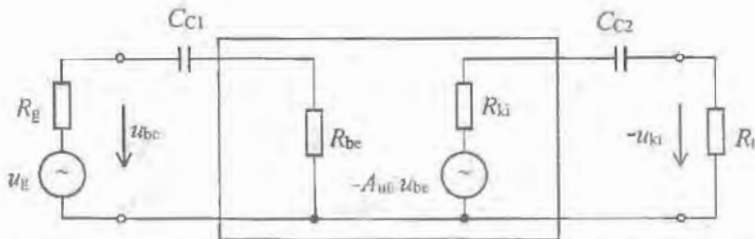
3.3. Az erősítők frekvenciafüggése

Az erősítő alapkapsolásokban lévő frekvenciafüggő impedanciájú elemek hatását a váltakozó áramú jellemzők meghatározásánál eddig nem vettük figyelembe. Feltételeztük ugyanis, hogy a csatoló- és az emitterkondenzátorok váltakozó áramú szempontból rövidzárnak tekinthetők, a tranzisztorok elektródái között meglévő tranzisztorkapacitások pedig elhanyagolhatók. Belátható azonban, hogy ez a feltételzés csak olyan frekvenciatartományban jelent jó közelítést, amelyben ezeknek az X_C kapacitásoknak a reaktanciája a hozzájuk kapcsolódó ohmos ellenállások értékéhez képest nem számottevő. Ebben a **közepes frekvenciatartományban** az erősítőjellelmzők frekvenciafüggetlennek 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 **kisfrekvenciák tartományában** már nem töltik be ezt a funkciójukat.

A tranzisztorok elektródái között jelentkező 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** alapkapsolásokban kisfrekvenciás tartományban a csatoló-kondenzátorok 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 alapkapsolás 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:

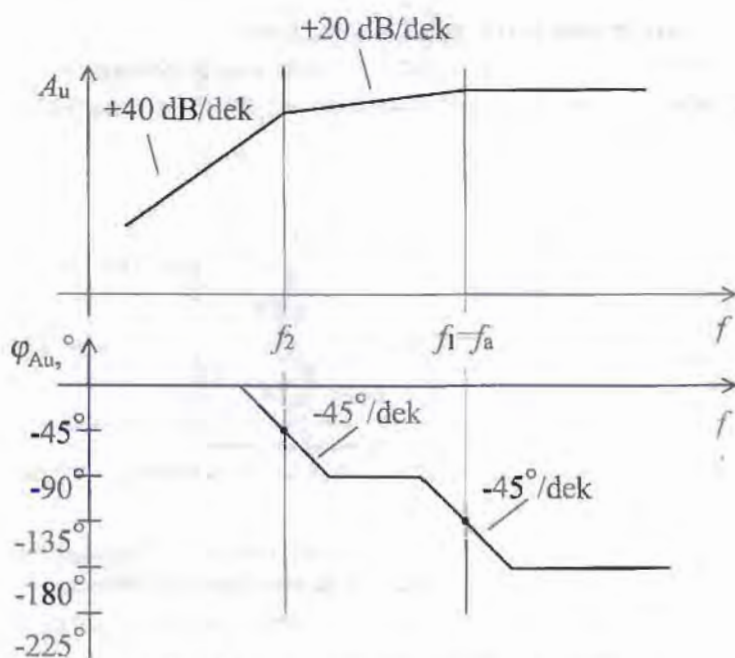
$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{C1} \cdot (R_{be} + R_g)}$$

- a kimeneti kör határfrekvenciája:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{ki} + R_t)}$$

- 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 erősítését,
- az RC-tagok egyenként +45°-os fázistolást okoznak határfrekvenciájukon az erősítő eredeti fázistolásához képest,
- a határfrekvencák 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 hatását mutatja törtvonalas közelítéssel, amelynek alsó határfrekvenciáját a bemeneti kör határozza meg.



3.40. ábra. A csatolókonkondenzátorok hatása

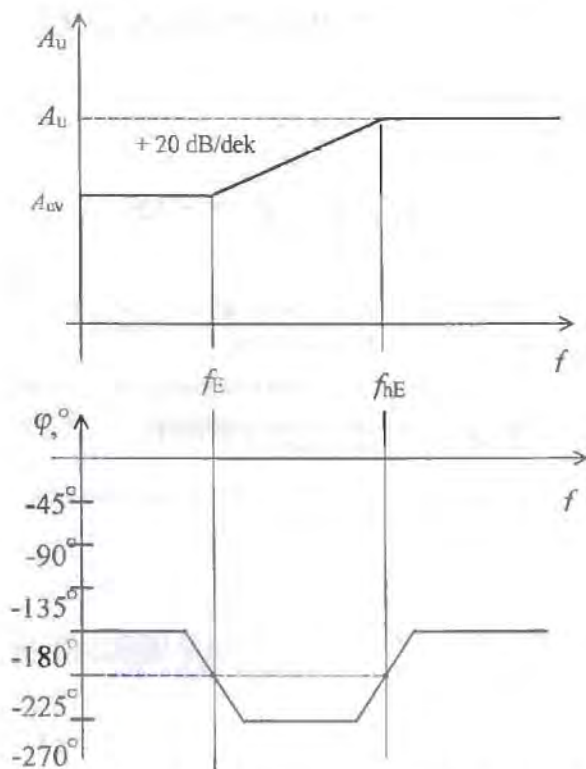
Az **emitterkondenzátor** az emitter-ellenállással párhuzamos RC -tagot alkot. A frekvencia csökkenésével a kapacitív reaktancia egyre nő, egészen kis frekvenciákon olyan nagy értékűvé válik, hogy szakadásnak tekinthető az R_E ellenállás mellett. Ilyenkor tehát az emitter-ellenállás nincs rövidre zárva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

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

Az emittrekörüli 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 közepcs frekvenciákon érvényes értéket.



3.41. ábra. Az emitterkondenzátor miatti frekvenciafüggés

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

$$f_{hE} = f_E \cdot \frac{A_u}{A_{uv}}$$

A párhuzamos $R_E C_E$ -tag miatt a fázistolás az f_{hE} frekvencián -45° , csökkentve a frekvenciát $45^\circ/\text{dckáddal}$ csökken, maximálisan 90° -os fázistolást okozva. Az f_E frekvencia környezetében a fázistolás változása ellentétes irányú, amint azt a **3.41.** ábra is mutatja.

A közös emitteres erősítő erősítésének kisfrekvenciás változását a csatolókondenzátorok és az emitterkondenzátor **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!

$R_{be} = 2,3 \text{ k}\Omega$; $R_{ki} = 2 \text{ k}\Omega$; $R_l = 4,8 \text{ k}\Omega$; $R_E = 500 \text{ }\Omega$; $R_g = 5 \text{ }\Omega$;

$C_E = 680 \text{ }\mu\text{F}$; $C_{C1} = 50 \text{ }\mu\text{F}$; $C_{C2} = 10 \text{ }\mu\text{F}$; $A_u = -100$; $A_{uv} = -2,7$.

A 14. feladat megoldása

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

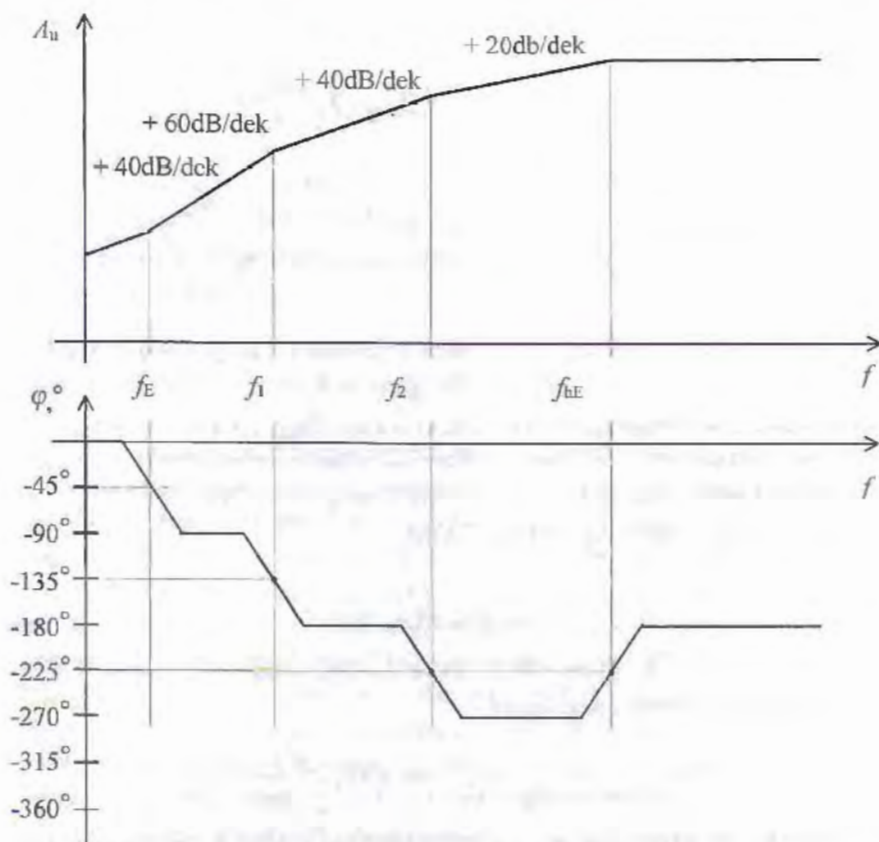
$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{ki} + R_l)} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^{-5} \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 2,34 \text{ Hz,}$$

$$f_E = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_E \cdot C_E} = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^2 \cdot 6,8 \cdot 10^{-4}} = 0,47 \text{ Hz,}$$

$$f_{hE} = f_E \cdot \frac{A_u}{A_{uv}} = 0,47 \cdot \frac{100}{2,7} = 24,4 \text{ Hz,}$$

$$f_a = f_{hE} \cong 24 \text{ Hz.}$$

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 alkalmas összefüggések a 3.14. ábra jelöléseit használva:

- a bemeneti kör határfrekvenciája:

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

- a kimeneti kör határfrekvenciája:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{ki} + R_l)}, \text{ ahol } R_{ki} = \frac{1}{y_{22}} \times R_D$$

- a source-kondenzátor hatása:

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

$$\text{ahol } A_u = y_{21} \cdot \left(\frac{1}{y_{22}} \times R_D \times R_t \right) \text{ és } A_{uv} = \frac{A_u}{1 + A_u \cdot \frac{R_s}{R_D \times R_t}}.$$

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

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

- a bemeneti kör határfrekvenciája, ahol

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

$$R_{be} \cong R_1 \times R_2 \times [h_{11} \times h_{21} \cdot (R_E + R_t)].$$

- a kimeneti kör határfrekvenciája

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

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

Hasonlóképpen számítható a közös drain-elektrodájú kapcsolás alsó határfrekvenciája is.

A **közös bázisú alapkapsolás** 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

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

Így elegendő a csatoló kondenzátorok hatását vizsgálni:

- a bemeneti kör határfrekvenciája:

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

- a kimeneti kör határfrekvenciája:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{C2} \cdot (R_{ki} + R_t)}, \text{ ahol } R_{ki} \cong R_C.$$

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

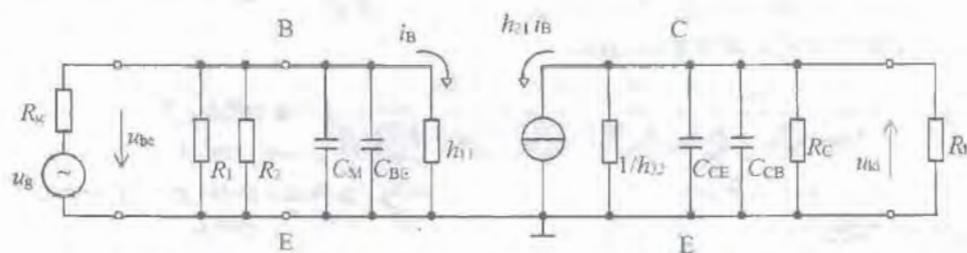
A **közös gate-elektrodájú alapkapcsolás** alsó határfrekvenciáját ugyanilyen elvek szerint lehet kiszámítani.

3.3.2. Az erősítés változása nagyfrekvencián

A kis- és közepes frekvenciák tartományában a tranzisztorok elektrodái között meglévő kapacitások reaktanciája olyan nagy, hogy szakadásnak tekinthető, ezért az erősítő működését nem befolyásolja. Nagyfrekvenciás tartományban a reaktancia egyre csökken, ezért a tranzisztort vezérlő bemeneti váltakozó áram és a kimeneti áram egy része ezeken a kapacitásokon folyik el. Csökken ezért a tranzisztort ténylegesen vezérlő áram nagysága és a terhelésre jutó áram nagysága is. Az elektrodakapacitásokon kívül befolyásolják az erősítő működését az áramkörök megépítésekor jelentkező szerelési és szórt kapacitások, valamint a terhelő-ellenállás mellett jelentkező esetleges kapacitás (pl. a következő fokozat bemeneti kapacitása). Ezek együttes hatását a továbbiakban egy a kimeneten jelentkező C_t terhelőkapacitással vesszük figyelembe. Az elektrodakapacitások és a terhelőkapacitás jelenléte miatt változnak a tranzisztortal felépített erősítők jellemzői. Az a frekvencia, amely felett ezek a változások már számottevőek, az **erősítő felső határfrekvenciája**.

A változások vizsgálatához a felső határfrekvencia környezetében, ill. felette, a tranzisztorok nagyfrekvenciás helyettesítő képét használjuk, amelyet **bipoláris tranzisztor esetén a 2.44. ábra, térvezérlésű tranzisztorok esetén pedig a 2.50. ábra mutat**.

Bipoláris tranzisztortal **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 kapacitással párhuzamosan kapcsolódnak az R_g , R_1 , R_2 és h_{11} ellenállások, ezért a bemeneti kör határfrekvenciája:

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

A kimeneti kör határfrekvenciája a helyettesítő kép alapján:

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

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

15. feladat

Számítsuk ki a 14. feladatban szereplő közös emitteres erősítő felső határfrekvenciáját, ha a tranzistor kapacitásainak értéke $C_{BE} = 8$ pF; $C_{CB} = 11$ pF; C_l elhanyagolható.

Rajzoljuk fel az erősítés és a fázistolás frekvenciafüggését a nagyfrekvenciás tartományban!

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:

$$f_{bc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{be} \cdot (R_{be} \times R_g)} = \frac{1}{6,28 \cdot 311 \cdot 10^{-10} \cdot (2,3 \cdot 10^3 \times 5)} = 1,02 \cdot 10^8 \text{ Hz,}$$

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

A kimeneti kapacitás $C_{ki} = C_{CE} + C_{CB} = 11 + 3 = 14$ pF.

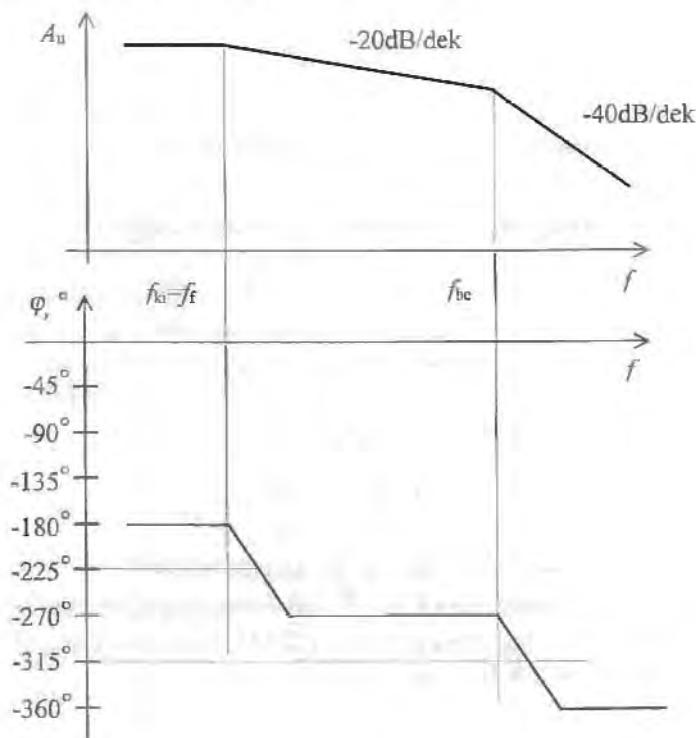
A kimeneti kör határfrekvenciája:

$$f_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ki} \cdot (R_{ki} \times R_l)} = \frac{1}{6,28 \cdot 14 \cdot 10^{-11} \cdot (2 \times 4,8) \cdot 10^3} = 8 \cdot 10^6 \text{ Hz,}$$

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

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

Az erősítő átviteli jelleggörbéjét a 3.44. ábra mutatja.



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

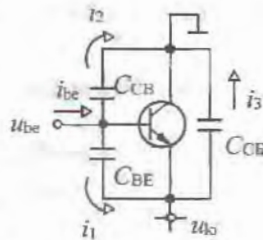
A közös source-elektrodájú kapcsolás nagyfrekvenciás viselkedését meghatározó határfrekvenciák a megismertekhez hasonló elvek szerint számíthatók:

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

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

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

A közös kollektoros alapkapsolás nagyfrekvenciás viselkedésének meghatározásához vizsgáljuk meg a tranzisztor kapacitásainak hatását! A 3.45. ábrán a tranzisztort vezérlő 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 részecire igaz, hogy

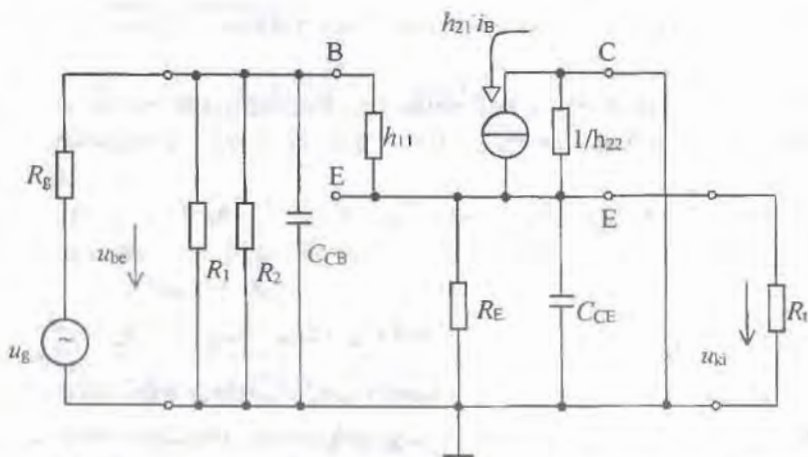
$$i_{be} = i_1 + i_2 = \frac{u_{be} - u_{ki}}{X_{BE}} + \frac{u_{be}}{X_{CB}}$$

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

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

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

A kimenetre az ábra szerint csak a C_{CE} kollektor-emitter kapacitás kapcsolódik. Ezeket a megállapításokat figyelembe véve a közös kollektoros kapcsolás nagyfrekvenciás 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:

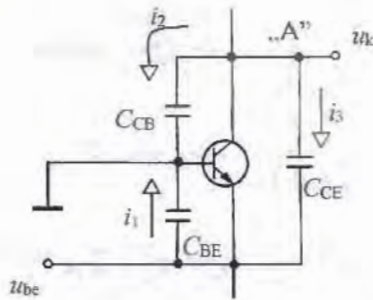
$$f_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{CB} \cdot (R_g \times R_{be})}, \text{ ahol } R_{be} = R_1 \times R_2 \times [h_{11} + h_{21} \cdot (R_E \times R_t)],$$

$$f_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (C_{CE} + C_t) \cdot (R_{ki} \times R_t)}, \text{ ahol } C_{ki} = C_{DS} + C_{DG} \text{ és } R_{ki} = \frac{1}{h_{22}} \times R_E.$$

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** tranzisztorának 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

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

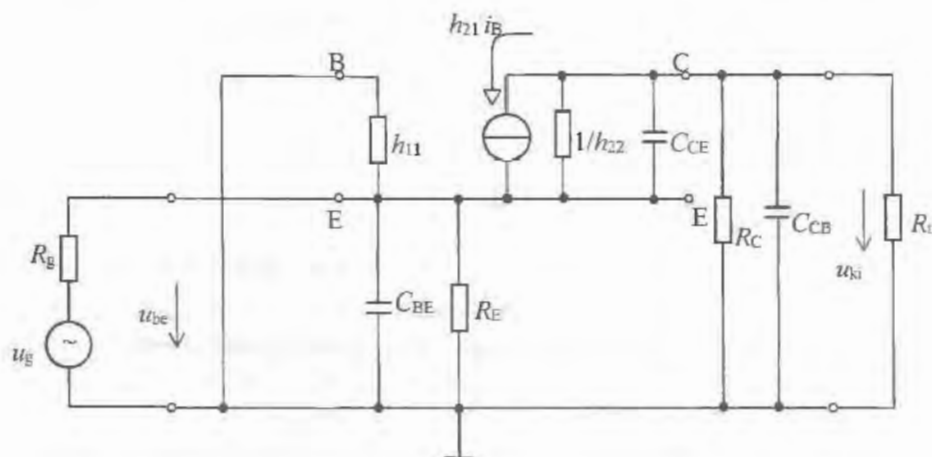
Rendezve az egyenletet:

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

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

Az egyenlethől 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:

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

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

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

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

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

$$f_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{GS} \cdot (R_G \times R_g)}; \quad f_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (C_{DS} + C_{DG} + C_L) \cdot (R_{ki} \times R_L)}$$

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

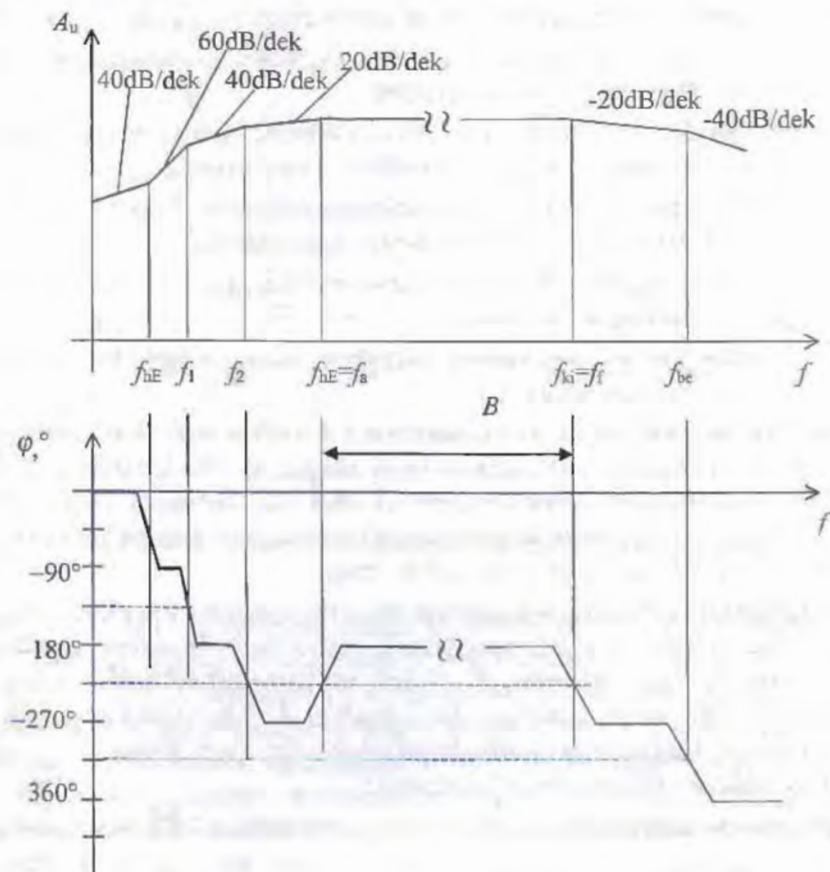
3.3.3. Az erősítők sávzélessége, szélessávú erősítők

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

$$B = f_f - f_a.$$

A határfrekvenciákon

- az erősítés a közepes frekvencián érvényes erősítéshez képest 3 dB-lal csökken. Ez viszonyszámban kifejezve azt jelenti, hogy az erősítés $\sqrt{2}$ -ed részére csökken,
- 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: $f_f = 8 \text{ MHz}$.

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

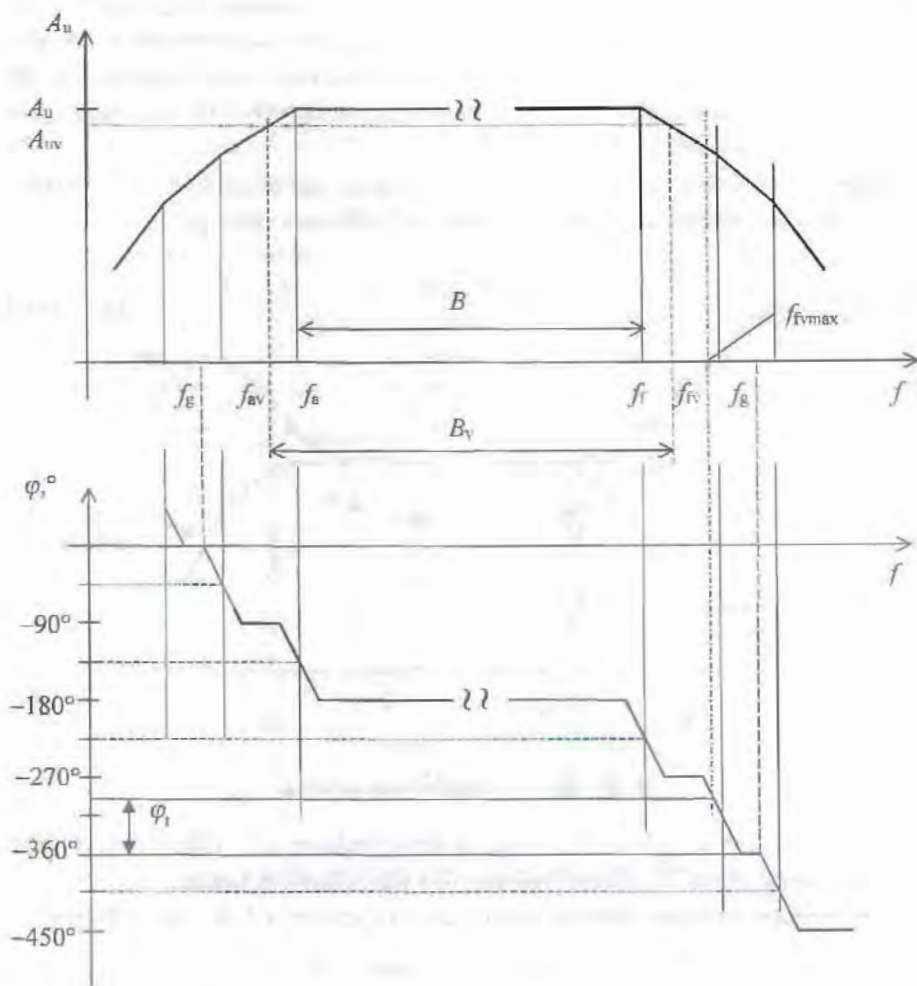
Az erősítő erősítésének és fázistolásának frekvenciafüggését a 3.49. ábra szemlélteti. Az erősítővel szemben támasztott gyakorlati igények általában meghatározott erősítésjellemzőket és sávszélességet irnak elő. Érdemes tehát megvizsgálni, hogyan lehet a sávszélességet (a lehetőségek határain belül) 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 elemeinek helyes megválasztásával korlátozott mértékben ugyan, de növelhető a sávszélesség,
- a közös emitteres erősítőt 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 elemeinek 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 nagyfrekvenciás tranzisztorok alkalmazásával oldható meg.

A **közös kollektoros erősítő alkalmazása** illesztőfokozatként a 3.27. ábra szerinti. Elsősorban akkor segít a sávszélességet növelni, ha a közös emitteres erősítőt meghajtó generátor R_g ellenállása nagy, ill. a közös emitteres erősítő kimeneti ellenállását kell csökkenteni. Az R_g és az R_{ki} csökkenése kismértékben csökkenti az alsó határfrekvenciát is, de elsősorban a felső határfrekvenciát növeli hatásosan (l. az f_{be} és f_{ki} meghatározására alkalmas összefüggéseket).

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

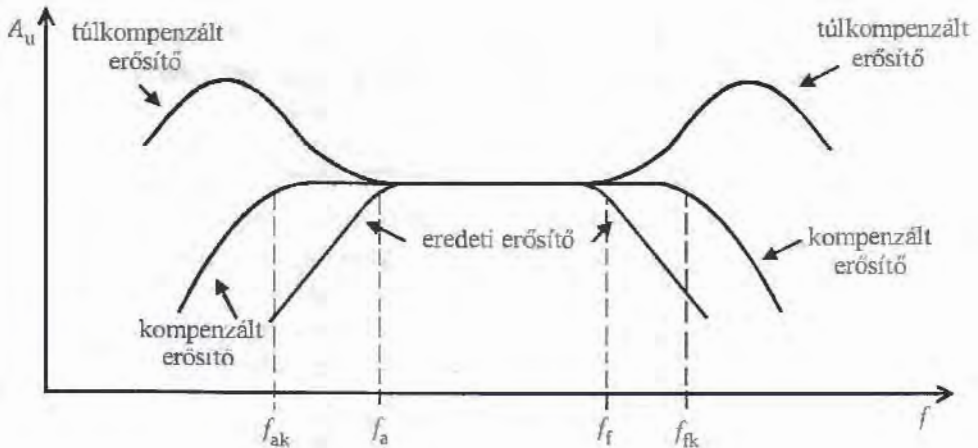


3.50. ábra. A negatív visszacsatolás hatása a sávszélességre

A visszacsatolás kisebb erősítés mellett jelentősen növeli a sávszélességet. A növekedés mértéke egyszerűen beállítható a visszacsatolás mértékével. A sáv szélesség 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_B gerjedési frekvenciához tartozó visszacsatolt erősítés. Akkor járunk el helyesen a visszacsatolás mértékének megválasztásánál, ha a gerjedési frekvenciától távol maradunk: **fázistartalékkal** méretezzük a visszacsatolást. Így meghatározható a beállítható minimális visszacsatolt erősítés, és a hozzá tartozó határfrekvencia maximális értéke.

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

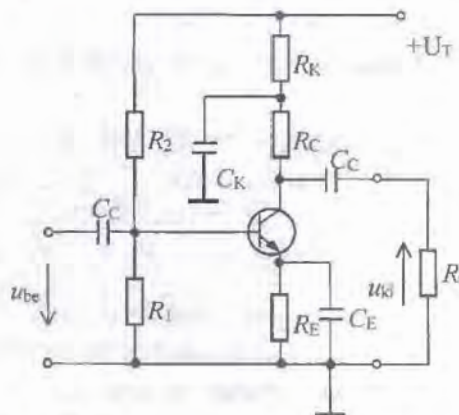
Az erősítés csökkenése nélkül növeli a sávszélességet az **erősítők** kis- és nagyfrekvenciás **kompenzálása**. A kompenzálás elvét a **3.51.** ábra mutatja.



3.51. ábra. A kompenzálás elve

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

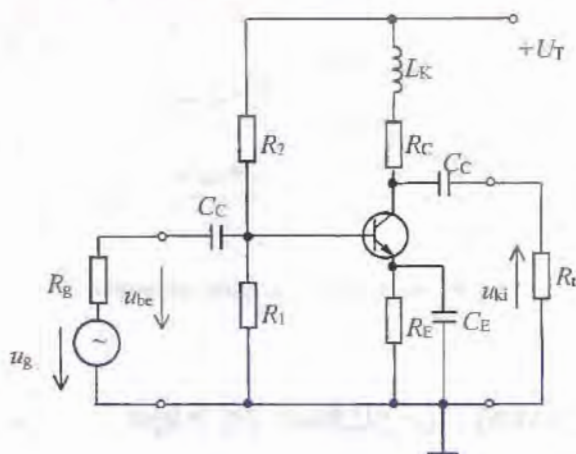
A **kisfrekvenciás kompenzálásra** alkalmazott kapcsolás a **3.52.** ábrán látható.



3.52. ábra. Kompenzálás kisfrekvencián

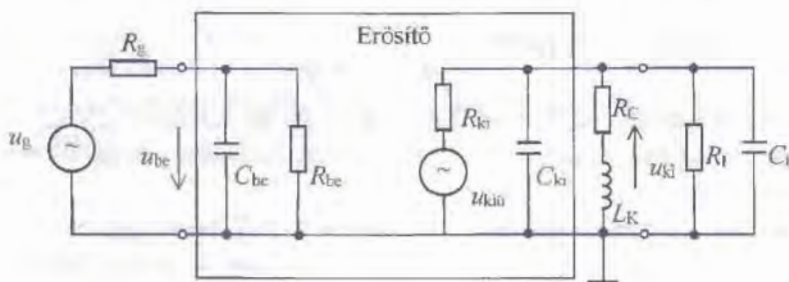
A C_k kompenzáló kapacitás párhuzamosan kapcsolódik az R_k ellenállással váltakozó áramú szempontból. A két kompenzáló elem értéke olyan, hogy az erősítő frekvenciafüggetlen tartományában a C_k rövidre zárja váltakozó áramú szempontból R_k -t, így az ncm befolyásolja az erősítő tulajdonságait. Az alsó 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_c munkaellenállással sorba kapcsolódó Z_k növeli az erősítő erősítését, mert a munkaellenállás 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 $Z_k \cong R_k$ állandó. Az a frekvencia lesz az f_{ak} kompenzált alsó határfrekvencia, amelyen ez bekövetkezik.

A nagyfrekvenciás kompenzálás gyakorlati kivitele a 3.53. ábra szerinti.



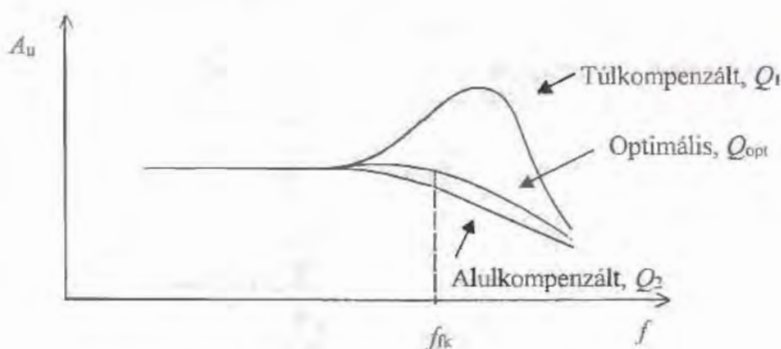
3.53. ábra. Nagyfrekvenciás kompenzálás

A kompenzáló induktivitás hatása az erősítő 3.54. ábrán látható helyettesítő képén követhető.



3.54. ábra. A kompenzált erősítő helyettesítő képe

A kompenzáló induktivitás párhuzamosan kapcsolódik a tranzisztor kapacitásaiból származó C_{ki} kimeneti kapacitással és a következő fokozat bemeneti kapacitásával, mint C_t terhelő-kapacitással. A C_{ki} , C_t 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 kompenzálás feltétele, hogy a rezgőkör jósági tényezője is megfelelő legyen. Az optimális jósági tényezőnél nagyobb túlkompenzálást okoz, a kisebbel pedig nem érhető el a legnagyobb felső 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 vettük figyelembe azt a gyakorlati ténytet, hogy minden erősítő rendelkezik valamekkora torzítással és zajjal. Mindkét jelenség nemkívánatos, korlátozza az erősítők felhasználását egyes területeken.

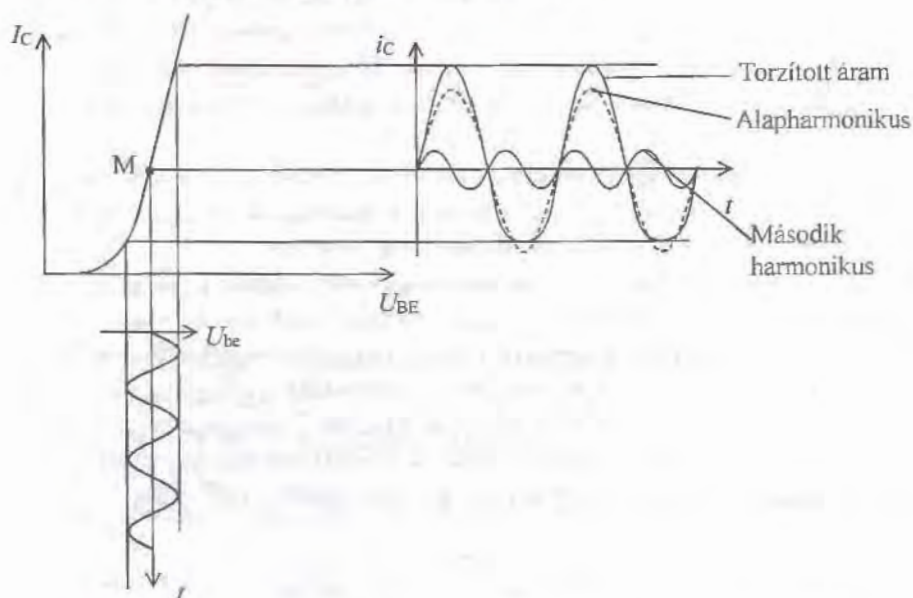
3.4.1. Az erősítők torzítása

Az erősítőktől 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 jelleggörbén

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

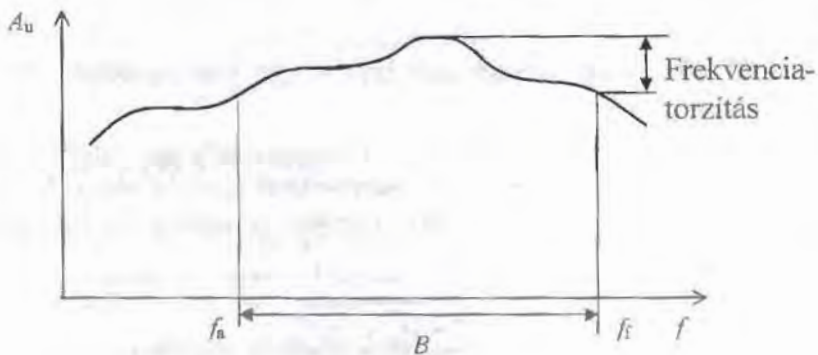
$$k_h = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots + u_n^2}}{\sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots + u_n^2}} \cdot 100\%.$$

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 egyidőben több, különböző frekvenciájú jelet erősítünk, gondoljunk pl. azokra az esetekre amikor az erősítőt beszéd, zene stb. erősítésére használjuk. Ilyen esetben a nemlineáris jelleggörbe miatt a bemeneti frekvencia összetevőinek összeg és különbségi frekvenciái is képződnek, a felharmonikusok mellett. Az összeg és különbségi frekvenciákat keveredési, vagy modulációs frekvenciáknak nevezzük. Az ezek jelenléte 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 erősítőeszköz jelleggörbéjének görbültsége miatt jelentkezik. Hatása a kimeneti jelben az, hogy megjelennek a felharmonikusok, valamint az összeg és különbségi frekvenciájú jelösszetevők. Számszerű jellemzésük külön-külön a harmonikus, ill. a modulációs torzítási tényezővel történik. Az erősítő nemlineáris torzításának megadása a két tényező együttes megadását jelenti.

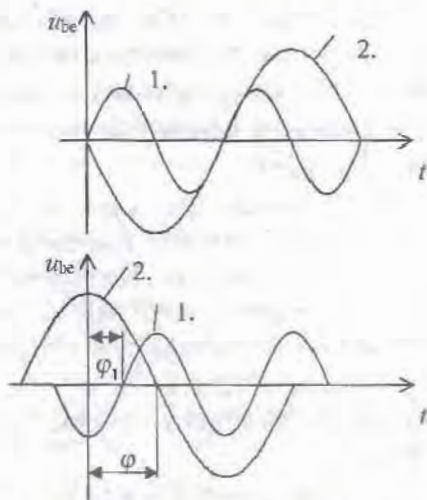
Az erősítő frekvenciafüggése miatt újabb torzítások lépnek fel. A frekvenciafüggést az erősítőben lévő kondenzátorok okozzák, és mivel ezek lineáris elemek, az általuk okozott torzításokat **lineáris torzításoknak** nevezzük.

A lineáris torzítások közül a **frekvenciatorzítás** abból adódik, hogy az erősítés frekvenciafüggő, és így a különböző frekvenciaösszetevőkből álló bemeneti jelet különböző frekvenciákon eltérő 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 sávszélességén belül 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 feszültségérsítés 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 láttuk. 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 váltakozó mágneses és elektromos terek, ill. a tápfeszültség bűgőfeszültségéből tevődik össze. Ezek hatása viszonylag egyszerű módszerekkel – pl. árnyékolással, ill. szűréssel – elhanyagolható mértékűre csökkenthető.

A zavaró jelcck 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 feszültségingadozás két részből adódik:

- az ellenállást alkotó anyag molekuláinak hőmozgásából adódó Johnson-zaj. Értéke 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} visszáramtól. Zaj szempontjából legkedvezőbbek a szilícium planár technológiával készült, kis visszáramú tranzisztorok. A munkapont-beállításkor még 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.

Érdemes megjegyezni – bár az eddig erősítőkből még nem alkalmaztuk –, hogy a Zener-dióda a benne lejátszódó Zener- és lavina-effektus miatt igen zajos eszköz, ezért erősítőkből való alkalmazásától lehetőleg tartózkodni kell.

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

$$F^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{U_{\text{jel}}}{U_{\text{zaj}}}$$

Az alkatrészek zajának ismeretében, elvileg ezek összegzésével, az erősítőre vonatkozó összes zajfeszültség meghatározható. Ez a módszer azonban igen bonyolult, így a jel-zaj viszonyt mérésrel 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 negatív visszacsatolással csökkenthető, mert ilyenkor a visszacsatolás mértékének megfelelően csökken a zajra vonatkozó erősítés is.

3.5. Nagyjelű erősítők

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 feszültségerősítők és a teljesítményerősítők. Közös jellemzőjük, hogy a bennük felhasznált tranzisztorok vezérlése nem a munkapont kis környezetében történik, hanem igénybe vesszük a teljes kivezérlési tartományt, amelynek határait 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 feszültségerősítők** 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 katódsugárcsővek eltérítő lemezcínek vezérlésére, a televíziók képcsövének vezérlésére és ilyen erősítőt találunk az integrált műveleti erősítőkben kimeneti fokozatként.

Kapcsolásuk és munkapont-beállításuk – a kis értékű kollektoráram kivételével – megegyezik a teljesítményerősítők kapcsolásával és munkapont-beállításával.

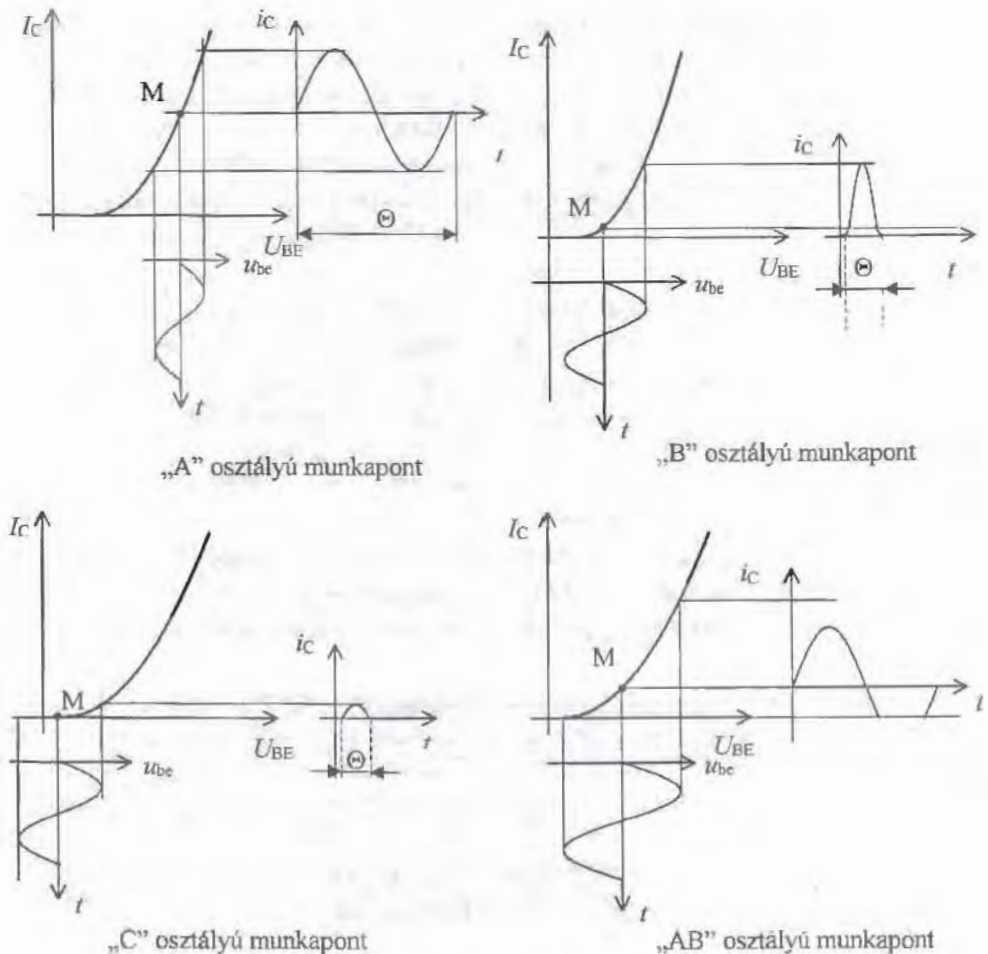
A **teljesítményerősítők** feladata, hogy egy adott értékű terhelő-ellenállásra a lehető legnagyobb teljesítményt adják le. Ennek érdekében a **munkapont helyes megválasztásával** a maximális kivezérlhetőséget a tranzisztor kollektorárama és kollektor–emitter feszültsége esetében is biztosítani kell. Ahhoz, hogy a tranzisztor által előállított teljesítmény teljes egészében eljusson a terhelésre, a terhelést **illeszteni kell** az erősítőhöz. A nagyjelű vezérlés miatt a tranzisztor jelleggörbéit már nem tekinthetjük lineárisnak, ezért a **kimeneti jel torzított lesz**. A munkapont-beállításánál ezért a maximális kimeneti teljesítmény elérése mellett törekedni kell a minimális torzításra is.

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

A teljesítményerősítők **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 tápcységből felvett, de kimeneti teljesítményként nem hasznosított teljesítmény a tranzisztoron hővé alakul, disszipálódik. A **disszipációs teljesítmény**: $P_d = P_{ki} - P_f$. A megismert jellemzők értékének mindegyike 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 leggyakrabban hangerősítőként használjuk, bemeneti jelük hangfrekvenciás szinuszos jel, terhelő-ellenállásuk általában hangszóró. A C osztályú erősítők elsősorban a nagyteljesítményű adóberendezésekben használatosak. Az egyes erősítőosztályok munkapontját az $U_{BE}-I_C$ jelleggörbén a 3.59. ábra mutatja.



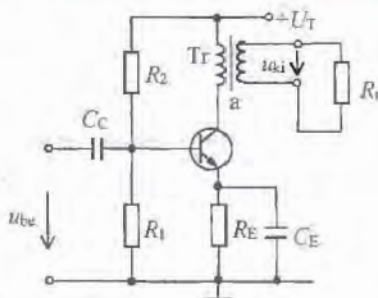
3.59. ábra. Az erősítőosztályok munkapontja

Az erősítőosztályok folyási szöggel is jellemezhetők. A Θ **folyási szög** azt mutatja, hogy a teljes periódus (360°) hány fokos részében 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 félperiódusban folyik áram,
- AB osztályban a folyási szög $360^\circ > \Theta \geq 180^\circ$,
- C osztályban $\Theta \leq 180^\circ$.

3.5.1. Együtemű teljesítményerősítő

Az együtemű 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 munkaellenállása a maximális kimeneti teljesítmény eléréséhez szükséges optimális érték lesz.

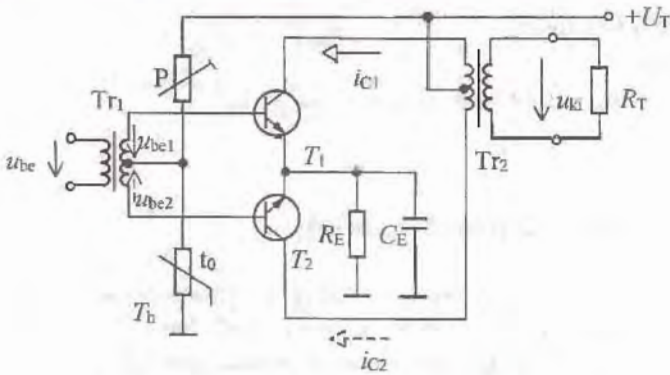


3.60. ábra. Együtemű teljesítményerősítő

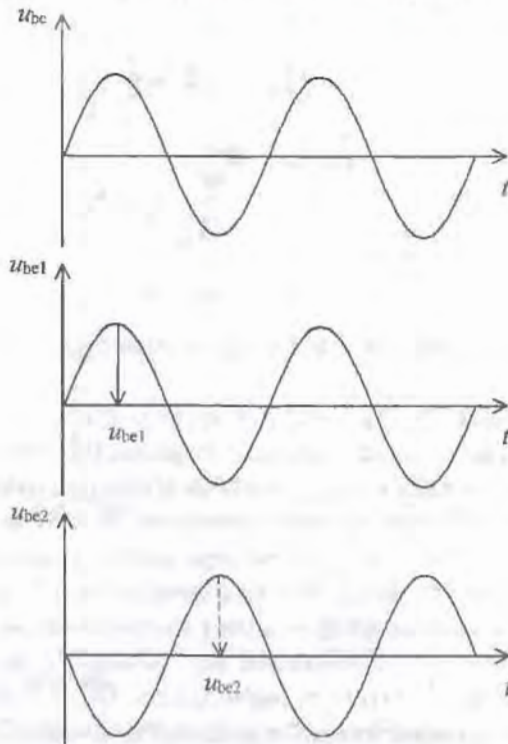
Az A osztályú beállítás miatt az erősítő kivezélés nélkül is felvesz teljesítményt a tápegységből, hiszen a tranzisztoron vezérlés nélkül is folyik a munkaponti kollektoráram. Az erősítő hatásfoka ezért jelentősen elmarad (elméleti max. is csak 25%) a más munkapont-beállítással elérhető hatásfoktól. A rossz hatásfok mellett az erősítő torzítása is nagy, mert a nagyjelű vezérlés miatt a bemeneti jel alakja a görbült jellegűben jelentősen módosul. A torzítás nemlineáris jellegű, harmonikus és modulációs torzítás. A rossz hatásfok és a nagy torzítás miatt az A osztályú erősítőket hangfrekvenciás teljesítményerősítőként nem használjuk, ezért teljesítményviszonyainak részletes számításával nem foglalkozunk. Szinte kizárólag olyan területen alkalmazzuk, ahol egyszerű kapcsolásra van szükség valamilyen eszköz időszakos működtetésére, pl. riasztó hangszórója, számítógépben a zümmer megszólaltatása, jelfogó tekercsének gerjesztése stb.

3.5.2. Ellenütemű teljesítményerősítők

A B osztályú munkapont-beállítás csak ellenütemű erősítőkapcsolásokban lehetséges, amelyek tulajdonságait a 3.61. ábrán látható kapcsoláson tanulmányozhatjuk.



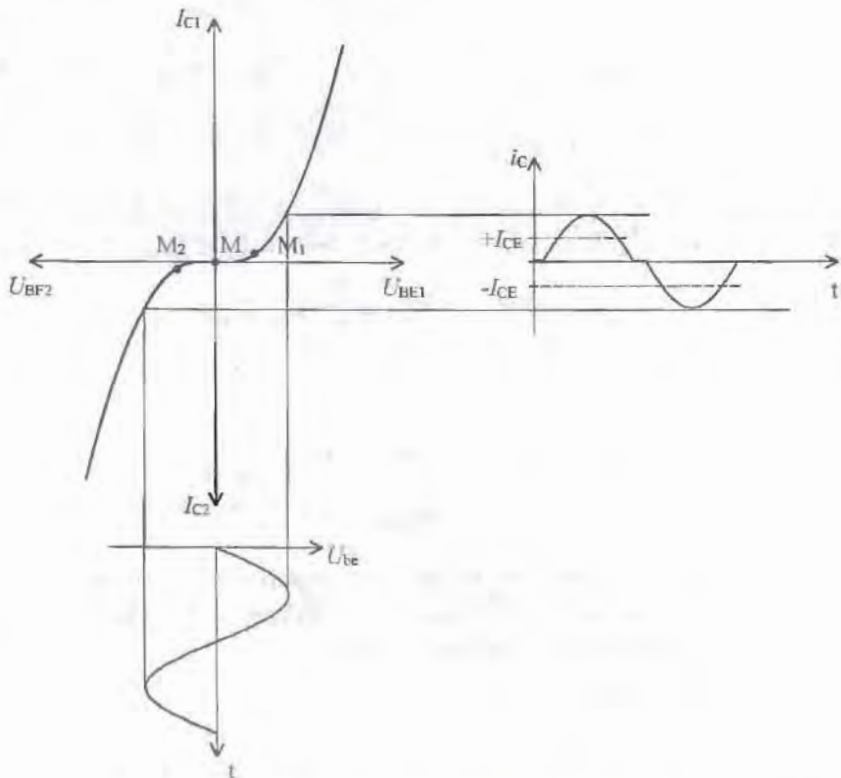
3.61. ábra. Ellenütemű teljesítményerősítő



3.62. ábra. Ellenfázisú vezérlőjelek

A tranzisztorok munkapontját a lezárás határára állítjuk be és úgy vezéreljük a kapcsolást, hogy a két tranzisztor felváltva erősítse a bemeneti jel két félperiódusát. Ezt az ellenütemű vezérlést valósítja meg a kapcsolás bemenetén lévő fázisfordító transzformátor, a középleágazásához képest ellenfázisú vezérlőfeszültséget állítva elő a bemeneti feszültségből. A ellenfázisú vezérléshez szükséges jelalakokat szemlélteti a 3.62. ábra.

A tranzisztorok által felerősített félperiódusokat a kimeneti transzformátor összegzi és juttatja a terhelésre. A kimeneti transzformátor áttételének helyes megválasztásával illeszthető a terhelés a tranzisztorokhoz. A munkapont beállítása a termisztorból és a potencióméterből 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 crösítő 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 középértéke az elektrotechnikában tanultak szerint:

$$I_{CE} = \frac{I_{Cmax}}{\pi}$$

Mivel az erősítő kivezérése használat közben a kivezérés nélküli állapottól a maximális kivezérlehetőség határáig változhat, célszerű az éppen aktuális kivezérés jellemzésére bevezetni a vezérlési tényezőt. A v vezérlési tényező a mindenkor u_{be} bemeneti feszültség és a maximális kivezéréshöz tartozó $u_{be_{max}}$ bemeneti feszültség hányadosa:

$$v = \frac{u_{be}}{u_{be_{max}}}$$

A tápegységből felvett teljesítmény a két tranzisztorra együttesen:

$$P_f = 2 \cdot v \cdot U_T \cdot \frac{I_{Cmax}}{\pi}$$

Érdemes megfigyelni, hogy míg az A osztályú erősítőnél a tápegységből felvett teljesítmény vezérléstől függetlenül állandó volt, addig az előző kifejezés szerint a B osztályban a felvett teljesítmény függ a kivezéréstől. Ha nem vezéreljük a kapcsolást ($v = 0$), akkor $P_f = 0$.

A kimeneti teljesítmény a tranzisztorok áramainak és feszültségeinek effektív értékéből számítható, mindkét mennyiség tényleges értékét függővé téve a vezérlés nagyságától

$$P_{ki} = v \cdot \frac{U_{CE_{max}}}{\sqrt{2}} \cdot v \cdot \frac{I_{Cmax}}{\sqrt{2}} = \frac{v^2}{2} \cdot U_T \cdot I_{Cmax}$$

A B osztályú erősítő hatásfoka:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_f} = \frac{\frac{v^2}{2} \cdot U_T \cdot I_{Cmax}}{v \cdot \frac{2}{\pi} \cdot U_T \cdot I_{Cmax}} = \frac{v \cdot \pi}{4} = 0,785 \cdot v$$

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

A disszipációs teljesítmény:

$$P_D = P_f - P_{ki} = v \cdot \frac{2}{\pi} \cdot U_T \cdot I_{Cmax} - \frac{v^2}{2} \cdot U_T \cdot I_{Cmax}$$

$$P_D = U_T \cdot I_{Cmax} \cdot \left(v \cdot \frac{2}{\pi} - \frac{v^2}{2} \right)$$

Teljes kivezérésnél $P_D \approx 0,137 \cdot U_T \cdot I_{Cmax}$.

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

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

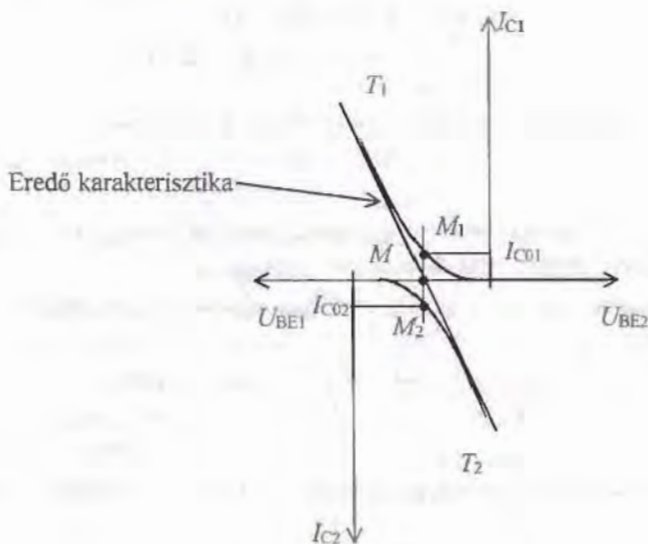
$$P_{D_{\max}} \cong U_T \cdot I_{C_{\max}} \cdot \left(\frac{2 \cdot 0,6}{3,14} - \frac{0,36}{2} \right) \cong 0,2 \cdot U_T \cdot I_{C_{\max}},$$

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

A B osztályú erősítő torzítását jól érzékelhetjük 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 keresztvezési torzításnak hívni.

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

A hatásfok és a torzítás szempontjából is optimális megoldást jelent az **AB osztályú munkapont-beállítás**. Ilyen beállítás mellett a **3.61.** ábra P potenciométerével 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 hatásfok, 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** legtöbbször 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 középleágazásához 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 középleágazású 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 összemásolja a két tranzisztor által felerősített jel pozitív és negatív félperiódusát a terhelésre. A kimeneti transzformátor ezen kívül, az áttételének helyes megválasztásával, a terhelést is illeszti a tranzisztorhoz.

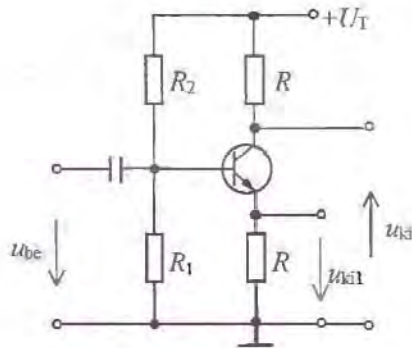
A P potenciométer az erősítőosztálynak megfelelő munkapont-beállítására szolgál. A T_H -val jelölt termisztor negatív hőfoktényezőjű és az R_E -vel együtt a kapcsolás hőmérséklet hatására történő munkapont-eltolódását csökkenti, mert a tranzisztorokon keletkező jelentős disszipációs teljesítmény miatt itt különösen fontos a hőmérséklet-változás következményeinek csökkentése. A két tranzisztornak azonos jellemzőkkel kell rendelkeznie. Így biztosítható az erősítendő jel pozitív és negatív félperiódusának azonossága, vagyis a kis torzítás. Erre a célra párba válogatott tranzisztorokat kell alkalmazni.

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

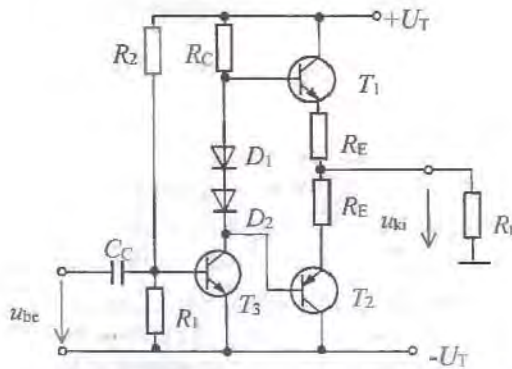
A **3.65.** ábra áramköre egy olyan közös emitteres kapcsolás, amelynek R_C és R_E ellenállása azonos értékű.

Mivel $R_C = R_E = R$, ezért $|u_{ki1}| \cong |u_{ki2}|$, de ellentétes fázisúak.

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



3.65. ábra. Fázishasító áramkör



3.66. ábra. Komplementer teljesítményerősítő

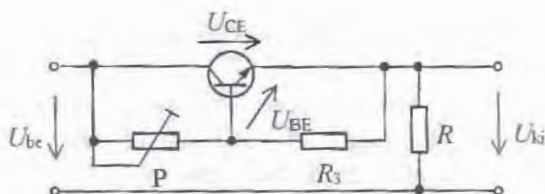
A T_3 tranzisztorral felépített KE-es erősítő a T_1, T_2 tranzisztorral felépített teljesítményerősítő meghajtó (előerősítő) fokozata, amelynek munkaellenállása az R_c ellenállás. A T_1 tranzisztor a szinuszos jel pozitív, a T_2 pedig a negatív félperiódusát erősíti. Mindkét tranzisztor közös kollektoros kapcsolású, ezért a feszültségerősítés $A_u \approx 1$, de áramerősítése és így teljesítményerősítése is jelentős. Ebben a kapcsolásban nincs szükség a terhelés illesztésre, 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 bázisfeszültségét is. Ehhez képest a T_1 bázisfeszültségét a D_1 és D_2 diódák nyitófeszültségeinek összege adja. A diódákat itt szinteltolóként alkalmazzuk, feladatuk, 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 tápfeszültségről működik, ezért az R_E ellenállások közös pontján az egyenfeszültség vezérlés nélkül zérus értékű, vagyis a terhelésen nem folyik egyenáram. Ha az erősítőt egyszeres tápfeszültségről üzemeltetjük akkor ezen a ponton az egyenfeszültség $U_T/2$ értékű, ezért az R_T -t csatolókondenzátorral kell leválasztani. A kis torzítás ebben a kapcsolásban is úgy érhető el, ha azonos paraméterekkel rendelkező, válogatott komplementer tranzisztorpárokat használunk.

A munkapont-beállításhoz használt diódás szinteltoló helyett alkalmazható a 3.67. ábrán látható tranzisztoros szinteltoló kapcsolás. Alkalmazásának előnye, hogy az általa létrehozott szinteltolás állítható, ezért a teljesítményerősítő munkapontja is egyszerűen beállítható optimális értékre.



3.67. ábra. Tranzisztoros szinteltoló

A szinteltolás mértéke a tranzisztor kollektora és emittora közötti

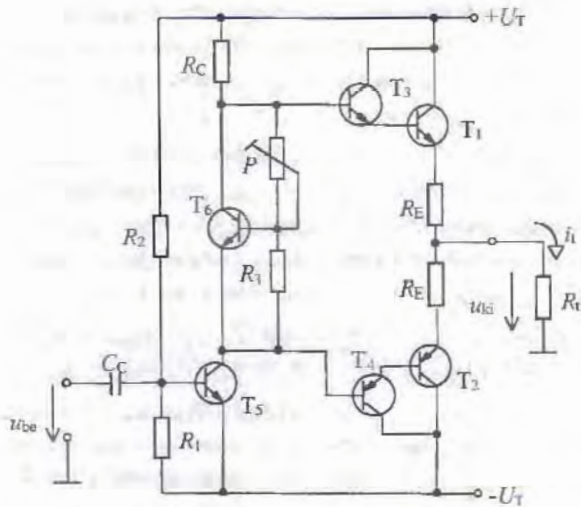
$$U_{be} = U_{CE} \cdot \frac{R_3}{R_3 + P}$$

összefüggésből számítható:

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

A szinteltolás mértéke a P potenciométerrel állítható. Az ismertett szinteltoló kapcsolást a diódák helyén, a két tranzisztor bázisa között alkalmazzuk.

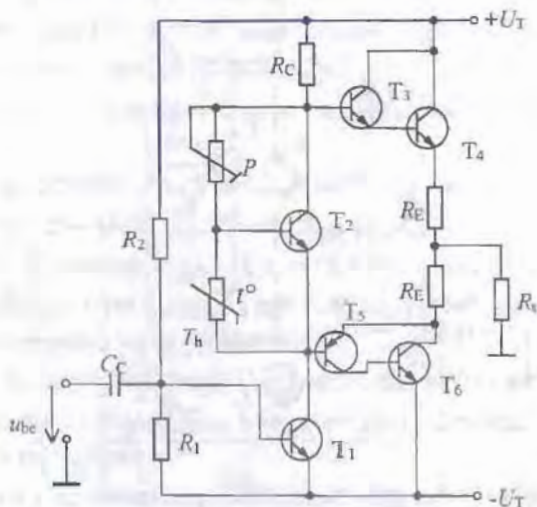
Nagyobb teljesítményerősítés érhető el, ha a tranzisztorokat **Darlington-tranzisztorpárra** cseréljük ki, amint azt a 3.68. ábra mutatja.



3.68. ábra. Darlington-transzisztoros teljesítményerősítő

A Darlington-transzisztorpár első tranzisztorának $i_E \cong i_C$ áramát a második tranzisztor h_{21} -szeres értékkel felerősíti. Így eredőben a két tranzisztor együttes áramerősítési tényezője $h_{21e} = h_{21_1} \cdot h_{21_2}$, ha a tranzisztorok h_{21} paraméterei megegyeznek, akkor $h_{21e} = h_{21}^2$.

A két tranzisztor közül a második tranzisztor a teljesítménytranzisztor, az első kisjelű üzemben működik. A Darlington-párak bázisa közötti szinteltolást négy dióda, vagy tranzisztoros szinteltoló végzi.



3.69. ábra. Kvázikomplementer teljesítményerősítő

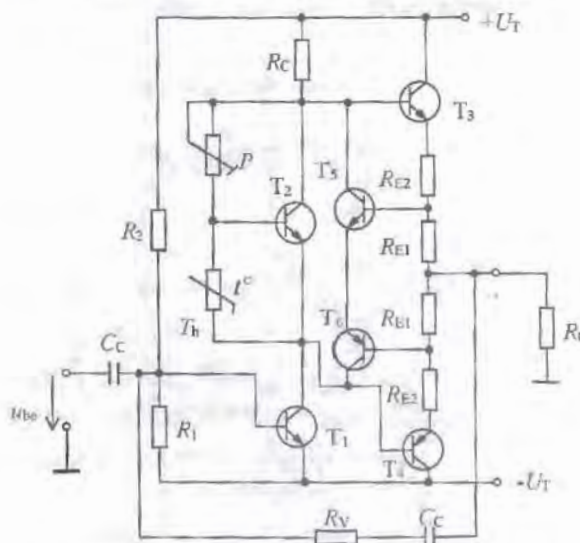
A 3.69. ábrán látható **kvázikomplementer teljesítményerősítő** két tranzisztorpárjának második tranzisztorai azonos típusúak. Így jobban teljesíthető az a követelmény, hogy a nagy teljesítményerősítést végző tranzisztorok azonos paraméterűek legyenek, így a torzítás kicsi legyen.

A T_3 és T_4 tranzisztorok Darlington, T_5 és T_6 tranzisztorok **kompozit tranzisztorpárt** alkotnak (szokásos elnevezés még: komplementer Darlingtonpár). A kompozit tranzisztorpár első tranzisztorának kollektorárama vezérli a második tranziszort, ezért az eredő áramerősítés a Darlington-kapcsoláshoz hasonlóan $h_{21e} = h_{21_1} \cdot h_{21_2}$, azonos tranzisztorok esetén $h_{21e} = h_{21}^2$.

Mivel a meghajtó fokozat az első tranziszort 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 kvázikomplementer 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 komplementer teljesítményerősítők általában AB osztályú munkapontban működnek, mert az előző fejezetben megismertek szerint ez a beállítás 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 emitterben elhelyezett kis értékű ellenállások miatti visszacsatolás már nem stabilizálja megfelelően a munkapontot. Ilyenkor 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 komplementer teljesítményerősítő

Az ábra egy komplementer erősítő esetén arra is példát mutat, hogy miként valósítható meg a teljesítményerősítő tranzisztorok túlterhelés elleni védelme. A védelem azt akadályozza meg, hogy a megengedottnél kisebb terhelés, vagy a kimenet (véletlen) 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 kinyitnak 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 rövidzárása esetén a bázisáram elvonása akkora legyen, amely mellett nem folyhat 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 sávzélességét?
6. Ismertessük nagyságrendileg helyesen a közös kollektoros erősítő váltakozó áramú jellemzőit és alkalmazási területeit!
7. Hogyan történik a tervezérlésű tranzisztoros erősítők munkapont-beállítása?
8. Hogyan számíthatók ki a többfokozatú erősítők eredő váltakozó áramú jellemzői?
9. Ismertessük a visszacsatolás hatásláncának 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 erősítőben keletkező zajok forrásait!
13. Ismertessük a teljesítményerősítők munkaponti osztályainak sajátosságait!
14. Rajzoljunk fel egy ellenütemű és egy komplementer 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 kvázikomplementer teljesítményerősítő kapcsolási rajzát és magyarázzuk el működését!

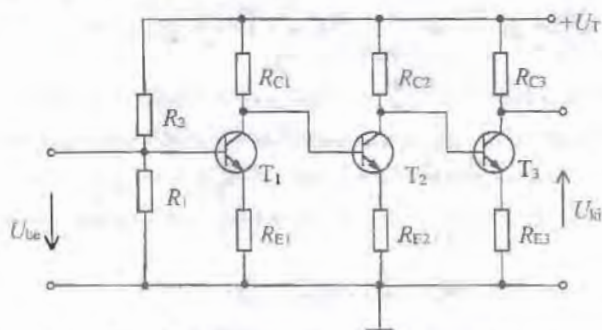
4. MŰVELETI ERŐSÍTŐK

A műveleti erősítők nagy bonyolultságú, igen jó minőségi jellemzőkkel rendelkező analóg integrált áramkörök. Gyártásuk félvezető alapú, monolit technológiával történik.

Ez a technológiai eljárás alkalmas arra, hogy egy szilíciumkristályon bonyolult áramkörök alkatrészeit és a közöttük lévő összeköttetéseket lehessen létrehozni. A gyártás eredménye egy tokozott, kivezetésekkel ellátott, a továbbiakban alkatrészként felhasználható áramköri 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

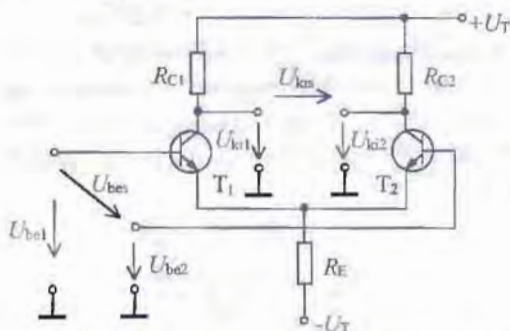
A közvetlen csatolás miatt, az ábra alapján, három megoldandó feladat adódik:

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. Megszüntetése legegyszerűbben úgy történhet, ha **ketős tápfeszültséget** alkalmazunk és úgy állítjuk be az utolsó fokozat munka-

- pontját, hogy a munkaponti kollektorfeszültség zérus legyen. A műveleti erősítők belső áramkörei ezért mindig kettős tápfeszültségről 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 kivezérelhetősége. Ennek a problémának a megoldására **szinteltoló áramköröket** kell alkalmazni, amelyek egyenfeszültségű 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 felerősítenek 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 erősítőlánc első fokozata a problémát kiküszöbölő **differenciálerősítő legyen**.

4.1.1. Differenciálerősítők

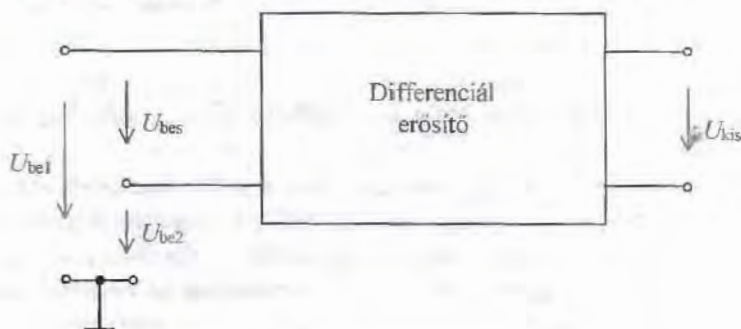
A differenciálerősítő két szimmetrikus közös emitteres erősítőből épül fel a 4.2. ábra szerint. Az erősítő vezérlése a két tranzisztor bázisa között történik, a kimeneti jel pedig a két tranzisztor kollektora közé kapcsolt terhelésen jelenik meg.



4.2. ábra. A differenciálerősítő kapcsolási rajza

A differenciálerősítő munkapont-beállítása a két erősítőfél szempontjából közös R_C emitter-ellenállással történik, az R_C ellenállások pedig az erősítés nagyságát határozzák meg. A kettős tápfeszültség lehetőséget ad arra, hogy a tranzisztorok munkaponti bázisfeszültsége zérus legyen. Az integrált áramkörökben alkalmazott differenciálerősítők munkaponti bázisfeszültségét nem állítja be bázisosztó, ezért a vezérlő áramkörnek 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 azonoságán 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 különbségi feszültség 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_{is} szimmetrikus erősítésszerese $U_{kis} = A_{is} \cdot U_{bes}$.

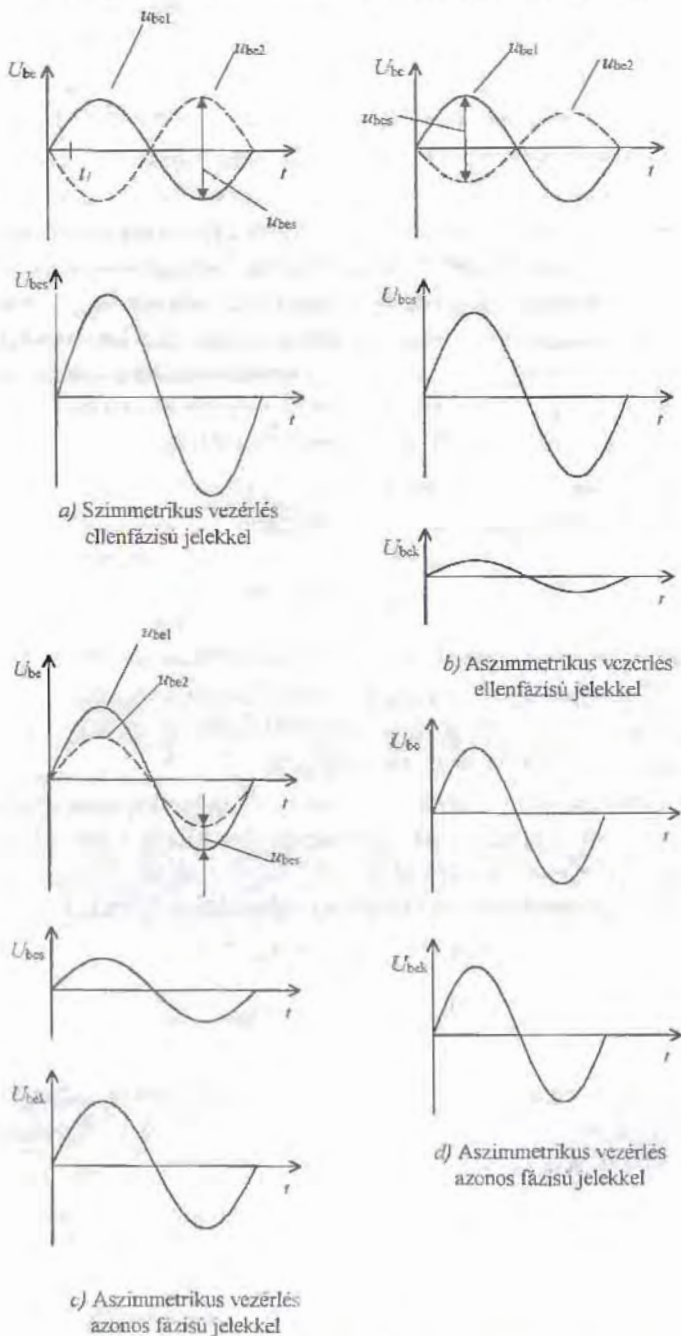
Szinuszos **váltakozó feszültségekkel történő vezérlés** esetén a bemeneti feszültségek amplitúdójától és fázishelyzetétől függően a szimmetrikus vezérlés mellett közös vezérlés is jelentkezhet. A közös vezérlés szokásos más elnevezései: közös módusú vezérlés, ill. azonos fázisú vezérlés. A kétféle vezérlőjel 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 esztét mutatja be, amikor az u_{be1} és u_{be2} feszültségek ellentétes fázisúak, de azonos amplitúdójúak. 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 kinyit, ezért növekszik a kollektorárama. 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 kisebb nyitófeszültséget kap, ezért csökken a kollektorárama, 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 kiegyenlítik 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 amplitúdójúak. Az ellenfázisú jelek miatt a szimmetrikus bemeneti feszültség a két jel abszolút értékeinek összege, a közös bemeneti vezérlőjel különbségének átlaga. Ez a vezérlés a differenciál-erősítő **aszimmetrikus 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 jelnek 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

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

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

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 a közös összetevői

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

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

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

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

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

$$u_{bes} = 0,$$

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

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

$$u_{kis} = 0,$$

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

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 $u_{bes} = u_{be1}$,

$$u_{bek} = \frac{u_{be1}}{2}.$$

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 vezérli. A kimeneten megjelenő jelösszetevők:

$$u_{kis} = A_{us} \cdot u_{bes} = A_{us} \cdot u_{be1},$$

$$u_{kik} = A_{uk} \cdot u_{bek} = A_{uk} \cdot \frac{u_{be1}}{2}.$$

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: +).

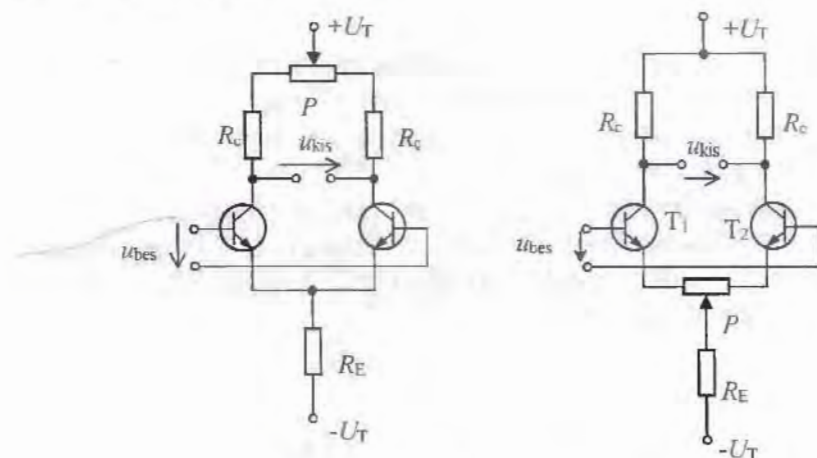
A 4.4 a) ábra szerinti szimmetrikus vezérlés esetén a bemenetek közé kerülő u_{bes} feszültséget a differenciálerősítő felerősíti. A kimeneten megjelenő u_{kis} szimmetrikus kimeneti feszültség a szimmetrikus jelre vonatkozó A_{us} szimmetrikus erősítésszere-se u_{bes} -nek, azaz $u_{kis} = A_{us} \cdot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

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 jelre vonatkozó A_{uk} közös erősítésnek megfelelő $u_{kik} = A_{uk} \cdot u_{bek}$, közös kimeneti jel mellett megjelenik egy szimmetrikus kimeneti jelösszetevő is, ha az erősítő két felc 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.

Mivel az erősítő két fele közötti teljes azonosság nem biztosítható, ezért célszerű úgy felépíteni a kapcsolást, hogy lehetőség legyen az aszimmetria külső kiegyenlítésére. Ez az emitter- vagy a kollektorkörbe helyezett potenciométerrel végezhető, ahogyan azt a 4.5. ábra mutatja.



4.5. ábra. Az aszimmetria kompenzálása

A potenciométerek megfelelő beállításával elérhető, hogy a tranzisztorokon olyan emitter-, ill. kollektoráramok folyjanak, amelyek a két kollektoron azonos, vagy közel azonos feszültséget hoznak létre. Így a kimeneti feszültség vezérlés nélkül nulla lesz.

További vizsgálataink egyszerűsítése érdekében feltételezzük, hogy a differenciál-erősítő szimmetrikus felépítésű. Azokban az esetekben, amikor ez a közelítés nem 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 jelenség eredménye. Közös vezérlést jelent a differenciálerősítő számára 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 munkaponti bázis-emitter feszültsége, ahogyan azt a 2.3. alfejezetben már láttuk. Ezt a változást az erősítő felerősíti, így a kimeneten hibafeszültség jön létre. Ha a differenciálerősítő tranzisztorai egyformák, hőmérsékletfüggésük is egyforma és olyan közel vannak egymáshoz, hogy ugyanakkora hőmérsékletváltozás éri 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 hatása a kimeneten ne

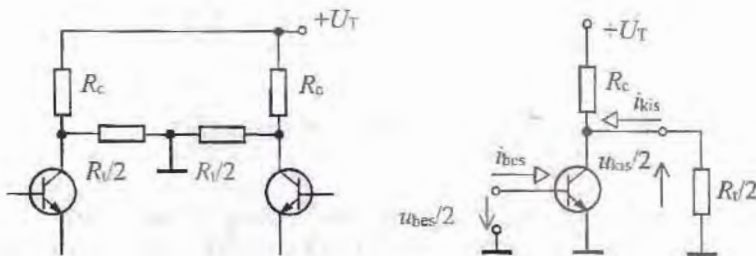
jelentkezzen, vagy csak elhanyagolható mértékű legyen. A szimmetrikus jelre vonatkozó nagy és a közös jelre vonatkozó lehető legkisebb erősítés biztosítja ennek a követelménynek a teljesülését. A két erősítés hányadosa a **D diszkriminációs tényező**

$$D = \frac{A_{us}}{A_{uk}}$$

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

Az erősítések értékét úgy tudjuk egyszerűen meghatározni, ha a differenciálerősítőt két félerősítőre bontjuk.

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



4.6. ábra. A differenciálerősítő szimmetrikus erősítésének számítása

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

$$A_{us} = \frac{u_{kis}}{u_{bes}} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times \frac{R_L}{2} \right)$$

A szimmetrikus bemeneti ellenállás

- a félerősítőre:

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

- a teljes differenciálerősítőre:

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

A kimeneti ellenállás

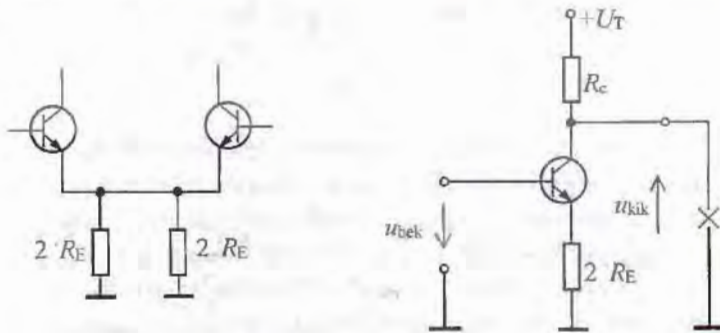
- a félerősítőre:

$$R_{\text{kis}} = \frac{u_{\text{kisü}}}{i_{\text{kir}}} = \frac{1}{h_{22}} \times R_C \approx R_C,$$

- a teljes erősítőre:

$$R_{\text{kis}} = \frac{u_{\text{kisü}}}{i_{\text{kir}}} = 2 \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \right) \cong 2 \cdot R_C.$$

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 modellezhető, hogy az erősítő terhelő-ellenállása szakadás. 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

$$A_{\text{uk}} = \frac{A_u}{1 + \frac{2 \cdot R_E}{R_C \times R_t} \cdot A_u}$$

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

$$A_{\text{uk}} = \frac{1}{\frac{1}{A_u} + \frac{2 \cdot R_E}{R_C} \cdot A_u}$$

Az A_u erősítés nagy értékű, ezért:

$$A_{uk} \cong -\frac{R_C}{2 \cdot R_E}$$

A közös bemeneti ellenállás

- a félrősítőre

$$R_{bek} \cong h_{11} + h_{21} \cdot 2 \cdot R_E$$

- a teljes erősítőre:

$$R_{bck} \cong \frac{1}{2} (h_{11} + 2 \cdot h_{21} \cdot R_E)$$

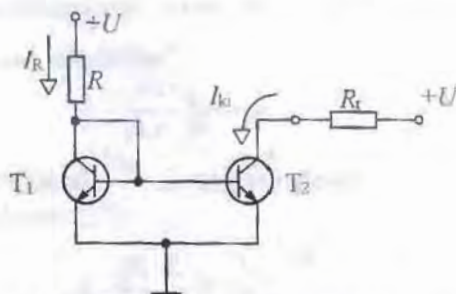
A közös kimeneti ellenállás

$$R_{kik} \cong \frac{1}{h_{22}} \times R_C$$

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

$$D = \frac{A_{us}}{A_{uk}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_C \times \frac{R_t}{2} \right) \cdot 2 \cdot R_E$$

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 differenciálerősítő 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 áramtükörnek nevezünk.

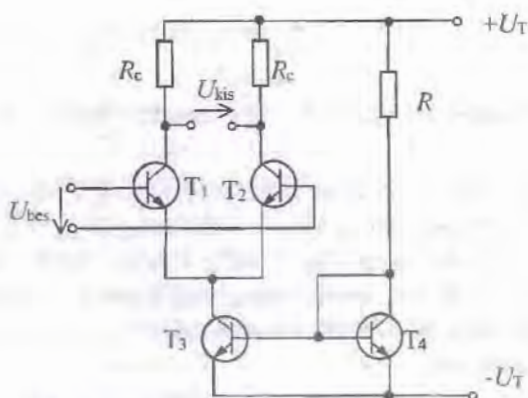


4.8. ábra. Áramtükör kapcsolás

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

$$I_{ki} \cong \frac{U_T - 0,6}{R}$$

Változó 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 csökkentené 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 végeredményben nem változik. Az áramgenerátoros emitter-ellenállással felépített differenciálerősítő kapcsolási rajza a 4.9. ábrán látható.



4.9. ábra. Áramgenerátoros differenciálerősítő

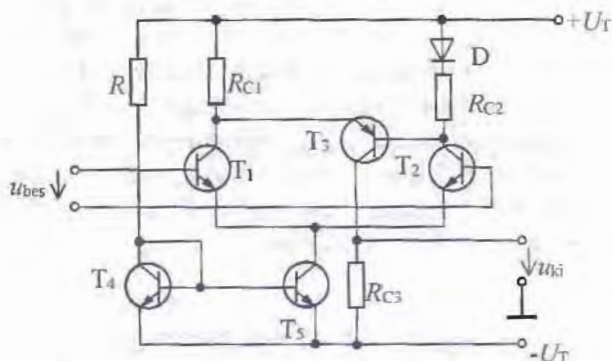
A kapcsolat munkapontja az R ellenállással állítható be. Az áramgenerátor miatt kicsi a közös erősítés, nagy a diszkriminációs tényező. Végeredményben tehát az **ilyen felépítésű differenciálerősítő kimeneti feszültsége csak igen kis mértékben függ a bemenetre kerülő zavaroktól és a külső hőmérséklet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

4.1.2. Fázisösszegző kapcsolás

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

A differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jelét a fázisösszegző kapcsolás illeszti az aszimmetrikus bemenetű közös emitteres erősítőhöz.

A legegyszerűbb fázisösszegző kapcsolási rajza a **4.10.** ábrán látható.

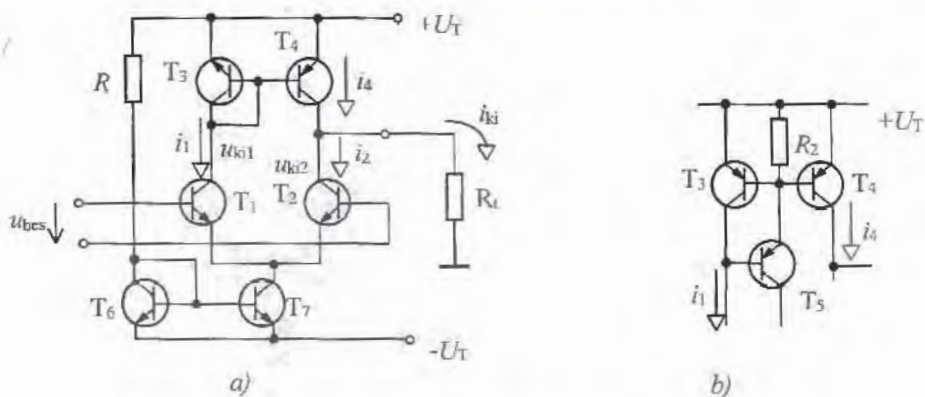


4.10. ábra. Tranzisztoros fázisösszegző kapcsolás

A T_3 egy visszacsatolt földelt emitteres erősítő, amelynek emitterellenállása az R_{C1} ellenállás, kollektor-ellenállása pedig az R_{C3} munkaellenállás. A tranzisztort a differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jele vezérli a bázis-emittere között. A munkaellenálláson ezzel arányos kimeneti feszültség jelenik meg a közös potenciálhoz képest, tehát aszimmetrikusan. A D dióda, mint szinttelő, a T_3 tranzisztor munkaponti U_{BE0} feszültségét biztosítja.

A kapcsolás igen egyszerű, azonban több hátrányos tulajdonsága miatt csak alacsonyabb minőségi követelmények esetén használják. Legjelentősebb hátránya, hogy a T_3 egymástól különböző bázis- és emitterárama miatt megbomlik a differenciálerősítő szimmetriája, hiszen ezek az R_{C1} és R_{C2} ellenállásokon folynak keresztül.

Igen gyakran alkalmazzák a jó minőségi jellemzőkkel rendelkező, áramgenerátoros fázisösszegzőt. Felépítése a **4.11.** ábrán látható.



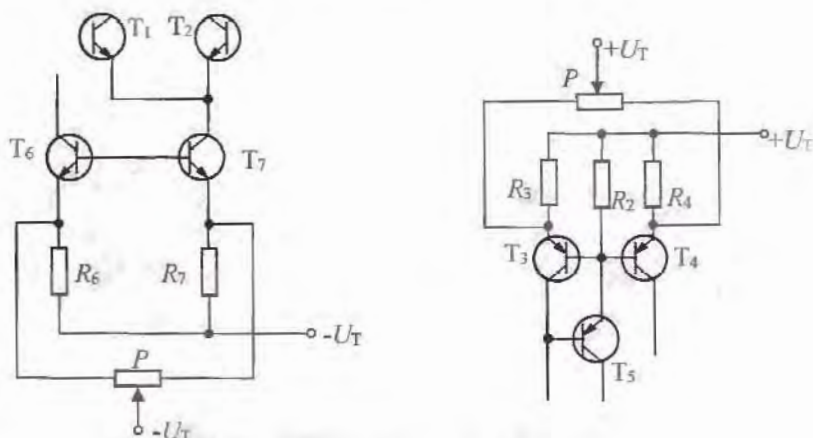
4.11. ábra. Differenciálerősítő áramgenerátoros fázisösszegzővel

Az 4.11. a) ábra kimeneti pontjára felírható csomóponti egyenlet: $i_4 - i_2 - i_{ki} = 0$. Az áramtükör miatt $i_4 = i_1$. Ezt behelyettesítve és rendezve az egyenletet: $i_{ki} = i_1 - i_2$. Az i_1 és i_2 áramok arányosak az u_{ki1} és u_{ki2} feszültségekkel, ezért különbségük arányos a szimmetrikus kimeneti feszültséggel. A terhelést ezért a szimmetrikus kimeneti jel vezérli.

A T_3 és T_4 tranzisztorokból felépített áramgenerátor áramtükör kivételű, ezért hőmérsékletkompenzált, nem rontja el tehát a differenciálerősítő jó hőmérsékletfüggetlenségét. További jelentős előnye a kapcsolás alkalmazásának, hogy a differenciálerősítő két tranzisztorának munkaellenállása a T_3 és a T_4 tranzisztor, amelyek váltakozó áramú szempontból igen nagy ellenállást képviselnek (l. az áramgenerátornál elmondottakat). A T_3 és T_4 által képviselt áramgenerátor **aktív munkaellenállásként** igen nagy erősítés elérését teszi lehetővé.

A differenciálerősítő szimmetriáját megbontja az áramtükör tranzisztorainak bázisárama, mert ez a T_1 tranzisztor kollektorkörében folyik. Ezt az aszimmetriát csökkenti a 4.11. b) ábra T_5 tranzisztorja, mert alkalmazásával a T_1 kollektorköréből felvett áram a tranzisztor egyenáramú áramerősítési tényezőjének megfelelően kisebb érték. Az R_2 ellenállás a T_5 munkapontjának beállítására szolgál.

A differenciálerősítő szimmetriájának beállítására az áramgenerátoros emitterellenállással és áramgenerátoros fázisösszegzővel ellátott erősítőnél a 4.12. ábra szerinti kapcsolások alkalmasak. Mindkét esetben a potenciométerek beállításával módosíthatók az emitter-, ill. a kollektoráramok.



4.12. ábra. A szimmetria beállítása

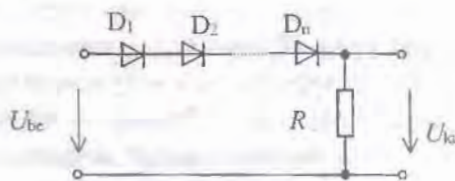
4.1.3. Szinteltoló áramkörök

A szinteltoló áramkörök a többfokozatú egyenfeszültség erősítők egyes fokozatai között egyenfeszültségű szempontból feszültségkülönbséget hoznak létre abból a célból, hogy minden fokozat kedvező munkapontban működhessen. Az egyenfeszültség-erősítőkkel azonban váltakozófeszültséget is erősíthetünk, ezért váltakozó áramú szempontból nem jelcnthetnek számottevő csillapítást.

A legegyszerűbb megoldás a **diódákból álló szinteltoló**. Alkalmazására a teljesítményerősítőknél már láttunk példát. A 4.13. ábra szerint a szinteltolás mértéke:

$$U_{ki} = U_{be} - n \cdot U_f,$$

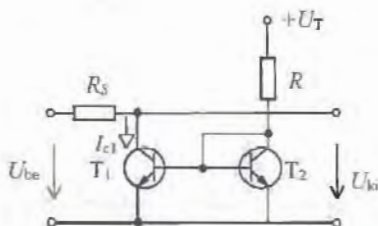
ahol n a diódák száma, U_f pedig a diódák nyitófeszültsége. Az R ellenállás a diódák munkaponti áramát állítja be.



4.13. ábra. Diódás szinteltoló

Gyakran alkalmazott megoldás, elsősorban a műveleti erősítők végfokozataiban, a **tranzistoros szinteltoló**, amelynek kapcsolási rajzát a 3.67. ábra, alkalmazását a 3.68. ábra mutatja. Működését a 3.3.2. pontban már megismertük.

A 4.14. ábrán látható **áramgenerátoros szinteltoló** hőmérsékletkompenzált áramtűkörből épül fel.



4.14. ábra. Áramgenerátoros szinteltoló

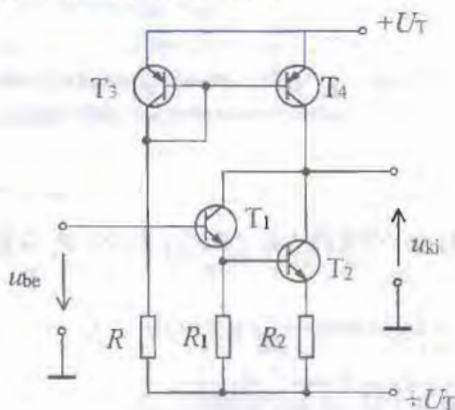
A szinteltolás mértéke az R_S ellenálláson eső $U_{ki} = U_{be} - I_{C1} \cdot R_S$ feszültség.

Az I_{C1} áram és ezzel együtt a szinteltolás mértéke az R ellenállással állítható be.

A megismert szinteltolók alkalmazásának alapfeltétele az, hogy bemeneti feszültséget az előző fokozat kis kimeneti ellenálláson keresztül szolgáltatassa (feszültséggenerátoros meghajtás). Így biztosíthatók csak a helyes működéshez szükséges terhelési viszonyok. Amennyiben ez nem adott, akkor az erősítőláncba a szinteltoló fokozat elé közös kollektoros fokozatot kell beiktatni.

4.1.4. Aszimmetrikus erősítő

A műveleti erősítőkben alkalmazott aszimmetrikus erősítők feladata, hogy a bemeneti differenciálerősítővel együtt biztosítsa a műveleti erősítőtől elvárt feszültség-erősítést. Felépítését tekintve közös emitteres erősítő, amely aktív munkaellenállással rendelkezik. A nagy erősítés érdekében a közös emitteres erősítő gyakran Darlington-tranzisztorpárból épül fel. A 4.15. ábra aszimmetrikus erősítőjében a T_1 és T_2 tranzisztorok Darlington-párt alkotnak.

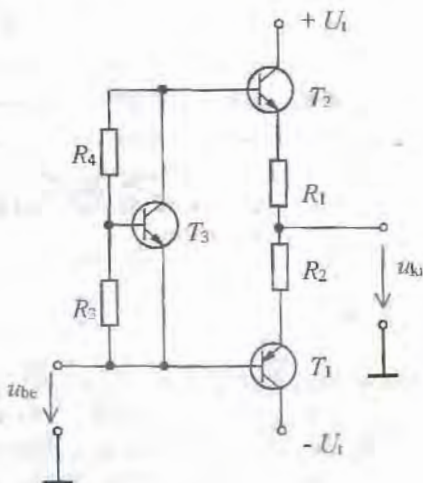


4.15. ábra. Darlington-tranzisztorpárral felépített aszimmetrikus erősítő

A T_3 és T_4 tranzisztorokból felépített áramtükör feladata egyrészt beállítani a Darlington-pár munkaponti kollektoráramát, másrészt nagy értékű munkaellenállást biztosítani az erősítő számára. Az R_1 és R_2 ellenállások a tranzisztorpár munkapontját állítják be.

4.1.5. Kimeneti fokozat

A kimeneti fokozat nagy kivezérlehetőséggel rendelkező feszültség-erősítő, komplementer kapcsolásban. A 4.16. ábrán látható kapcsolás a műveleti erősítők tipikus kimeneti fokozata.



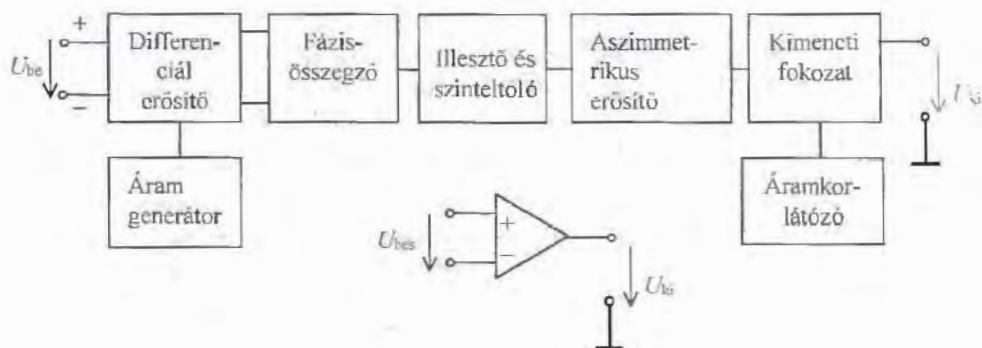
4.16. ábra. Komplementer kimeneti fokozat

A T_1 és T_2 komplementer tranzisztorok munkapontját a T_3 tranzisztorral felépített szinteltoló állítja be általában AB osztályú munkapontba. Az emitterkörü R_1 és R_2 ellenállások kis értékűek, a végfokozat munkapontját stabilizálják.

4.2. A műveleti erősítők felépítése és jellemzői

A műveleti erősítők belső felépítésének tömbvázlatát és jelképi jelölését a 4.17. ábra szemlélteti.

A tömbvázlat tartalmazza azokat az egységeket, amelyek a különböző típusú műveleti erősítőknél előfordulhatnak.



4.17. ábra. A műveleti erősítők belső felépítése és jelképi jelölése

A **differenciálerősítő** alapvető feladata a szimmetrikus bemeneti jel külső zavaroktól és hőmérsékletváltozástól független erősítése. Az elvárt minőségi követelmények:

- nagy legyen az E_{ku} közösjel-elnyomási tényező, ami szimmetrikus felépítést, a szimmetria külső beállításának lehetőségét kívánja meg,
- nagy legyen D diszkriminációs tényező. Ez biztosítja, hogy a differenciálerősítő kimenetén kicsi legyen a zavarokból, a hőmérséklet-változásból és az esetleges egyéb közös vezérlésckből eredő közös kimeneti jelösszetevő,
- nagy legyen a szimmetrikus bemeneti jelre vonatkozó A_{us} szimmetrikus erősítés,
- nagy legyen az R_{bes} szimmetrikus bemeneti ellenállás, mert így a műveleti erősítő nem terheli a meghajtó fokozatot,
- kicsi legyen a kimeneti ellenállás, így biztosítva a terhelő-ellenállás feszültséggenerátoros meghajtását.

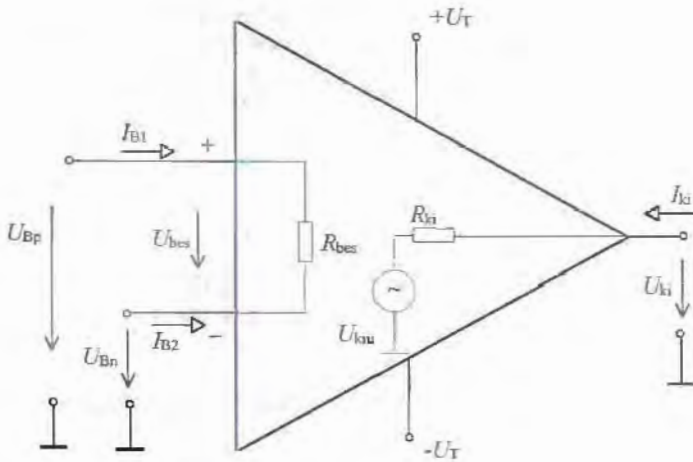
A **fázisösszegző fokozat** feladata a differenciálerősítő kimenetén megjelenő szimmetrikus kimeneti jel aszimmetrizálása és a további fokozatok feszültséggenerátoros meghajtása.

Az **illesztő és szinteltoló fokozat** biztosítja az egymást követő, egyencsatolt fokozatok egymástól független munkapont-beállításának lehetőségét. Így biztosítható a fokozatok maximális erősítése és kivézérelhetősége.

Az **aszimmetrikus erősítő** a differenciálerősítővel együtt biztosítja a műveleti erősítőtől megkívánt erősítést.

A **kimeneti fokozat** kis kimeneti ellenállást megvalósítva biztosítja a terhelés feszültséggenerátoros meghajtását.

A műveleti erősítők gyakorlati alkalmazásához a belső felépítés ismeretén túl elengedhetetlenül szükséges használati jellemzőinek, katalógusadatainak ismerete. A következőkben ezek közül a legfontosabbak értelmezését, szokásos jelölését és jellemző értékeit tekintjük át. Az értelmezésben a 4.18. ábra jelölései nyújtanak segítséget.



4.18. ábra. A műveleti erősítők jellemzői

1. Üresjárási, nyílthurkú feszültségerősítés, A_{u0} (*open loop voltage gain*).

A belső erősítőkiszakozatok eredő erősítése kisfrekvencián, terheletlen kimenet mellett, szimmetrikus bemeneti feszültségre vonatkoztatva, külső visszacsatolás nélkül

$$A_{u0} = \frac{u_{ki}}{u_{bes}}$$

A legtöbb jelenleg használt műveleti erősítőnél $A_{u0} > 100$ dB, viszonyszám-ban kifejezve $A_{u0} > 10^5$.

2. Szimmetrikus bemeneti ellenállás, R_{bes} (*input impedance*).

A bemeneten lévő differenciálerősítő szimmetrikus bemeneti ellenállása, kisfrekvencián:

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

Értéke $R_{bes} > 1 \text{ M}\Omega$.

Érdemes megjegyezni, hogy készülnek olyan műveleti erősítők amelyek bemeneti differenciálerősítője tervezérlésű tranzisztorokból épül fel, kifejezetten azért, hogy nagy legyen a szimmetrikus bemeneti ellenállás. Ezeknél a típusoknál $R_{bes} > 10^{12} \Omega$.

3. Kimeneti ellenállás, R_{ki} (*output impedance*).

A műveleti erősítő aszimmetrikus kimeneti ellenállása, kisfrekvencián:

$$R_{ki} = \frac{u_{ki0}}{i_{ki}}$$

Jellemző értéke $R_{ki} < 100 \Omega$.

4. Maximális kimeneti áram, $I_{k\max}$ (*output current*).

Az a maximális áramérték, amit a műveleti erősítő aszimmetrikus kimenete károsodás nélkül elvisel. Értéke általában $I_{k\max} \geq 20$ mA. Közvetve tulajdonképpen a műveleti erősítő minimális terhelő-ellenállását adja meg, ami az aktuális kimeneti feszültségből és a maximális kimeneti áramból számítható.

5. Nyugalmi bemeneti áram, I_b (*input bias current*).

Megegyezés szerint számított érték: a bemeneti differenciálerősítő tranzisztorai munkaponti bázisáramainak átlagértéke.

$$I_b = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Értéke típustól függően széles határok között változik: $100 \text{ pA} < I_b < 500 \text{ nA}$.

6. Bemeneti ofszet áram, I_{bo} (*input offset current*).

A bemeneti differenciálerősítő aszimmetriája miatt a két tranzisztor bázisárama eltér egymástól. Ez a műveleti erősítő kimenetén hibafeszültséget hoz létre. Az ofszetáramot úgy értelmezzük, mint ennek a hibafeszültségnek a megszüntetéséhez szükséges bemeneti szimmetrikus áramot.

Ez a két bázisáram különbsége $I_{bo} = I_{b1} - I_{b2}$, ha $U_{ki} = 0$.

Értéke hozzávetőlegesen 50 pA és 50 nA közötti, típustól függően.

7. Bemeneti ofszet feszültség, U_{bo} (*input offset voltage*).

A bemeneti differenciálerősítő aszimmetriája miatti kimeneti hibafeszültség megszüntetéséhez szükséges szimmetrikus bemeneti feszültség. Tulajdonképpen a differenciálerősítő munkaponti bázisfeszültségeinek aszimmetria miatti eltérése $U_{bo} = U_{Bn} - U_{Bp}$, ha $U_{ki} = 0$.

8. Bemeneti áram-drift, i_{do} (*input offset current drift*).

A bemeneti ofszet áram hőmérsékletfüggését kifejező együttható, amely az ofszetáram egységnyi hőmérsékletváltozás hatására történő megváltozásának mértékét adja meg:

$$i_{do} = \frac{\Delta I_{bo}}{\Delta T}$$

A hőmérséklet változásával az ofszetáram nem egyenesen arányosan változik, ezért különböző hőmérsékleteken a drift értéke különböző értékű. A műveleti erősítők adatlapjai általában 25°C -ra adják meg. Értéke hozzávetőlegesen $0,5 \text{ pA}$ és 100 pA közötti.

9. Bemeneti feszültség-drift, u_{do} (*input offset voltage drift*).

A bemeneti ofszetfeszültség hőmérsékletfüggését mutatja:

$$u_{do} = \frac{\Delta U_{bo}}{\Delta T}$$

Értéke 25°C -on $0,4 \text{ }\mu\text{V}$ és $10 \text{ }\mu\text{V}$ közötti érték.

10. Közös-feszültség-elnyomási tényező, E_k vagy CMRR. Pontos értelmezését a differenciálerősítőknél már megismertük. Az adatlapok gyakran nem különböztetik meg a D diszkriminációs tényezőtől és E_{ku} vagy CMRR jelöléssel a diszkriminációs tényezőt adják meg. Ez a gyakorlatban különösebb zavart nem okoz, mert a megadott érték azt mutatja, hogy mennyivel nagyobb a műveleti erősítő erősítése a szimmetrikus bemeneti feszültségre, mint a közösré. Értéke $E_{ku} > 80$ dB.
11. A nyílthurkú feszültség-erősítés határfrekvenciája, f_o (*open loop bandwidth*). Értéke az egyenszabályozás miatt megegyezik a belső erősítőlánc sávszélességével. Azt a frekvenciát jelenti ahol az A_{uo} nyílthurkú feszültség-erősítés a kisfrekvencián mért értékhez képest 3 dB-lel csökken. A műveleti erősítőket mindig visszacsatolással használjuk, ezért f_o értéke önmagában kevés információt hordoz. Helyette a műveleti erősítők frekvencia-átviteli jelleggörbéje (A_{uo} - f jelleggörbe) használatos az erősítő sávszélességének meghatározására. Ezt a jelleggörbét az adatlapok minden típusra megadják.
12. Maximális jelváltozási sebesség, S (*slew rate*).

A kimeneti feszültség maximális változási sebességét adja meg: időegység alatt mekkora az a maximális feszültségváltozás, ami a műveleti erősítő kimenetén megjelenhet. Szinuszos jellel vezérelve a műveleti erősítőt, a maximális jelváltozási sebesség a bemeneti jel legnagyobb frekvenciáját határozza meg. A frekvencia és a kimeneti jel amplitúdójának növekedésével ugyanis nő a szinuszos jel meredeksége a nullátmenet környékén. Ha ez meghaladja az S értéket akkor a szinuszos jel *kiegyenesedik* a nullátmenetnél, és a kimeneti jel háromszög alakú lesz.

A maximális jelváltozási sebesség értéke hozzávetőlegesen $0,2 \text{ V}/\mu\text{s} - 40 \text{ V}/\mu\text{s}$.

13. A kivezérlés határfrekvenciája, f_{kv} (*full-power frequency*).

Szinuszos kimeneti jel esetén az a frekvencia, amely mellett a maximális jelváltozási sebesség miatt még éppen nem torzul a kimeneti jel. Egyszerűbben megfogalmazva: az a frekvencia, amely mellett még éppen nem háromszögesedik a kimeneti jel. Bizonyítható, hogy szinuszos jel esetén a legnagyobb jelváltozási sebesség a nullátmenetnél $2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{kics}$. A kimeneti jel addig torzításmentes, amíg ez az érték nem haladja meg az S értékét. Az a frekvencia, amelynél ez a két mennyiség éppen megegyezik, a kivezérlés határfrekvenciája:

$$S = 2 \cdot \pi \cdot f_{kv} \cdot U_{kics}$$

Ebből a kivezérlés határfrekvenciája:

$$f_{kv} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{kics}}$$

A kivezérlés határfrekvenciáját az adatlapok nem közlik, mert az S értékén ki-

vül a kimeneti feszültség csúcsertékétől is függ, ami viszont alkalmazásonként különböző. A kivezérlés határfrekvenciáját tehát mindig számítani kell, az ismertetett módon.

14. Tápfeszültségtartomány, $\pm U_T$ (operating supply range).

A műveleti erősítők hozzávetőlegesen ± 2 V és ± 22 V közötti tápfeszültségtartományban működőképesek. A tápfeszültség tipikus értéke: ± 15 V.

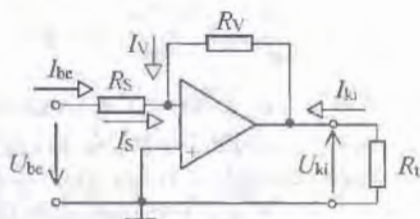
A műveleti erősítővel felépített áramkörök jellemzőinek számításánál a legtöbb esetben a műveleti erősítőt ideálisnak tekintjük. Az **ideális műveleti erősítőről** feltételezzük, hogy:

- a nyílthurkú feszültségerősítés $A_{uo} = \infty$,
- a szimmetrikus bemeneti ellenállás $R_{bes} = \infty$,
- a kimeneti ellenállás $R_{ki} = 0$,
- a bemeneti differenciálerősítő tökéletesen szimmetrikus, tehát:
 $U_o = 0$ és $I_o = 0$, $E_K = \infty$.

A felsorolt ideális jellemzőket összehasonlítva a valóságos jellemzőkkel, megállapítható, hogy általában elfogadható közelítés, ha egy műveleti erősítőt ideálisnak tekintünk.

4.3. Alapkapcsolások műveleti erősítővel

A műveleti erősítős kapcsolásokban a szükséges erősítést negatív visszacsatolással állítjuk be, lecsökkentve ezzel az igen nagy értékű nyílthurkú feszültségerősítést. A negatív visszacsatolást minden esetben a kimenet és az erősítő negatív bemenete között hozzuk létre, két ellenállásból álló feszültségosztóval. Az így kialakított kapcsolás negatív bemenetét vezérelve a bemeneti jellel, **invertáló alapkapcsoláshoz** jutunk. Ilyen erősítőt mutat a 4.19. ábra, az R_V visszacsatoló és az R_S soros ellenállásból kialakított visszacsatolással.



4.19. ábra. Invertáló alapkapcsolás

Ideálisnak tekintve a műveleti erősítőt, a végtelen nagy bemeneti ellenállás miatt a bemeneteken nem folyik áram, ezért az erősítő bemeneti pontjára érvényes csomóponti egyenlet: $I_S + I_V = 0$.

Az ideális műveleti erősítőnél az invertáló és a neminvertáló bemenet közötti feszültségkülönbség zérus, így az I_S és I_V áramokra felírható, hogy

$$I_S = \frac{U_{be}}{R_S} \quad \text{és} \quad I_V = \frac{U_{ki}}{R_V}.$$

Behelyettesítve az áramok kifejezéseit a csomóponti egyenletbe:

$$\frac{U_{be}}{R_S} + \frac{U_{ki}}{R_V} = 0.$$

Ebből az **invertáló alapkapsolásra érvényes feszültségerősítés** kifejezhető:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = -\frac{R_V}{R_S}, \quad A_{uv} = -\frac{R_V}{R_S}.$$

A feszültségerősítést tehát csak a visszacsatolás ellenállásai határozzák meg, mert a műveleti erősítő nyílthurkú erősítését végtelennek tekintjük.

A bemeneti ellenállás ideális műveleti erősítőnél:

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \frac{U_{be}}{I_S} = R_S.$$

Tehát az **invertáló alapkapsolás bemeneti ellenállása**: $R_{bev} = R_S$.

Az ideális műveleti erősítő kimeneti ellenállása zérus, ezért az **invertáló alapkapsolás kimeneti ellenállása** $R_{kiv} = 0$.

15. feladat

Számítsuk ki az ideális műveleti erősítővel felépített invertáló alapkapsolás változó áramú jellemzőit, ha $R_V = 4 \text{ M}\Omega$, $R_S = 100 \text{ k}\Omega$.

A 15. feladat megoldása

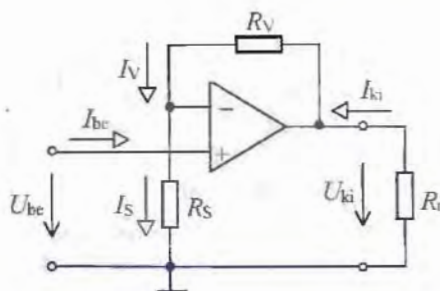
A feszültségerősítés értéke:

$$A_{uv} = -\frac{R_V}{R_S} = -\frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = -40.$$

A bemeneti ellenállás értéke $R_{bev} = R_S = 100 \text{ k}\Omega$. A kimeneti ellenállás $R_{kiv} = 0$.

Ha a műveleti erősítőt nem tekintjük ideálisnak, hanem $A_{uo} = 10^5$, $R_{bes} = 1 \text{ M}\Omega$ és $R_{ki} = 100 \text{ }\Omega$ valóságos adatokkal számolunk, akkor a feszültségerősítés $A_{uv} = -40$ helyett $A_{uv} = -39,984$, a bemeneti ellenállás a valóságos esetben $40 \text{ }\Omega$ -mal tér el az $R_{bev} = 100 \text{ k}\Omega$ -tól, és a kimeneti ellenállás $R_{ki} = 0$ helyett $R_{ki} = 0,04 \text{ }\Omega$. Az eredmények összehasonlításából látható, hogy számításainkban igen jó közelítéssel ideálisnak tekinthetjük a műveleti erősítőt.

A 4.20. ábrán látható **neminvertáló alapkapsolásban** a negatívan visszacsatolt műveleti erősítő pozitív bemenetét vezéreljük az erősítendő feszültséggel.



4.20. ábra. A neminvertáló alapkapsolás

A bemeneti pontra felírható csomóponti egyenlet: $I_V - I_S = 0$.
Az I_V és az I_S áramok:

$$I_V = \frac{U_{ki} - U_{be}}{R_V} \quad \text{és} \quad I_S = \frac{U_{be}}{R_S}$$

Behelyettesítve:

$$\frac{U_{ki} - U_{be}}{R_V} - \frac{U_{be}}{R_S} = 0$$

Rendezve az egyenletet:

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = 1 + \frac{R_V}{R_S}$$

Tehát a **neminvertáló alapkapsolás feszültségerősítése:**

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_V}{R_S}$$

A bemeneti ellenállás:

$$R_{beV} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \infty$$

A kimeneti ellenállás:

$$R_{kiV} = \frac{U_{kiV}}{I_{kiV}} = 0$$

16. feladat

Számítsuk ki a 4.20. ábrán látható neminvertáló erősítő váltakozó áramú jellemzőit, ha $R_V = 4 \text{ M}\Omega$, $R_S = 100 \text{ k}\Omega$.

A 16. feladat megoldása

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_v}{R_s} = 1 + \frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = 41.$$

$$R_{bev} = \infty.$$

$$R_{kiv} = 0.$$

Ha a művelti erősítőt nem tekintjük ideálisnak, hanem $A_{uo} = 10^5$, $R_{bes} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{ki} = 100 \text{ }\Omega$ valóságos adatokkal számolunk, akkor $A_{uv} = 40.9832$, $R_{bev} = 2,44 \cdot 10^9 \text{ }\Omega$, $R_{kiv} = 0,0041 \text{ }\Omega$.

4.4. Művelti erősítők munkapont-beállítása

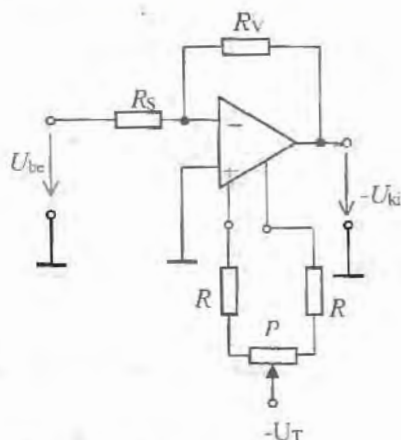
A művelti erősítő munkapont-beállítása a különböző forrásokból származó kimeneti hibafeszültségek kiküszöbölését és a gerjedés elkerülése miatti frekvenciakompenzációt jelenti.

Hibafeszültségnek azt az egyenfeszültséget nevezzük, amely **vezérlés nélkül is** megjelenik a kimeneten. Ezért, ha az alapkapcsolásokat egyenfeszültség-erősítőként használjuk, a kimeneten a felerősített (*hasznos*) egyenfeszültség és a hibafeszültség együttesen jelentkezik. A munkapont-beállítás során ezt a hibafeszültséget kell megszüntetni. A hibafeszültség forrása elsősorban

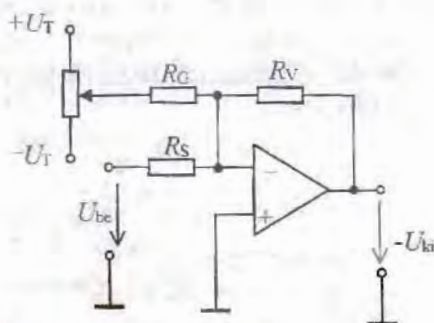
- a bemeneti ofszetfeszültség,
- a bemeneti ofszetáram,
- a bemeneti nyugalmi áram.

A bemeneti **ofszetfeszültség** miatti hibafeszültség kompenzálásának megkönnyítésére a művelti erősítő gyártója külön kivezetésekkel látja el az erősítőt. Ezek a kivezetések a bemeneti differenciálerősítő emitter- vagy kollektorkörébe csatlakoznak, ahogyan azt a 4.12. ábrán láttuk. A kivezetések közé a művelti erősítő adatlapján szereplő, potenciométert is tartalmazó hálózatot kapcsolva, elvégezhető a hibafeszültség kiegyenlítése. A 4.21. ábra példaként egy ilyen kompenzáló hálózatot mutat.

Az **ofszetáram** a két bemeneten folyó áram különbsége. Az emiatt létrejövő hibafeszültség kompenzálása úgy lehetséges, ha a bemeneteken folyó áramokat, erre alkalmas kapcsolással azonossá tesszük. Az egyszerűsége miatt leggyakrabban alkalmazott kapcsolást a 4.22. ábra szemlélteti.



4.21. ábra. Az ofsztetfeszültség kompenzálása

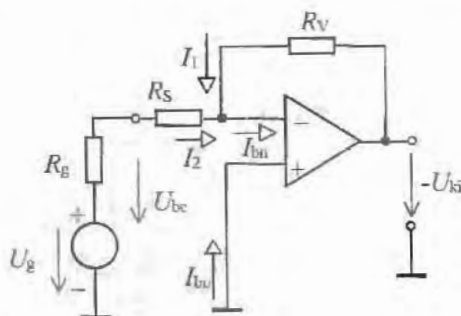


4.22. ábra. Az ofsztetáram kompenzálása

A potenciométerből és az R_G ellenállásból álló hálózat áramgenerátort modellez. Ehhez az szükséges, hogy az R_G ellenállás nagy, $M\Omega$ nagyságrendű, legyen. A potenciométer középső állásában nem folyik áram az R_G ellenálláson. A negatív tápfeszültség irányába mozdítva a potenciométer csúszkáját, a műveleti erősítő bemenetéről áramot vezetünk el az R_G ellenálláson keresztül. A pozitív tápfeszültség felé mozdítva a potenciométert az R_G ellenálláson keresztül áram folyik a bemenet felé. Így akár kisebb, akár nagyobb a negatív bemenet árama mint a pozitív bemeneté, a különbség a potenciométerrel kiegyenlíthető.

A nem invertáló alapkioscsolásban is mindkét ofsztet kompenzáló hálózat változatlan formában alkalmazható.

A bemeneti nyugalmi áram miatti hibafeszültség keletkezése a 4.23. ábrán követhető.

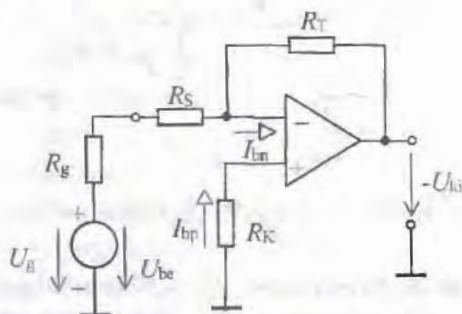


4.23. ábra. A bemeneti nyugalmi áram hatása

A negatív bemeneten folyó I_{bn} áram az I_1 és I_2 áramból tevődik össze, amelyek feszültséget ejtenek az R_V , ill. az $R_S + R_g$ ellenállásokon. A feszültség nagysága

$$U_n = I_{bn} \cdot [R_V \times (R_S + R_g)].$$

Ez a feszültség a negatív bemenetre kerül, míg a pozitív bemeneten a feszültség zérus értékű. Mivel az erősítő a két bemenete közötti feszültségkülönbséget erősíti, ezért az U_n felerősített érték hibafeszültségként megjelenik a kimeneten. A 4.24. ábrán a kompenzálás módja látható.

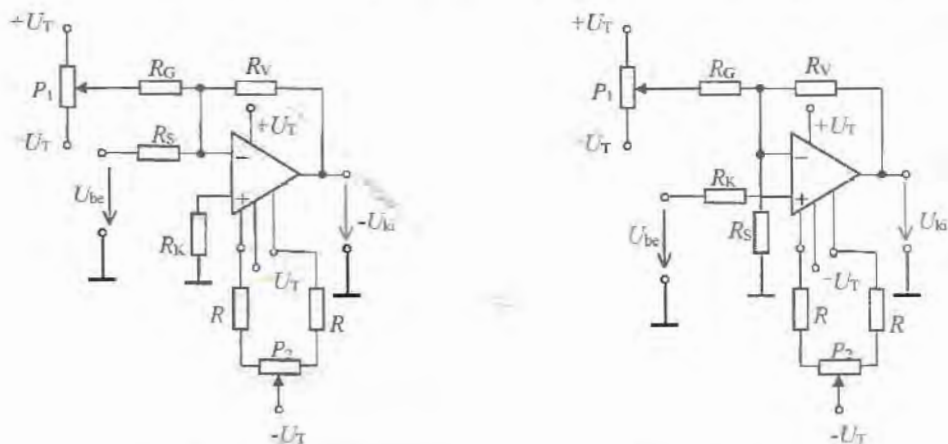


4.24. ábra. A hibafeszültség kompenzálása

Az R_K kompenzáló ellenálláson az I_{bp} áram folyik keresztül és rajta $U_{bp} = I_{bp} \cdot R_K$ feszültséget hoz létre. Ha az U_{bp} és az U_{bn} feszültségek meggyeznek, akkor a műveleti erősítő két bemenete között nincs feszültségkülönbség, tehát nincs hibafeszültség sem. Feltételezve, hogy $I_{bn} = I_{bp}$, a két feszültség azonosságának feltétele: $R_K = R_V \times (R_S + R_g)$.

A kifejezésben szereplő R_g ellenállás a feszültséggenerátoros meghajtás miatt mindig sokkal kisebb, mint az R_S , ezért jó közelítéssel igaz, hogy $R_K = R_V \times R_S$.

A 4.25. ábra összefoglalva mutatja mindkét alapkapcsolásra a munkapont-beállítást.

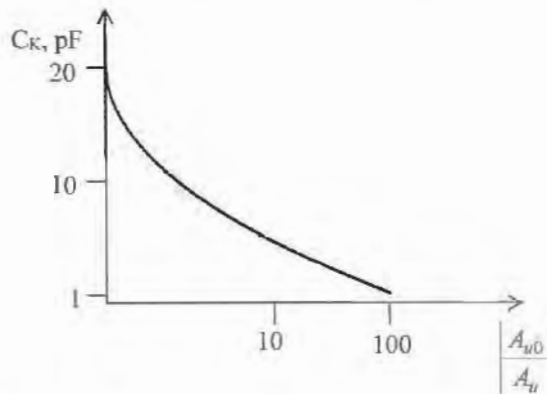


4.25. ábra. Az alapkapcsolások munkapont-beállítása

Az áramkör megépítése (vagy a műveleti erősítő cseréje) után a munkapont beállítását a következőképpen végezzük el:

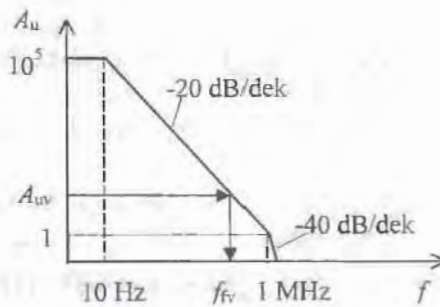
- rövidre zárjuk az erősítő bemenetét ($U_{be} = 0$), így a kimeneten csak a hibafeszültség lehet,
- a kimeneti feszültséget mérve, a P_1 potencióméterrel beállítjuk a lehető legkisebb kimeneti hibafeszültséget,
- a P_2 potencióméterrel a hibafeszültséget nullára (vagy legalább az elérhető legkisebb értékre) állítjuk.

A beállított munkapontú, visszacsatolt műveleti erősítőt **frekvenciakompenzálás**sal kell ellátni azért, hogy ne történhessen **gerjedés**. A frekvenciakompenzáláshoz a műveleti erősítő erre a célra szolgáló kivezetései közé RC tagot, vagy egyszerűbb esetben egy kondenzátort kell kapcsolni. A műveleti erősítő adatlapja minden esetben tartalmaz egy olyan jelleggörbét, amelyről leolvasható a visszacsatolás mértékének függvényében a szükséges kompenzáló alkatrészecskék értéke. A 4.26. ábra egy olyan műveleti erősítő frekvenciakompenzálásához nyújt segítséget, amelynél csak egy kondenzátor szükséges.



4.26. ábra. Grafikon a kompenzáló kapacitás meghatározásához

A kompenzálás után a műveleti erősítő nyílthurkú erősítésének frekvenciafüggése pl. a 4.27. ábra szerinti.



4.27. ábra. Frekvenciakompenzált műveleti erősítő

Az ábrából is látható, hogy úgy célszerű kompenzálni az erősítőt, hogy az erősítés széles frekvenciatartományban 20 dB/dekáddal, de legfeljebb 40 dB/dekáddal csökkenjen. Ebben az esetben ugyanis biztosan nem gerjedhet be az erősítő (l. a 3.49. ábrát). Így kompenzálták a gyártók a 741 típusú műveleti erősítőt, amelyet beintegrált kompenzáló kapacitással láttak el. Ezt az erősítőt tehát nem lehet és nem is kell a felhasználónak kompenzálni, az adatlapok a 4.27. ábrán látható jelleggörbét adják meg.

Bármelyik alapkapcsolásban használjuk az erősítőt, a felső határfrekvenciát a jelleggörbével határozhatjuk meg: a visszacsatolt erősítést berajzolva a jelleggörbébe, az erősítés egyenese és a jelleggörbe metszéspontja levetítve a frekvencia tengelyre, adja meg a az f_v visszacsatolt felső határfrekvenciát.

Fontos megjegyezni, hogy az erősítő tényleges f_h felső határfrekvenciája, ameddig az erősítő erősítése sem csökken és a kimeneti jelalak sem háromszögesedik, a visszacsatolt felső határfrekvencia és a kivezérlés határfrekvenciája közül a kisebb.

Ellenőrző kérdések, feladatok

1. Soroljuk fel az egyenfeszültség erősítésének problémáit és ismertessük kiküszöbölésük módját!
2. Rajzoljuk fel a differenciálerősítő kapcsolási rajzát!
3. Ismertessük a differenciálerősítő vezérlési lehetőségeit!
4. Magyarázzuk el a közös módusú elnyomási tényező és a diszkriminációs tényező közötti különbséget!
5. Milyen áramkörü megoldással csökkenthető a közös feszültségre vonatkozó erősítés?
6. Mi a feladata a fázisösszegző kapcsolásnak?
7. Ismertessük a műveleti erősítő belső felépítését!
8. Soroljuk fel és értelmezzük a műveleti erősítő jellemzőit!
9. Rajzoljuk fel a műveleti erősítő alkapcsolásokat!
10. Hogyan számíthatók a műveleti erősítő alkapcsolások váltakozóáramú jellemzői?
11. Hogyan történik az alkapcsolások munkapontjának beállítása?
12. Ismertessük a műveleti erősítő alkapcsolások felső határfrekvenciájának meghatározását!

5. IMPULZUSTECHNIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK

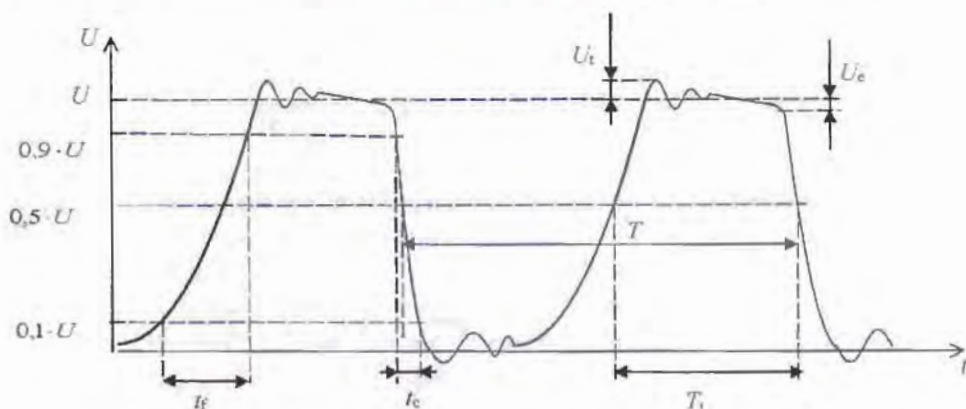
Az elektronikában előforduló **impulzusok** feszültség- vagy áramváltozások, amelyek legfontosabb jellemzője, hogy a **változás nem folyamatos**. Pl. egy négyszög alakú impulzusnál a változás két meghatározott érték között ugrásszerű, a háromszög alakú impulzusnál a folyamatos változás a csúcsponton megtörik és ellenkező irányúra változik stb.

Az impulzussorozat egymást szabályosan követő, tehát periodikusan ismétlődő impulzusokból áll.

Az impulzustechnikai alapáramkörök az impulzussorozatokat előállítására és az impulzusok jellemzőinek módosítására szolgálnak.

5.1. Impulzusjellemzők

Az impulzusjellemzők az **5.1.** ábra feszültségimpulzus-sorozatán jól áttekinthetők.



5.1. ábra. Impulzusjellemzők

Az U **impulzusamplitúdó** az impulzus feszültségének névleges értéke. Ezt csak egy rövid ideig lépi túl a feszültség értéke, ezt nevezzük U_i **túllövésnek**. Az amplitúdó csökkenése az U_e **tetőesés**.

Az impulzusokat jellemző időtartamok mindig az amplitúdó százalékos értékeinek időpontjaihoz kötődnek. A t_r (*rise* – emelkedés) **felfutási** és a t_f (*fall* – esés) **lefutási idő** az amplitúdó 10% és 90% között mérhető időtartamok az impulzus felfutó, ill. lefutó élén mérve. A T_i **impulzusidő** a fel- és lefutó élén az 50%-os amplitúdó-értékek időpontjai között mérhető időtartam. A T **periódus idő** két, egymást követő impulzus azonos fázisú pontjai közötti időtartam. Az ábrán a lefutó élék 50%-os pontjai között jelölt időtartam a periódusidő.

Az impulzusszorzaton közvetlenül mért jellemzők mellett használunk néhány ezekből számítható mennyiséget is. Közülük legfontosabb a **frekvencia**, amely a periódusidő reciproka

$$f = \frac{1}{T}$$

Az impulzusszorzat **kitöltési tényezője** azt mutatja, hogy az impulzus hány százalékban tölti ki a periódust

$$k = \frac{T_i}{T} \cdot 100\%$$

A fel- és lefutási időkhöz kapcsolódó mennyiség a fel- és lefutási meredekség. A **felfutási meredekség** az impulzus felfutó élén az amplitúdó 10% és 90%-a közötti feszültségnövekedés és a közben eltelt t_r idő hányadosa:

$$m_r = \frac{U_{10-90}}{t_r} = \frac{U_{90} - U_{10}}{t_r}$$

A **lefutási meredekség** hasonlóképpen értelmezhető a lefutó élén:

$$m_f = \frac{U_{90-10}}{t_f} = \frac{U_{10} - U_{90}}{t_f}$$

17. feladat

Egy impulzussorozaton mért impulzusjellemzők:

$$T = 100 \mu\text{s}; T_i = 25 \mu\text{s}; t_r = 10 \text{ ns}; t_f = 7 \text{ ns}; U = 12 \text{ V}.$$

Számítsuk ki a frekvencia, a kitöltési tényező, a fel- és lefutási meredekségek értékét!

A 17. feladat megoldása

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10^{-4}} = 10^4 \text{ Hz} = \mathbf{10 \text{ kHz}}$$

$$k = \frac{T_i}{T} = \frac{2,5 \cdot 10^{-5}}{10^{-4}} \cdot 100 = 2,5 \cdot 10^{-1} \cdot 100 = \mathbf{25\%}$$

$$U_{10} = 0,1 \cdot U = 0,1 \cdot 12 = \mathbf{1,2 \text{ V}}$$

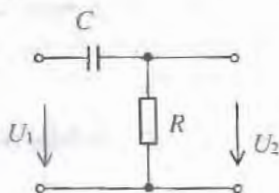
$$U_{90} = 0,9 \cdot U = 0,9 \cdot 12 = \mathbf{10,8 \text{ V}}$$

$$m_r = \frac{U_{10-90}}{t_r} = \frac{10,8 - 1,2}{10^{-8}} = 9,6 \cdot 10^8 \text{ V/s} = 9,6 \cdot 10^2 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

$$m_f = \frac{U_{10-90}}{t_f} = \frac{1,2 - 10,8}{7 \cdot 10^{-9}} = -1,37 \cdot 10^9 \text{ V/s} = -1,37 \cdot 10^2 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

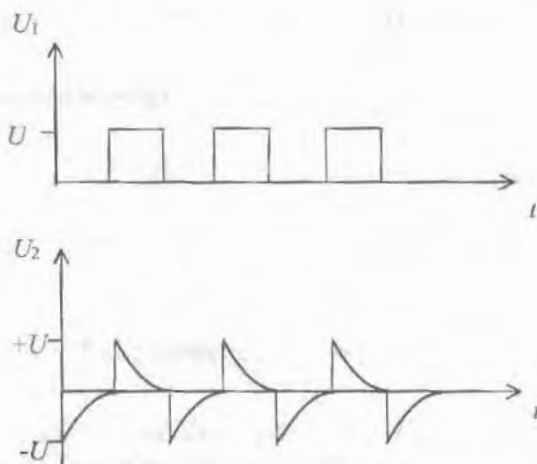
5.2. Jelformáló áramkörök

Az impulzussorozatok jellemzői jelformáló áramkörökkel módosíthatók. A leggyakrabban felmerülő feladat a négyszögjelek formálása differenciáló, ill. integráló áramkörrel. Hasonlóképpen sokszor előforduló igény az impulzusok amplitúdójának meghatározott értéken való határolása. Ez a feladat vágóáramkörrel valósítható meg. A **differenciáló áramkör** felépítése a **5.2.** ábra szerinti.



5.2. ábra. Differenciáló áramkör

Az áramkörre U_1 négyszögimpulzus-sorozatot kapcsolva a kimeneten megjelenő U_2 feszültség jelalakja az **5.3.** ábrán látható.

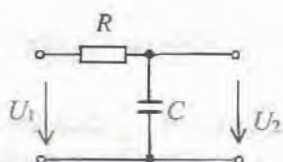


5.3. ábra. A differenciáló áramkör jelalakjai

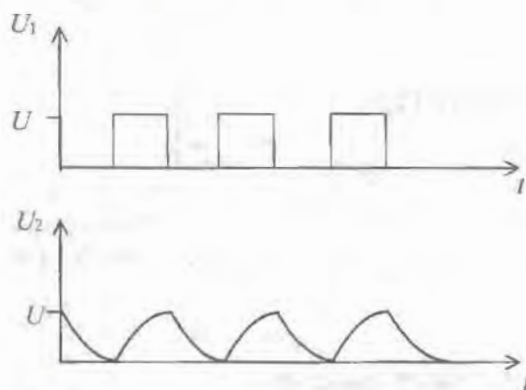
A négyszögjel felfutásakor a hirtelen feszültségváltozás miatt a kondenzátor gyakorlatilag rövidzárként viselkedik, így ez a feszültségváltozás szinte változatlanul a kimenetre jut. Ezt követően a négyszögjel állandó értékű U feszültsége tölti a kondenzátort, az RC -időállandónak megfelelő sebességgel. A töltődés exponenciális jellegű. Töltődés közben a kondenzátor pillanatnyi feszültsége levonódik az állandó U bemeneti feszültségből, ezért a kimenetre exponenciális jelleggel esőknő feszültség jut. Amikor a kondenzátor már feltöltődött, akkor a kimeneti feszültség közelítőleg nulla értékű (kb. ötszörös időállandónak megfelelő idő eltelte után).

A négyszögjel lefutásakor a nullára csökkenő bemeneti feszültséghez képest a feltöltődött kondenzátor feszültsége jut a kimenetre. Így egy hozzávetőlegesen $-U$ nagyságú feszültség jelenik meg a kimeneten. Ezt követően a kondenzátor kisül és a kimeneten újra nulla lesz a feszültség. Ez a folyamat ismétlődik minden négyszögjelnél, a kimeneten tehát egy *tűskeimpulzus-sorozat*ot kapunk.

Az **integráló áramkör** kapcsolási rajza az 5.4. ábrán látható, míg jelalakjai az 5.5. ábra szerintiek.



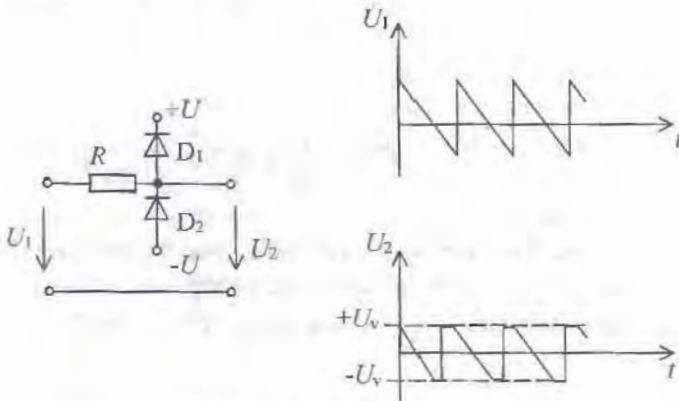
5.4. ábra. Integráló áramkör



5.5. ábra. Az integráló áramkör jelalakjai

A négyszögjel felfutásának időpontjától kezdve a kondenzátor az RC -időállandónak megfelelő sebességgel, exponenciális jelleggel töltődik. A lefutó él után pedig exponenciális jellegű a kisütési folyamat is.

A **vágóáramkörök** egyszerű felépítésű diódás áramkörök. Felépítésükre és alkalmazásukra már a 2.2.7. pontban is láttunk példát (2.20. és 2.21. ábrák), szinuszos bemeneti feszültség esetén. Egy további alkalmazást mutat az 5.6. ábra, fűrészfog alakú bemeneti feszültséget adva a bemenetre.



5.6. ábra. Diódás vágóáramkör

A bemeneti feszültség növekedésekor a D_1 dióda kinyit az $+U_V = U_1 = U + 0,6$ V-nál, és így az U_2 feszültséget közelítőleg állandó értéken tartja. Csökkenő bemeneti feszültség mellett az U_1 feszültségnél lezár a D_1 , ezért, $U_2 = U_1$ a kimeneti feszültség követi a bemeneti feszültség változását. Ha a bemeneti feszültség $-U_V = -U_1 = -U - 0,6$ V alá csökken, akkor a D_2 nyit ki és fogja meg a kimeneti feszültséget.

5.3. Multivibrátorok

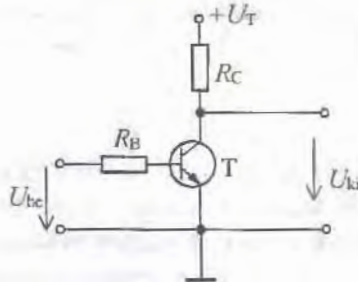
A multivibrátorok impulzusok előállítására és jellemzőinek módosítására alkalmas áramkörök. Felépíthetők tranzisztorok, műveleti erősítők és speciális integrált áramkörök felhasználásával. Közös jellemzőjük, hogy bennük az erősítőelem kapcsolóüzemben működik.

5.3.1. A tranzisztor mint kapcsoló

Az eddig megismert tranzisztoros áramkörökben arra törekedtünk, hogy a tranzisztor egy jól megválasztott munkapont környezetében, lineáris erősítőelemként viselkedjen. Ettől a **lineáris üzemmódtól** eltérő követelményeket kell kielégítenie a tranzisztornak **kapcsoló üzemmódban**.

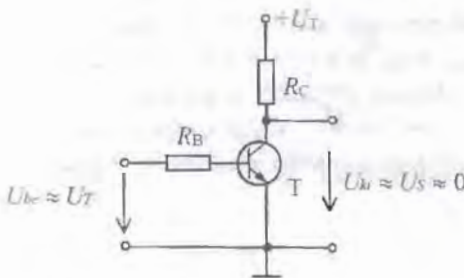
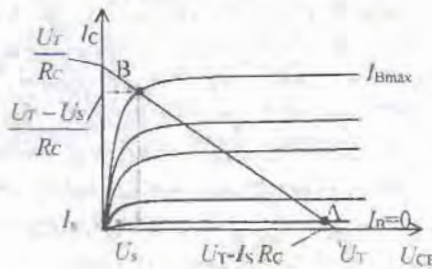
Az ideális kapcsoló jellemzője, hogy bekapcsolt állapotban rövidzárként viselkedik, így sarkain a feszültségkülönbség $U_k = 0$. Kikapcsolt állapotban szakadás és ezért nem folyik rajta keresztül áram, $I_k = 0$.

A tranzisztor az 5.7. ábrán látható áramkörben egy vezérelhető kapcsoló: a kollektora és az emittora között, a bázisra adott vezérléstől függően, létrehozható a közelítőleg nulla feszültségkülönbség és maximális áram (bekapcsolt kapcsoló), ill. a közelítőleg nulla áram és maximális feszültség (kikapcsolt kapcsoló).

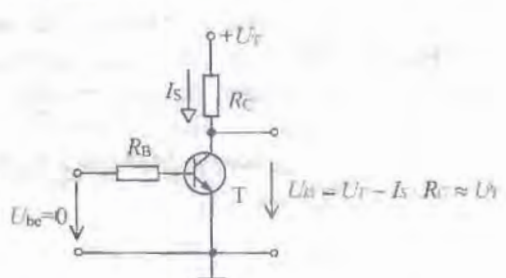


5.7. ábra. A tranzisztor kapcsolóüzeme

A tranzisztor azonban nem ideális kapcsoló, mert a kollektora és az emittora között szaturációs mennyiségek mérhetők, amint azt a 2.3.1. pontban megismertünk. Ezt szemlélteti az 5.8. ábra a kimeneti jelleggörbébe berajzolt munkaegyenesen.



Nyitott tranzisztor \approx zárt kapcsoló



Zárt tranzisztor \approx nyitott kapcsoló

5.8. ábra. Nyitott és zárt tranzisztoros kapcsoló

Ha $U_{be} = 0$, akkor a tranzisztor lezárt állapotban van, ami megfelel a munkaegyenesen az A munkapontnak. A lezárt tranzisztoron I_S szaturációs áram folyik, a kollektor-emittere közötti feszültség, ami egyben a kimeneti feszültség is:

$$U_{CE} = U_{ki} = U_T - I_S \cdot R_C.$$

A lezárt tranzisztor, mint nyitott kapcsoló kontaktusai közötti feszültség tehát $I_S \cdot R_C$ értékkel tér el az ideálistól.

Ha a bemeneti feszültség akkora, hogy a tranzisztor kinyit és a megengedhető legnagyobb bázisáram folyik, akkor a tranzisztor a B munkapontban üzemel. Ebben a munkapontban kollektor-emitter között az U_S szaturációs feszültség mérhető és a tranzisztoron folyó áram

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

A nyitott tranzisztor mint zárt kapcsoló nem ideális kapcsoló, mert kontaktusai között a szaturációs feszültség mérhető. A kapcsoló nyitására célszerűen az U_T tápfeszültséget használtuk a kapcsolásban. Az R_B ellenálláson esik a tranzisztor kb. 0,6 V-os nyitófeszültsége és az U_T közötti feszültségkülönbség.

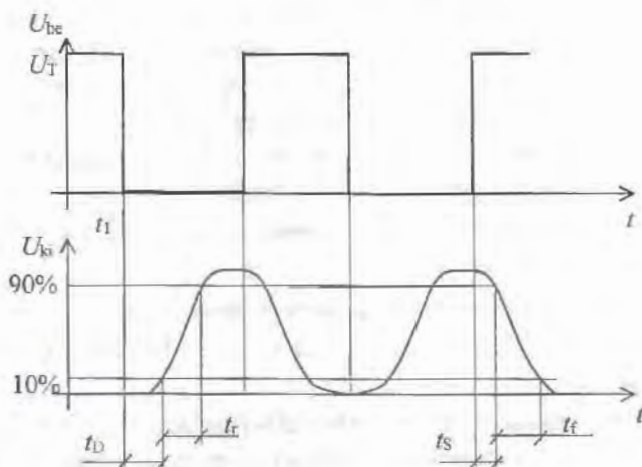
Az elmondottakból egyértelműen következik, hogy a kifejezetten kapcsolási feladatokra gyártott kapcsolótranzisztoroknak kis szaturációs feszültséggel és árammal kell rendelkezniük.

A tranzisztor nyitáskor és zárásakor hirtelen feszültségváltozás következik be a kollektor-emitter között. A változás sebességét a tranzisztorok belső kapacitásainak feltöltéséhez, ill. kisütéséhez szükséges idő korlátozza. A kapcsolótranzisztorok esetében a katalógusok nem a belső kapacitások értékét, hanem a **tranzisztor kapcsolási idejét** adják meg. Az 5.7. ábra szerinti kapcsolásban a belső kapacitások töltési ideje az R_C ellenállástól és az esetleges terheléstől is függ. Kis kapcsolási idő eléréséhez tehát az R_C és az R_t ellenállásokat a lehetőség szerinti legkisebbre kell választani és kis kapcsolási idejű, gyors kapcsolótranzisztorot kell alkalmazni.

A tranzisztoros kapcsoló négyszögjel-sorozattal történő folyamatos ki-be kapcsolására jellemző működési időket az 5.9. ábra. mutatja.

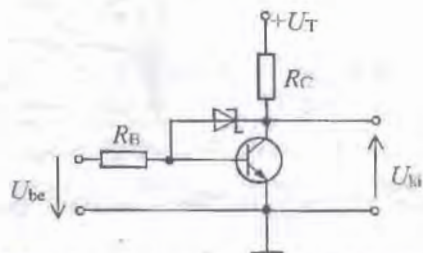
A bemeneti feszültség t_1 változási időpontjához képest a kimeneti változás csak **t_D késleltetési idő** (delay time) elteltevel indul meg és a t_r (rise time) felfutási időnek megfelelő sebességgel zajlik le. Hasonló jelenség játszódik le kikapcsoláskor is: a változás t_S tárolási idő után indul és t_f (full time) lefutási időnek megfelelő sebességgel zajlik le. A **t_{on} bekapcsolási és a t_{off} kikapcsolási idők** az előzőek alapján:

$$t_{on} = t_D + t_r, \quad t_{off} = t_S + t_f.$$



5.9. ábra. Kapcsolási ideők

A késleltetési és a tárolási idő magyarázata az, hogy a tranzisztor nyitáskor, ill. zárásakor jelentős számú töltéshordozót kell hirtelen megmozgatni, ill. megállítani, ami időbe telik. Ha a tranzisztor nyitott állapotát maximális bázisárammal és ezért maximális kollektorárammal hozzuk létre, amint azt az 5.8. ábrán is feltételeztük, akkor a tárolási idő nagy lesz. A tranzisztor maximális bázisárammal való nyitását és maximális kollektorárammal való vezetését a **tranzisztor telítési állapotának** nevezzük. A tárolási idő jelentősen csökkenthető, ha nem telítéses üzemmódban működtetjük a tranziszort. Ez legegyszerűbben úgy oldható meg, ha a kollektor–emitter feszültséget nem engedjük a szaturációs feszültség értékéig csökkenni. Erre a célra leggyakrabban **Schottky-diódás telítésgátlás** alkalmazunk, az 5.10. ábrán látható kapcsolás szerint.



5.10. ábra. Schottky-diódás telítésgátlás

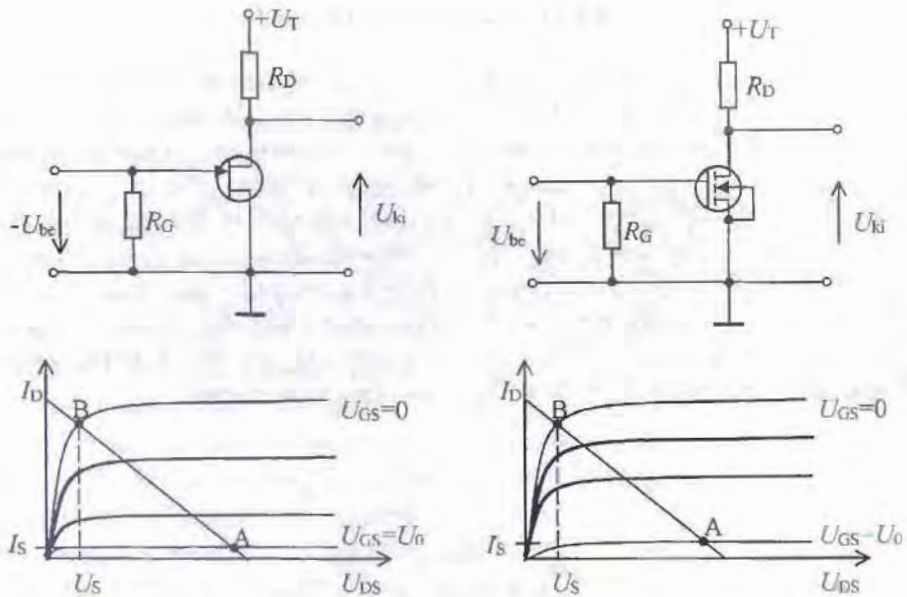
A tranzisztor nyitáskor a kollektorfeszültség csak addig csökkenhet, amíg az Schottky-dióda kinyit. Mivel a nyitott tranzisztor bázis–emitter feszültsége kb. 0,6 V, a dióda nyitófeszültsége kb. 0,3 V, ezért a kollektorfeszültség nem csökkenhet kb. 0,3 V alá. A szaturációs feszültség 0,1–0,2 V, tehát a tranzisztor nem telítéses üzemmódban működik, ezzel a kapcsolási ideje csökken.

Az 5.7. és az 5.10. ábrák működésének elemzéséből kitűnik, hogy az áramkör bemenetén és kimenetén két egymástól jól elkülöníthető feszültség szintet jelent a vezérlés, ill. a kimeneti feszültséget. Az egyik feszültség szint a tápfeszültség vagy ahhoz közel eső feszültség, a másik pedig a nulla vagy ahhoz közel eső feszültség. Az utóbbit **alacsony szintnek**, a tápfeszültséghez közelit pedig **magas szintnek** elnevezve az áramkör működését úgy is megfogalmazhatjuk, hogy:

- magas szintet adva a bemenetre az áramkör a kimenetén alacsony szintet szolgáltat,
- alacsony szintű bemenet esetén a kimenet magas szintű.

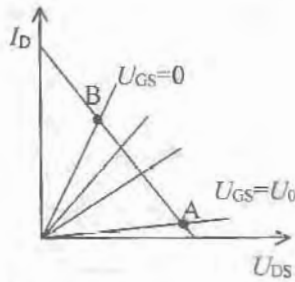
Az áramkör a bemenetére adott szintet ellentétesre változtatja, megfordítja, ezért **inverternek** nevezzük.

Kapcsolóként **térvezérlésű tranzisztorok** is alkalmazhatók. Az 5.11. ábra egy záróréteges és egy MOS tranzisztoros kapcsolót mutat jelleggörbéikkel együtt.



5.11. ábra. Térvezérlésű tranzisztoros kapcsoló

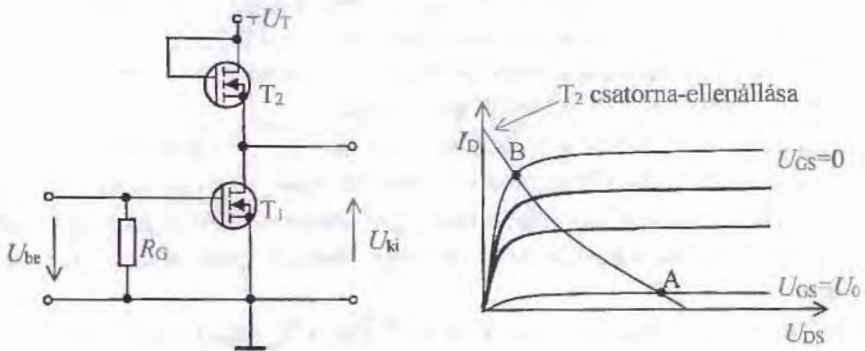
Minkét kapcsoló sajátossága, hogy viszonylag nagy a szaturációs feszültségük, ezért jobban eltérnek az ideálistól, mint egy bipoláris tranzisztoros kapcsoló. Elsősorban ez indokolja, hogy FET-es kapcsolókat csak kisáramú üzemben alkalmazunk, amikor a tápfeszültségük, és így a kapcsolt feszültség is legfeljebb néhány száz mV. A szaturációs feszültség itt elfogadható értékű. Az 5.12. ábra ilyen esetre mutatja a kapcsoló két munkapontját a jelleggörbe kezdeti szakaszán.



5.12. ábra. Kisáramú kapcsoló

Fontos megjegyezni, hogy a FET-es kapcsolók vezérléséhez nincs szükség teljesítményre, ezért nem terhelik a vezérlő áramkört. A JFET kapcsolóként való alkalmazásnál figyelembe kell venni, hogy a vezérlő feszültség mindig ellentétes polarítású, mint a tápfeszültség (l. a 2.3.2. pontot).

A FET kapcsolóval felépített inverternél alkalmazható megoldást mutat az 5.13. ábra, példaként n csatornás növekményes MOSFET tranzisztorokat használva.



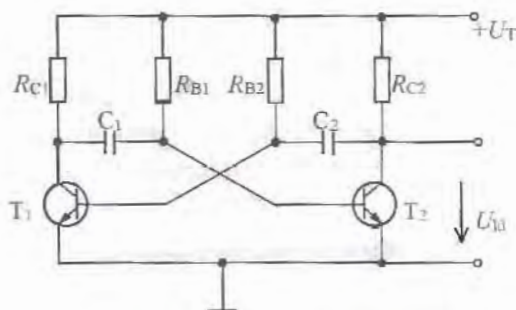
5.13. ábra. MOSFET inverter

Az áramkör munkaellenállása a T_2 FET csatorna-ellenállása, amely nemlineáris jelleggörbéjű, amint azt az ábra is mutatja, kapcsolóüzemben azonban ennek nincs jelentősége.

5.3.2. Tranzisztoros astabil multivibrátor

Az astabil multivibrátor folyamatosan négyszögjelet állít elő. Kapcsolási rajza bipoláris tranzisztorokból felépítve az 5.14. ábrán látható (térvezérlésű tranzisztorokat a rossz szaturációs értékek miatt általában nem alkalmazunk multivibrátor-kapcsolásokban). Az astabil elnevezés abból adódik, hogy a négyszögjelet a tranzisztorok so-

rozatos nyitásával-zárásával állítja elő, tehát nem rendelkezik az áramkör stabil állapottal.



5.14. ábra. Astabil multivibrátor

A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy a T_1 tranzisztor éppen nyitva, a T_2 pedig éppen zárva van. Ilyenkor a C_2 kondenzátor egyik sarkán a T_1 tranzisztor kb. 0,6 V-os nyitófeszültsége van, a másik sarka pedig az R_C ellenálláson keresztül az U_T tápfeszültségre kapcsolódik, mert T_2 zárva van. A C_2 kondenzátort ezért a sarkai között lévő $U_T - 0,6$ V feszültségkülönbség tölti fel. A kondenzátor kollektor felőli fegyverzete lesz a pozitív polaritású, hiszen az $+U_T$ -re töltődik, míg a másik fegyverzet 0,6 V feszültségre kapcsolódik. Miközben a C_2 kondenzátor így töltődik, a C_1 kondenzátor feszültsége a következőképpen alakul:

- a T_1 nyitott tranzisztor a C_1 kondenzátor kollektorra kapcsolódó sarkát gyakorlatilag nulla feszültségre kapcsolja (attól csak U_S értékkel tér el),
- a C_1 kondenzátor az R_{B1} ellenálláson keresztül a $+U_T$ feszültség felé töltődik. A töltődés addig tarthat, amíg feszültsége eléri a T_2 tranzisztor nyitófeszültségét.

Amikor a C_1 kondenzátor kb. +0,6 V-ra töltődött, a T_2 tranzisztor kinyit. A nyitás miatt a kollektorfeszültsége hozzávetőlegesen 0 V-ra (U_S -ra) csökken, ezért a $U_T - 0,6$ V-ra feltöltődött C_2 kondenzátor pozitív fegyverzetét is 0 V-ra kapcsolja. Ehhez képest a másik fegyverzeten lévő $-(U_T - 0,6$ V) nagyságú feszültség a T_1 bázisára kerül, T_1 ezért lezár. Ettől a pillanattól kezdve a C_1 kondenzátor kezd töltődni a sarkai között lévő $U_T - 0,6$ V feszültségkülönbség miatt olyan polaritással, hogy a T_1 kollektorára kapcsolódó sarka lesz pozitív polaritású. A C_2 kondenzátor pedig az R_{B2} ellenálláson keresztül a $(U_T - 0,6$ V)-os feszültségről pozitív irányba kezd töltődni, addig amíg eléri a +0,6 V-ot, mert ilyenkor újra kinyitja a T_1 tranzisztor. A leírtakból következik, hogy a tranzisztorok nyitásának időpontja attól függ, hogy milyen gyorsan töltődnek a kondenzátorok. Ezt viszont az $R_{B1} \cdot C_1$, ill. az $R_{B2} \cdot C_2$ időállandók határozzák meg. Bizonyítható, hogy a tranzisztorok billenési ideje:

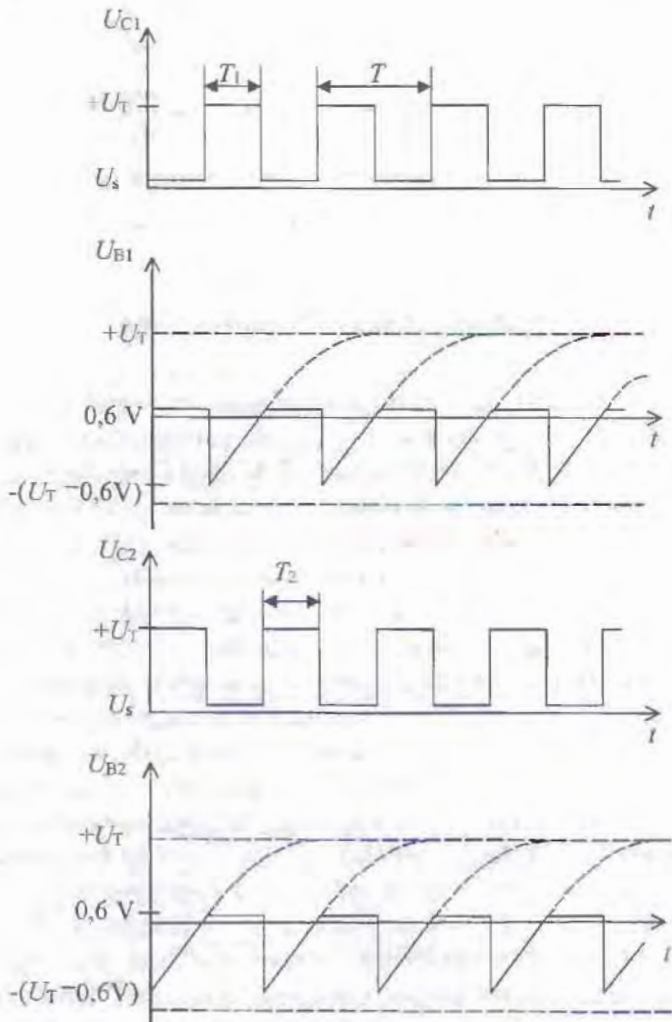
$$T_1 = 0,69 \cdot R_{B2} \cdot C_2,$$

$$T_2 = 0,69 \cdot R_{B1} \cdot C_1.$$

A kifejezésekből látható, hogy az R_{B1} , R_{B2} ellenállások változtatásával, vagy más kondenzátor kapacitások választásával a billenési idők, és így a kimeneten megjelenő négyyszögjel impulzusideje és periódusideje is változtatható.

A kapcsolás kimenete az 5.14. ábrán a T_2 kollektora, ahol az időzítéstől függő időtartamig, vagy kb. $+U_T$, vagy kb. 0 V a feszültség, tehát egy négyyszögjelsorozat jelenik meg. Ennek periódusideje $T = T_1 + T_2$.

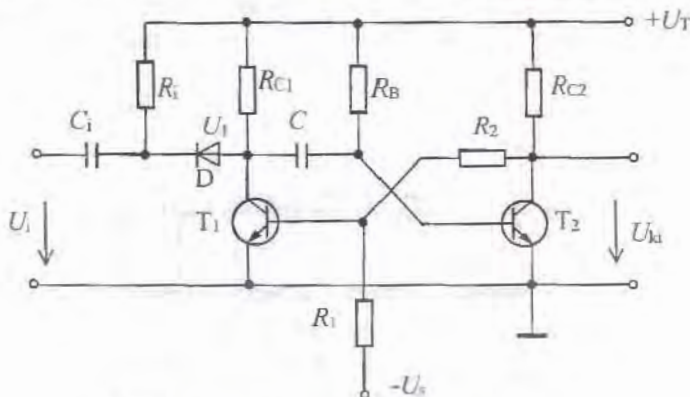
A T_1 tranzisztor kollektorán is négyyszögjel sorozat jelenik meg, amelynek fázisa ellentétcs a T_2 kollektorán megjelenőhöz képest. A működés az 5.15. ábra jelalakjain is jól követhető.



5.15. ábra. Az astabil multivibrátor jelalakjai

5.3.3. Tranzisztoros monostabil multivibrátor

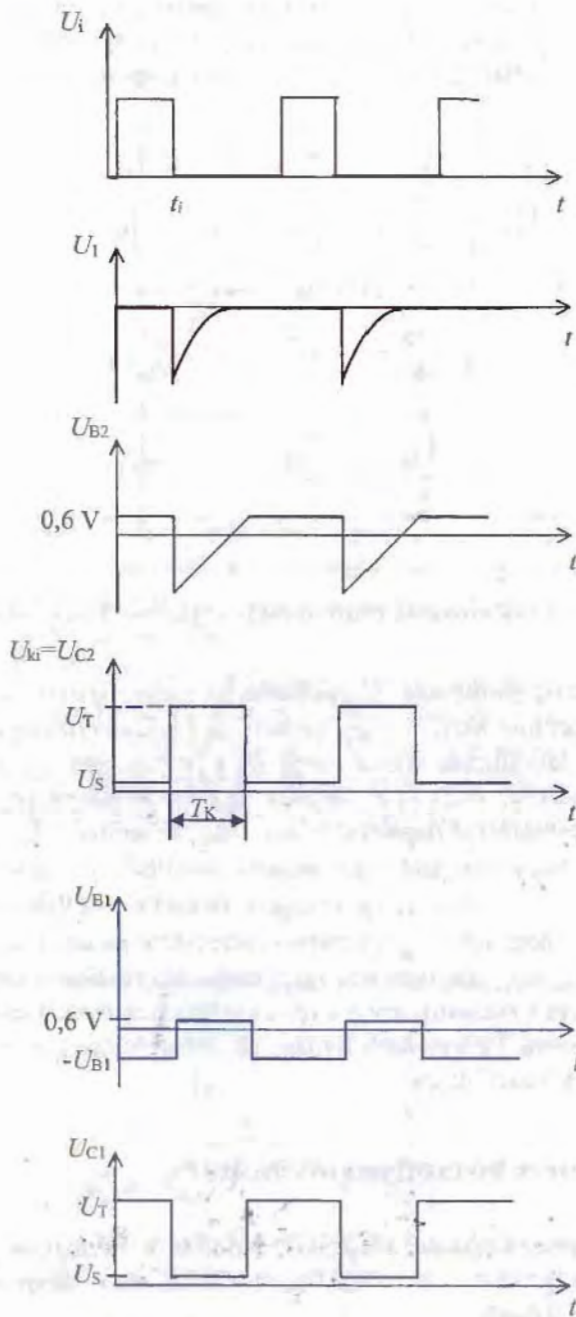
A monostabil multivibrátor egy stabil állapottal rendelkező áramkör. Ebből az állaptból indítójel hatására billenthető át az ún. kvázistabil állapotába, ahonnan automatikusan visszabilen. Így indítójel hatására egy beállítható idejű négyszögimpulzust állít elő. A monostabil multivibrátor kapcsolási rajza az 5.16. ábrán látható.



5.16. ábra. Monostabil multivibrátor

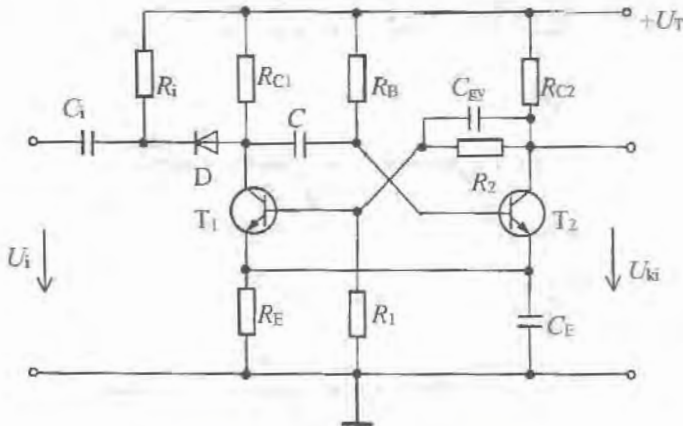
A T_2 tranzisztor bázisa az R_B ellenálláson keresztül $+U_T$ feszültségre kapcsolódik, ezért a T_2 tranzisztor alapállapotban nyitva van, kollektorfeszültsége a kis értékű U_S -el egyezik meg. Az R_1 - R_2 feszültségosztón keresztül leosztódva ez a feszültség lezárva tartja a T_1 tranziszort. A biztosabb zárás érdekében az R_1 ellenállás negatív segéd feszültségre kapcsolódik. Ebben a stabil állapotban a C kondenzátor egyik sarka $0,6$ V-on van a nyitott T_2 miatt, a másik fegyverzete pedig $+U_T$ feszültségre kapcsolódik. A kondenzátor ($U_T - 0,6$ V)-os feszültségre töltődik fel, úgy, hogy a T_1 kollektorára kapcsolódó fegyverzete a pozitív polaritású. A C , R_i és D elemekből álló áramkör az indító áramkör. Az U_i bemenetre adott indító négyszögjelből az C , R_i differenciáló áramkör állít elő pozitív és negatív tuskéket, amint azt az 5.2. alfejezetben már láttuk. Ezek közül a negatív polaritásúakat engedi át a dióda. Egy negatív impulzus a C kondenzátoron keresztül a T_2 bázisára jutva azt egy pillanatra lezárja. A kollektor feszültsége ezért $+U_T$ -re növekszik. Az R_1 - R_2 osztón keresztül az U_T leosztódva kinyitja T_1 -et, ezért a C kondenzátor $U_T - 0,6$ V-os feszültsége negatív polaritással a T_2 bázisára kerül. A továbbiakban ez a feszültség tartja zárva a T_2 tranziszort mindaddig, amíg a C kondenzátor az R_B -n keresztül $0,6$ V-ra töltődik fel. Ilyenkor T_2 újra kinyit és visszaáll a stabil állapot. A leírásból következik, hogy a két stabil állapot közötti átmeneti állapot (másképpen kvázistabil állapot) időtartama az $R_B \cdot C$ időállandótól függ. Pontos értéke $T_K = 0,69 \cdot R_B \cdot C$.

A monostabil multivibrátor jelalakjai az 5.17. ábrán láthatók.



5.17. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

A monostabil multivibrátort időzítő áramkörként használjuk. Az időzítés t_i kezdetét az indítójel jelöli ki, az időzítés időtartama pedig az R_B vagy a C elemek értékével állítható be. Az 5.18. ábrán egy gyakran alkalmazott monostabil kapcsolás látható.



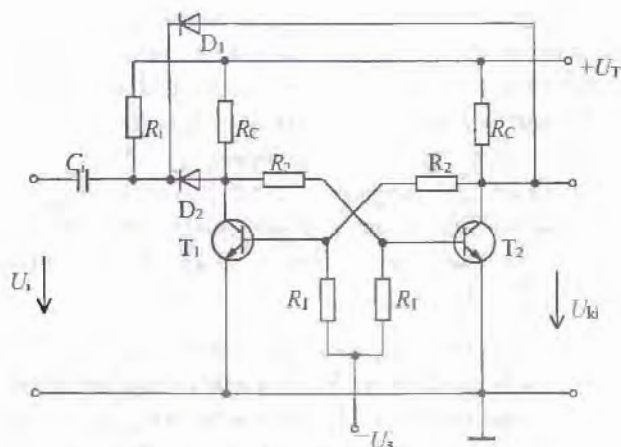
5.18. ábra. Monostabil multivibrátor segédfeszültség nélkül

A tranzisztorok közös emitterköri ellenállásán az éppen nyitott tranzisztor emitterárama feszültséget hoz létre. A nagy kapacitású C_E kondenzátor a tranzisztorok billenésének ideje alatt állandó értéken tarja ezt a feszültséget. Ezzel a módszerrel ugyanaz a hatás érhető el, mint az R_1 negatív segédfeszültségre kapcsolásával, hiszen így is a bázis feszültsége negatívabb lesz, mint az emitteré. Ez a megoldás az az előnnyel jár, hogy nem szükséges negatív feszültséget is előállító tápfeszültség forrás.

A kapcsolás másik újdonsága a C_{gy} gyorsító kondenzátor alkalmazása az R_2 ellenállással párhuzamosan. A T_2 kollektorfeszültségének változásakor, ezzel a változással szemben rövidzárként viselkedik, ezért a fel- és lefutó élek feszültségei leosztás nélkül jutnak a T_1 bázisára. Ez gyorsabb nyitást, ill. zárást biztosít, vagyis csökkenti a kimeneti jel fel- és lefutási idejét.

5.3.4. Tranzisztoros bistabil multivibrátor

A bistabil multivibrátor két stabil állapottal rendelkezik, bármelyik stabil állapotát addig megtartja, amíg külső indítójel átbillenti a másik stabil állapotba. Kapcsolási rajza az 5.19. ábrán látható.



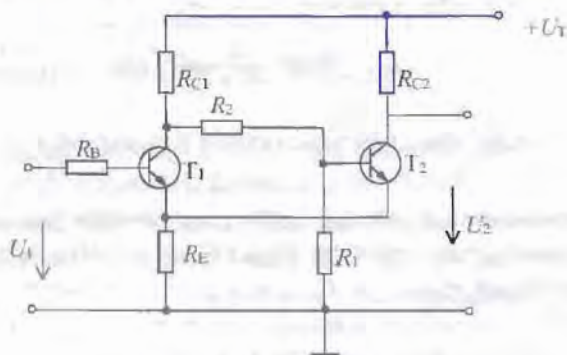
5.19. ábra. A bistabil multivibrátor

Tételezzük fel, hogy a T_1 tranzisztor éppen nyitva van. A kollektorára csatlakozó R_1 - R_2 feszültségosztón keresztül a T_2 bázisára ilyenkor a nyitáshoz szükségesnél kisebb feszültség jut, ezért T_2 zárva van. A kollektorán lévő $+U_T$ feszültség a másik R_1 - R_2 osztón keresztül nyitva tarja T_1 -et.

Ha a bemenetre egy U_i indító négyszöggel érkeznek, akkor az indítóáramkör ebből indító tüskéket hoz létre. Ezek közül a negatív polaritásúakat a D_1 dióda a T_1 bázisára, a D_2 dióda pedig a T_2 bázisára juttatja az R_1 - R_2 osztókon keresztül. Ez a rövid ideig tartó negatív impulzus az éppen lezárt tranzisztorra – jelenleg T_2 – nincs hatással, viszont a nyitott tranzisztort lezárja. Ezzel az osztókon keresztül megtörténik a billenés.

5.3.5. Tranzisztoros Schmitt-trigger áramkör

A Schmitt-trigger áramkör kapcsolási rajza az 5.20. ábrán látható.



5.20. ábra. Schmitt-trigger

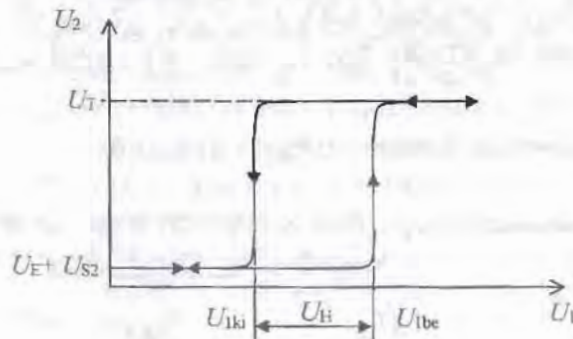
Ha a bemeneti feszültség kisebb, mint ami a T_1 nyitásához szükséges, akkor T_1 kollektora és az R_1 - R_2 feszültségosztó $+U_T$ feszültségre kapcsolódik. A T_2 ezért az osztón keresztül nyitófeszültséget kap. A nyitott tranzisztor emitterárama átfolyik az R_E ellenálláson, és rajta feszültséget hoz létre. A T_1 nyitásához ezért $U_{BE} = I_E R_E + 0,6$ V feszültségre van szükség a bázison. A kimeneti feszültség $U_2 = U_E + U_{S2}$.

Ha a T_1 tranzisztort megfelelő nagyságú bemeneti feszültséggel kinyitjuk, akkor kollektorfeszültsége lecsökken, és így az R_1 - R_2 osztón keresztül T_2 lezár. A kimeneti feszültség $U_2 \cong U_T$. Az áramkörnek ebben az állapotában a nyitott T_1 emitterárama folyik keresztül az R_E ellenálláson.

Csökkentve a bemeneti feszültséget, csökken a tranzisztor U_{BE} feszültsége, és ezért az I_E áram is. Ezzel együtt csökken az R_E ellenálláson eső feszültség is. Ez a folyamat addig tart, amíg az emitter feszültség nullára csökken. A bemeneti feszültség további csökkenése lezárja a tranzisztort, mert az U_{BE} feszültség a nyitófeszültség értéke alá csökken. A visszabillenés ezért kb. 0,6 V feszültségen következik be.

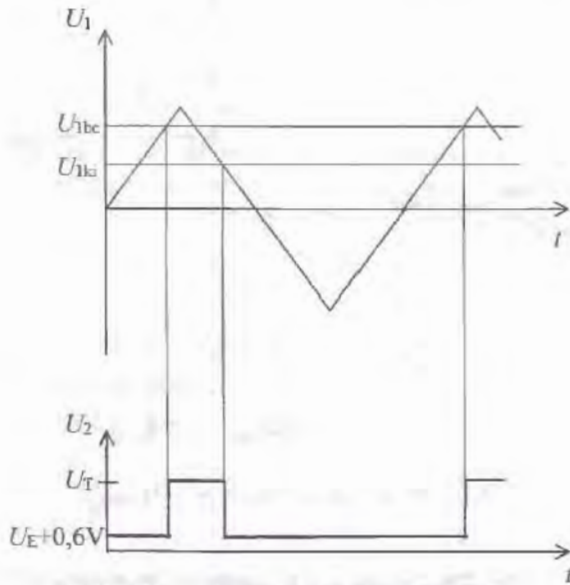
Összefoglalva tehát a működést megállapítható, hogy a Schmitt-trigger bekapcsolási (T_1 nyitása) feszültsége $U_{lbe} = I_E R_E + 0,6$ V, kikapcsolási feszültsége (T_1 zárása) pedig $U_{lki} = 0,6$ V.

A be- és kikapcsolási feszültségek különbsége a **histerézis** feszültség. A leírtakat ábrázolja az **5.21.** ábrán látható jelleggörbe.



5.21. ábra. A Schmitt-trigger jelleggörbéje

A Schmitt-trigger bemenetére periodikus impulzussorozatot kapcsolva a kimeneten négyzögjelsorozatot kapunk. Az **5.22.** ábra háromszög alakú bemeneti jel esetén mutatja a kimeneti feszültséget.

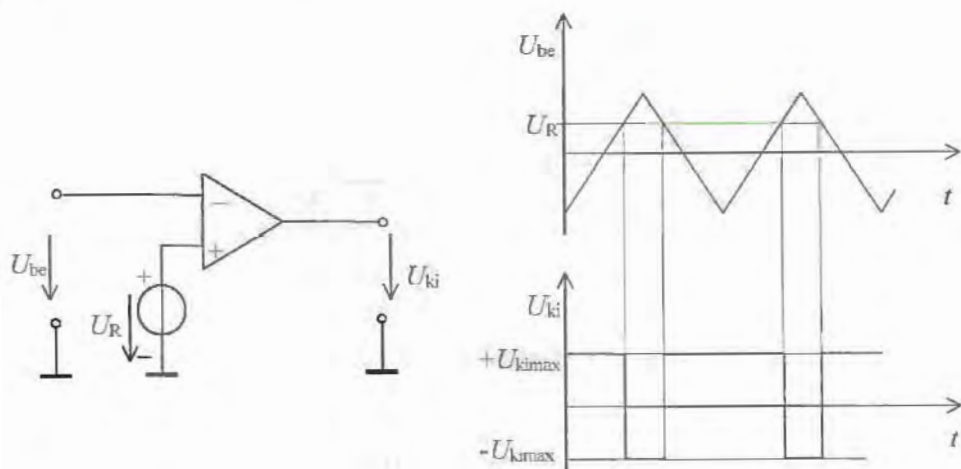


5.22. ábra. A Schmitt-trigger jelalakjai

Az 5.22. ábrából következik, hogy a Schmitt-trigger bármilyen bemeneti jelből, amelynek amplitúdója meghaladja az U_{1be} feszültséget majd lecsökken U_{1ki} alá, négyszögjelet állít elő a kimenetén. A Schmitt-trigger egyik alkalmazási területe ezért a jelformálás. Más alkalmazások azt a sajátosságát használják ki, hogy a bemeneti feszültség U_{1be} és U_{1ki} értékei közötti változások nem befolyásolják a kimeneti jelet. Ez azt jelenti, hogy az $U_H = U_{1be} - U_{1ki}$ hiszterézis feszültségtartományon belül akár zavarjelek is érkezhetnek, ezek nem változtatják meg a kimeneti feszültséget. Az áramkör ezért az U_H feszültségnek megfelelő **zavarvédelemmel** rendelkezik. Az U_{1be} bekapcsolási feszültség az emitter-ellenállással beállítható, hiszen $U_{1be} = I_E \cdot R_E + 0,6$ V. Ezzel viszont a hiszterézisfeszültség is változik.

5.3.6. A műveleti erősítők kapcsolóüzeme

Multivibrátorok készíthetők műveleti erősítők felhasználásával is. A multivibrátorokban a műveleti erősítők **kapcsolóüzemben** működnek. Ez az üzemmód a legegyszerűbb kapcsolóüzemű alkalmazáson, a **komparátor kapcsoláson** keresztül tanulmányozható. A komparálás két feszültség összehasonlítását jelenti. A komparátor egy visszacsatolatlan műveleti erősítő, amelynek egyik bemenetére az U_R referenciafeszültség, a másik bemenetére az U_{be} bemeneti feszültség kerül, amint azt az 5.23. ábra mutatja. A referenciafeszültség a viszonyítási feszültség, az áramkör azt jelzi a kimenetén, hogy a bemeneti feszültség ennél kisebb vagy nagyobb.

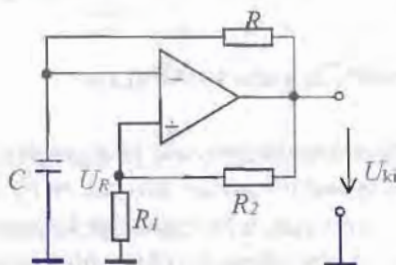


5.23. ábra. Komparátor és jelalakjai

A működés jól követhető háromszög alakú bemeneti feszültség esetén az 5.23. ábrán. A referenciánál kisebb bemeneti feszültség esetén a kimeneten pozitív feszültség jelenik meg a műveleti erősítő invertálása miatt. A referenciát meghaladó bemeneti feszültségek negatív kimeneti feszültséget hoznak létre. A kimeneti feszültség értéke mindkét polaritásnál megegyezik a műveleti erősítő maximális kimeneti feszültségével, ami kb. $\pm U_T$.

5.3.7. Astabil multivibrátor műveleti erősítővel

Az **astabil multivibrátor** kapcsolóüzemben működő műveleti erősítővel építhető fel, kapcsolási rajza az 5.24. ábrán látható.



5.24. ábra. Astabil multivibrátor

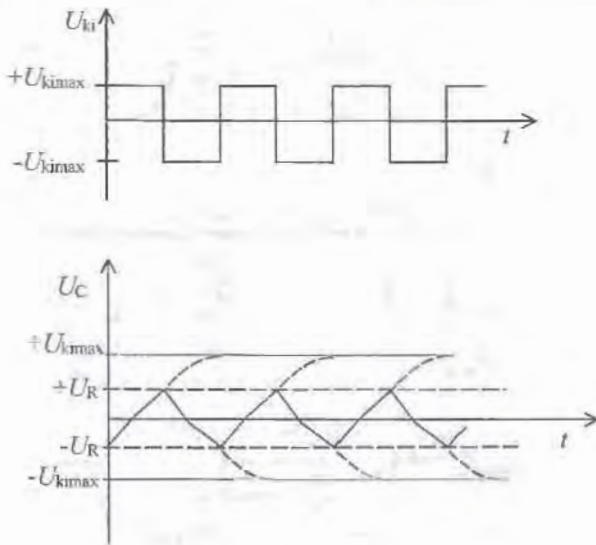
A működés clemzéséhez tételezzük fel, hogy $U_{ki} = +U_{kimax}$! Ilyenkor a pozitív bemenetre jutó feszültség

$$U_R = +U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Az R ellenálláson keresztül a C kondenzátor a pozitív U_{kimax} felé töltődik addig, amíg eléri az U_R értékét. Ha a kondenzátor feszültsége kismértékben túllépi U_R -t, akkor a erősítő, mint komparátor, átbillen, kimeneti feszültsége $-U_{kimax}$ lesz. Ezt követően U_R értéke

$$U_R = -U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

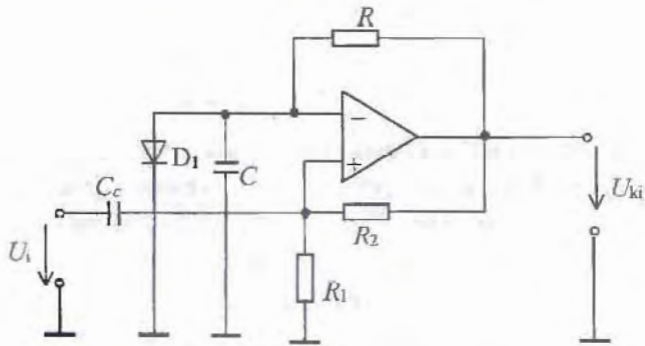
a kondenzátort pedig az R ellenálláson keresztül a negatív feszültség tölti az előzővel ellentétes irányban. A töltődés a referenciasfeszültség értékéig folyik, itt a kapcsolás újra billen. A leírt folyamatot mutatja a 5.25. ábra.



5.25. ábra. Az astabil multivibrátor jelalakjai

5.3.8. Monostabil multivibrátor műveleti erősítővel

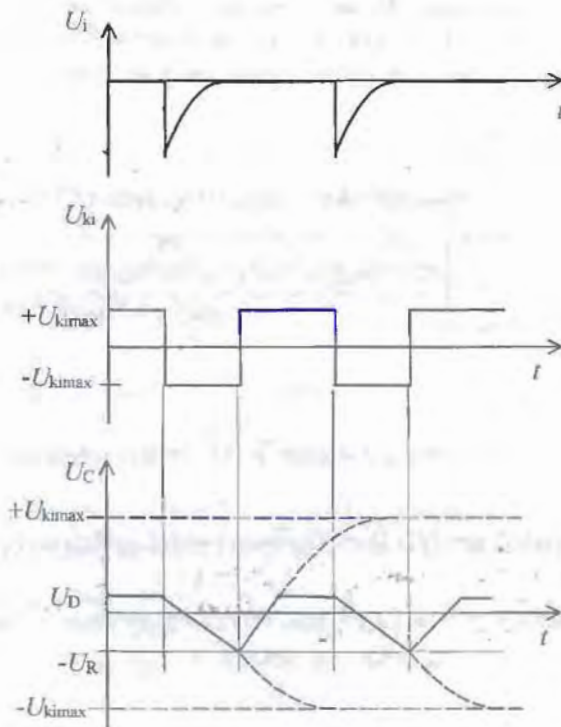
A **monostabil multivibrátor** kapcsolási rajza az 5.26. ábra szerinti. Az áramkör stabil állapota az $U_{ki} = +U_{kimax}$ kimeneti állapot.



5.26. ábra. Monostabil multivibrátor

Az U_R referenciafeszültség ilyenkor

$$U_R = +U_{\text{kimax}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



5.27. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

A C kondenzátor az R ellenálláson keresztül csak a dióda nyitófeszültségéig töltődhet, amint azt a 5.27. ábra szemlélteti. A helyes működés feltétele, hogy $+U_R > U_D$. Az indítóbemenetre adott negatív tüskeimpulzus lecsökkenti az U_R feszültség értéket a dióda nyitófeszültsége alá, ezért a kapcsolás átbillen és a kimeneten a feszültség $U_{ki} = -U_{kimax}$ lesz. A monostabil multivibrátor kvázistabil állapotba kerül. A kondenzátort most a $-U_{kimax}$ feszültség tölti, ugyanakkor a referenciafeszültség is negatív értékre vált. Amikor U_C eléri U_R -t, akkor a kapcsolás visszabilen és a kondenzátor újra feltöltődik a dióda nyitófeszültségéig. Ebből az állapotból csak újabb indítójel hatására billen ki.

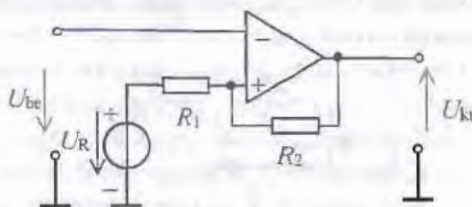
5.3.9. Schmitt-trigger műveleti erősítővel

Műveleti erősítőből igen egyszerű felépítésű **Schmitt-trigger** készíthető. Az 5.28. ábrán látható kapcsolásban az U_b billenési feszültséget az R_1 és R_2 feszültségosztó, valamint az U_R referenciafeszültség együttesen határozza meg. Ha $U_k = +U_{kimax}$, akkor

$$U_{b1} = U_R + \left(+U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right),$$

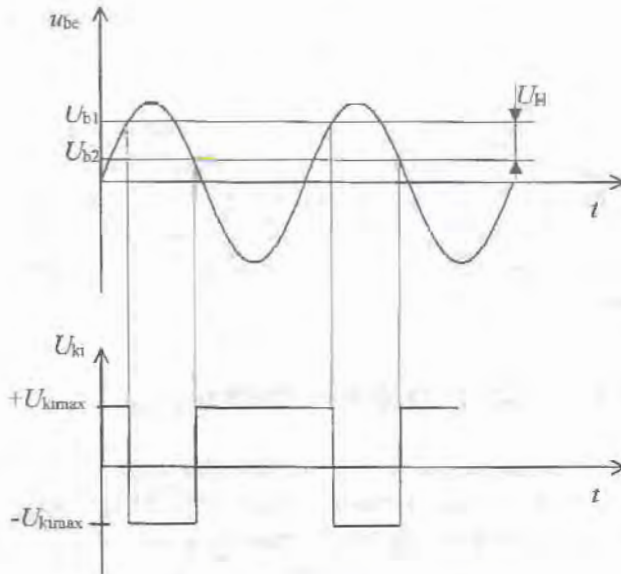
ha $U_k = -U_{kimax}$, akkor

$$U_{b2} = U_R + \left(-U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = U_R - U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$



5.28. ábra. Schmitt-trigger

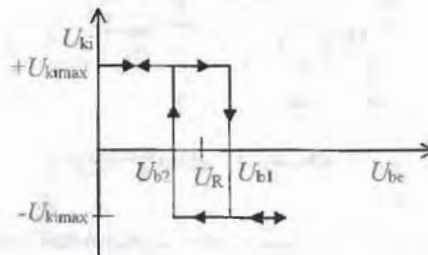
Az áramkör működése jól követhető pl. szinuszos bemeneti jel esetén az 5.29. ábra alapján.



5.29. ábra. A Schmitt-trigger jelalakjai

Amíg a bemeneti feszültség kisebb, mint U_{b1} , addig a kimeneti feszültség $U_{ki} = +U_{kimax}$. A billenés akkor következik be, amikor a bemeneti feszültség eléri U_{b1} feszültséget. A billenés utáni kimeneti feszültség $U_{ki} = -U_{kimax}$. Az ebből a kimeneti feszültségből adódó U_{b2} billenési feszültség kisebb, mint U_{b1} , ezért a visszabillenés a bemeneti feszültség alacsonyabb értékénél következik be. A két billenési feszültség különbsége az U_H hiszterézisfeszültség.

A be- és kimeneti feszültség közötti összefüggést a Schmitt-trigger 5.30. ábrán látható jelleggörbéje mutatja.

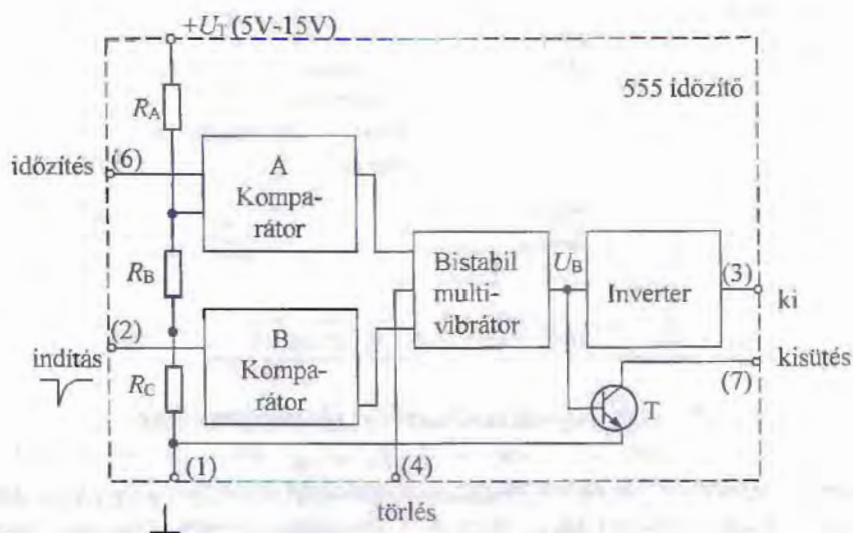


5.30. ábra. A Schmitt-trigger jelleggörbéje

5.3.10. Multivibrátorok időzítő áramkörrel

Általánosan elterjedt és széleskörben alkalmazott 555 típusú integrált időzítő áramkör felhasználásával egyszerű felépítésű astabil és monostabil multivibrátor készíthető.

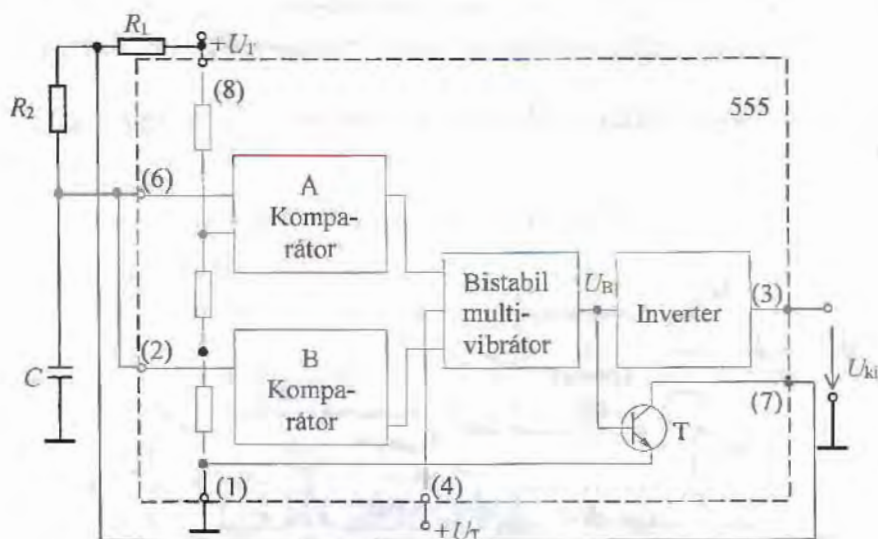
Az 555 típusú időzítő áramkör belső felépítésének tömbvázlatát szemlélteti az 5.31. ábra.



5.31. ábra. Az 555 típusú időzítő áramkör belső felépítése

Az R_A , R_B és R_C ellenállásokból álló feszültségosztó a komparátorok referenciafeszültségét állítja elő a tápfeszültségből. Az A jelű komparátor referenciafeszültsége, $U_{RA} = 2/3 \cdot U_T$, a B komparátoré $U_{RB} = 1/3 \cdot U_T$. Alapállapotban a bistabil multivibrátor kimenetén $U_B \approx 0$ V feszültség van, ami zárva tartja a T tranzisztort. Az 555 kimenetén (3. láb) az inverter miatt a tápfeszültség értékéhez közeli magas szint jelenik meg. A multivibrátor akkor billen másik állapotába, ha az A komparátor kimenete állapotot vált. Ez úgy idézhető elő, ha a komparátor bemenetére az időzítés bemeneten (6. láb) keresztül $2/3 \cdot U_T$ értéket meghaladó feszültség kerül. A bistabil multivibrátor billenésével a tranzisztor bázisára nyitófeszültség kerül, az időzítő kimenetére (3. láb) pedig az inverteren keresztül alacsony szint. A bistabil multivibrátort a B komparátor billentheti vissza alapállapotba, akkor, ha a bemenetére (indítás bemenet 2. láb) $1/3 \cdot U_T$ feszültségnél kisebb feszültség kerül. Visszabillenés után a tranzisztor újra lezár, és a kimeneten is az alapállapotra jellemző magas szint lesz. Ez az alapállapot a működés során bármikor beállítható, ha az időzítő törlő bemenetére (4. láb) impulzus érkezik. A törléshez egy négyszögjel lefutó éléből előállított impulzus szükséges.

Az integrált áramkör felhasználásával felépíthető legegyszerűbb **astabil multivibrátort** az 5.32. ábra mutatja.



5.32. ábra. Astabil multivibrátor időzítő áramkörrel

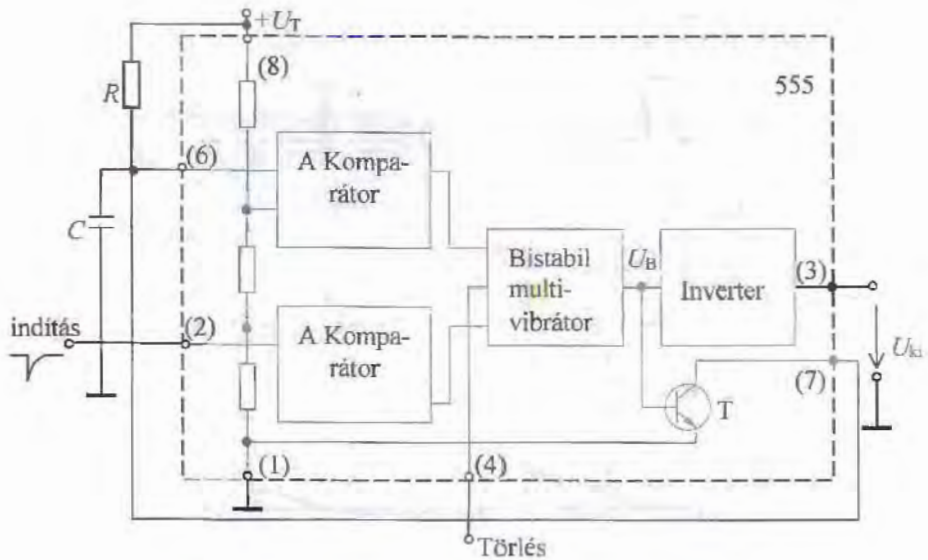
A C kondenzátor az R_1 és R_2 ellenállásokon keresztül töltődik, amíg a kondenzátor feszültsége eléri a $2/3 \cdot U_T$ értéket. Ebben az időpontban az A komparátor kimenete állapotot vált, billenti a bistabil multivibrátort. A kimeneti feszültség hozzávetőlegesen nulla lesz és kinyit a tranzisztor is. A nyitott tranzisztor az R_2 ellenálláson keresztül kezdi kisütni a kondenzátort. A kisütés addig tart, amíg a kondenzátor feszültsége $1/3 \cdot U_T$ alá esik. A B komparátor visszabillenti a bistabil multivibrátort, a kapacitás kisütése megszűnik, mert a tranzisztor lezár, a kimeneti feszültség pedig visszaáll magas szintre. A leírt folyamat periodikusan ismétlődik. Az astabil multivibrátor frekvenciáját a töltés és kisütés idejét meghatározó R_1 , R_2 és C elemek értékeiből lehet kiszámítani a következő összefüggés szerint:

$$f = \frac{1,44}{C \cdot (R_1 + R_2)}$$

Az előállított négyzetjellel kitöltési tényezője:

$$k = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2 \cdot R_2}$$

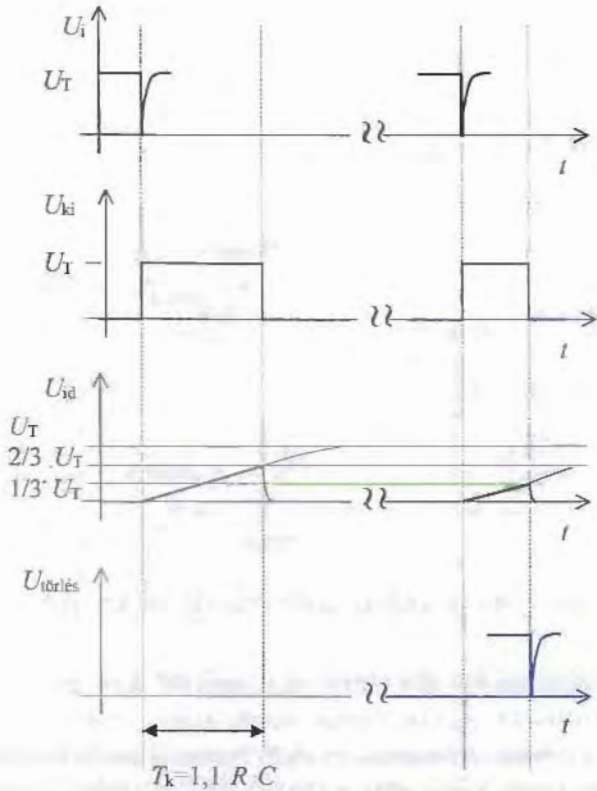
A 555 integrált áramkörrel felépíthető **monostabil multivibrátor** kapcsolási rajza az 5.33. ábrán látható.



5.33. ábra. Monostabil multivibrátor időzítő áramkörrel

A multivibrátor stabil állapotában a kimeneten alacsony szint (kb. 0 V) van, mert a belső bistabil multivibrátor U_B feszültsége magas szintű, ezért a tranzisztor nyitva van és nem engedi töltődni a kondenzátort. A monostabil multivibrátor az indító bemenetére adott impulzussal billenthető át kvázistabil állapotába. Olyan indítóimpulzus hatásos, amelyet egy négyszögjel lefutó éléből állítottunk elő, mert ez képes a B komparátor billentéséhez szükséges, $1/3 \cdot U_T$ szint alá csökkenteni az indító bemenet feszültségét. A B komparátor kimenetének állapotváltozása billenti a bistabil multivibrátort, amelynek alacsony szintre csökkenő kimeneti feszültsége lezárja a tranzisztort és az inverteren keresztül magas szintet hoz létre a kimeneten. A lezárt tranzisztor miatt a C kondenzátor töltődni kezd, ami addig tart, amíg eléri az A komparátor billentéséhez szükséges $2/3 \cdot U_T$ feszültségszintet. A komparátor billenésével a bistabil multivibrátor is visszabilen, kinyitja a tranzisztort, ami kisüti a kondenzátort. A következő indítójel megérkezéséig a monostabil multivibrátor ebben az állapotban marad. A kvázistabil állapot ideje megegyezik a kondenzátor töltési idejével, amely a következő összefüggéssel számítható $T_k = 1,1 \cdot R \cdot C$.

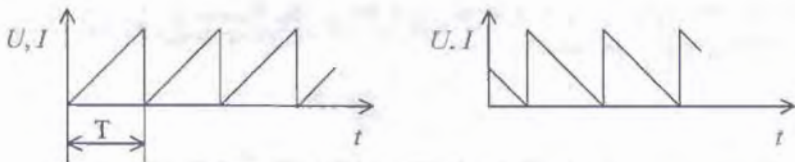
A monostabil multivibrátor jelalakjai az 5.34. ábrán láthatók. Az ábrán megfigyelhető a törlő impulzus hatása is.



5.34. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

5.4. Fűrészjel-generátorok

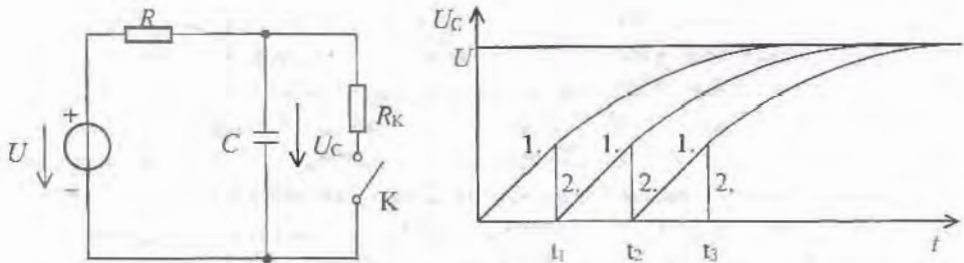
A fűrészfeszültség, ill. fűrészáram alakját az 5.35. ábra mutatja. Az alkalmazások nagy részében fűrészfeszültségre van szükség, ezért a továbbiakban ennek előállításával foglalkozunk.



5.35. ábra. Az ideális fűrészjel alakja

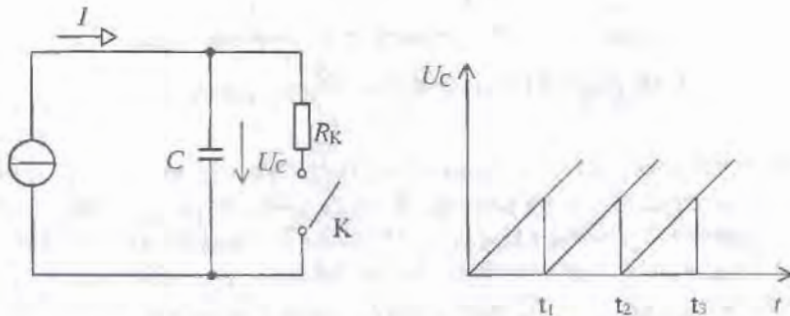
A fűrészel-generátorok működésének alapelve az, hogy egy kondenzátort adott idő-
 állandó szerint állandó feszültséggel vagy árammal töltünk, majd a lehető leggyor-
 sabbán kisütünk.

Az **állandó feszültséggel való töltés** elvi megoldása és a kondenzátoron létrejövő
 feszültség alakja az 5.36. ábrán látható.



5.36. ábra. A kondenzátor töltése állandó feszültséggel

A kondenzátor töltése $R \cdot C$ időállandóval történik a jel I. szakaszán. A t_1 , t_2 , t_3 stb.
 időpontokban zárva a kapcsolót a kondenzátor kisül. A kisülés ideje az R_k kapcsoló
 ellenállástól függ. Minél kisebb a kapcsoló ellenállása, annál gyorsabb lesz a kisü-
 tés. A töltési szakaszban a jel linearitása attól függ, hogy az exponenciális töltései
 görbének milyen hosszú szakaszát vesszük igénybe. Az ideális jelalak megközelíté-
 séhez az exponenciális görbének csak a kezdeti szakaszán szabad a töltést folytatni.
 Az állandó árammal való töltés elvi megoldása az 5.37. ábra szerinti.



5.37. ábra. A kondenzátor állandó árammal való töltése

Az állandó árammal való töltés azt jelenti, hogy a kondenzátorba időegység alatt
 mindig ugyanakkora töltés jut, a kondenzátor feszültsége ezért az idővel lineárisan
 növekszik

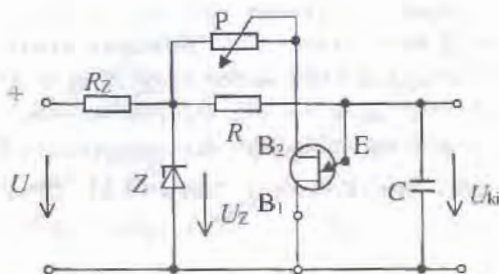
$$U_C - \frac{Q}{C} = \frac{I}{C} \cdot t.$$

A kondenzátor kisütése ebben az esetben is az előzőhöz hasonló.

Az elmondottakból következik, hogy az áramgenerátorral való töltés a fűrészjel linearitása szempontjából kedvezőbb. A gyakorlatban mégis sok esetben használjuk az állandó feszültséggel való töltést is, ott, ahol a minőségi követelmények kevésbé szigorúak, de lényegesen az áramköri felépítés egyszerűsége.

Mindkét megoldásnál a kapacitás kisütését kis ellenállással rendelkező kapcsolón keresztül kell megoldani. Erre tranzisztoros kapcsoló is alkalmas, alkalmazását azonban bonyolulttá teszi a tranzisztor vezérlését végző áramkör. Sokkal egyszerűbben alkalmazható és jobb kapcsolási tulajdonságokkal rendelkezik a négyrétegű dióda és a kétbázisú dióda (UJT). Négyrétegű diódát ott alkalmazhatunk kapcsolóként, ahol a fűrészfeszültség amplitúdója nagy, legalább 15 V, hiszen a négyrétegű dióda begyűjtéséhez – típustól függően – 15 V–90 V közötti feszültségre van szükség. A kétbázisú dióda gyűjtési feszültsége a két bázis közé kapcsolt U_{BB} feszültséggel szabályozható, hozzávetőlegesen 5 V és 15 V között (l. a 2.4.1. pontot).

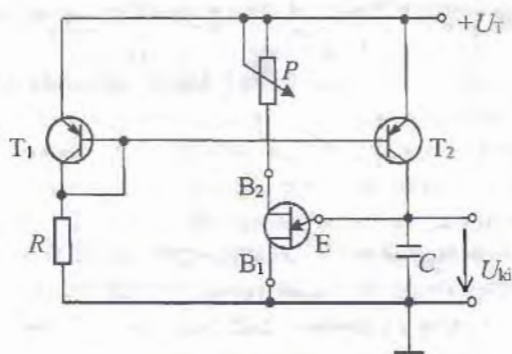
Az 5.38. ábra egy UJT-vel felépített fűrészgenerátort mutat, amelyben a kondenzátor töltése az elemi stabilizátorral előállított U_Z állandó feszültségről történik.



5.38. ábra. UJT-vel felépített fűrészgenerátor

A kondenzátor töltődése addig tart, amíg feszültsége eléri az UJT E– B_1 elektródái közötti gyűjtőfeszültséget. Ha a kétbázisú dióda begyűjt, akkor igen nagy árammal kisüti a kondenzátort. A kisütés végén az UJT árama a völgypont alá csökken, ezért kikapcsol, a kondenzátor újra töltődhet. A leírt folyamat periodikusan ismétlődik. A kétbázisú dióda gyűjtési feszültsége szabályozható a B_1 és a B_2 elektródái közé kapcsolt feszültséggel, tehát a P potenciométerrel. Ez végső soron az előállított fűrészfeszültség amplitúdóját állítja be, de ezen keresztül befolyásolja a fűrészfeszültség periódusidejét is.

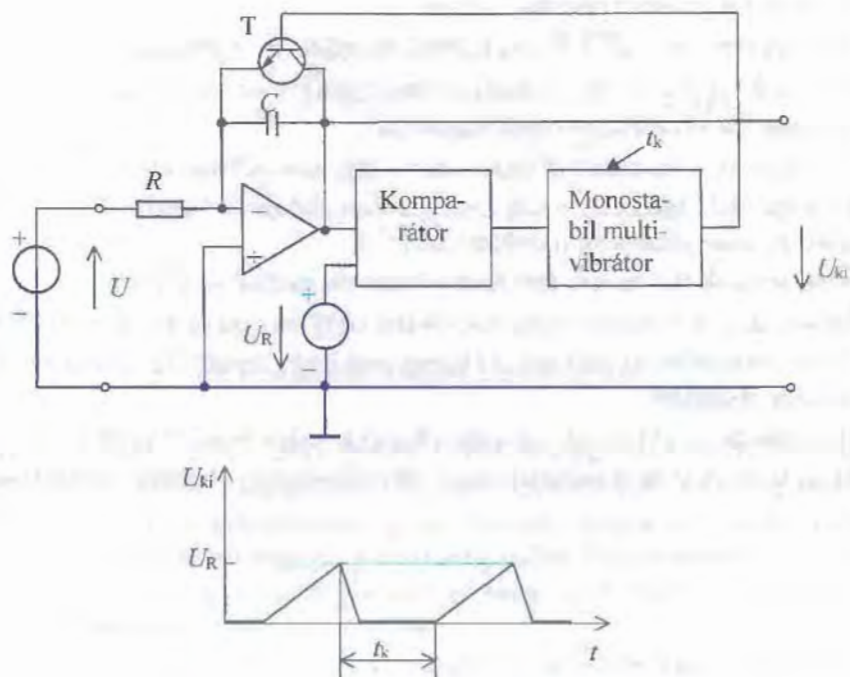
Áramgenerátoros töltésű fűrészjelgenerátor egy lehetséges megoldását mutatja az 5.39. ábra.



5.39. ábra. Áramgenerátoros töltésű fűrészgenerátor

A kapacitást a T_1 és T_2 tranzisztorokból felépített áramtükör állandó árammal tölti, amelynek értékét az R ellenállás állítja be. A kisütést az előző kapcsolásban megismert, UJT-vel felépített kapcsoló végzi.

Az 5.40. ábrán látható fűrészgenerátor olyan fűrészjelsorozatot állít elő, amelyben a fűrészimpulzusok t_k késleltetéssel követik egymást.



5.40. ábra. Miller-integrátoros fűrészgenerátor

A kondenzátort egy műveleti erősítő visszacsatoló ágában helyezzük el és az invertáló bemenetre állandó értékű feszültséget adunk. Az ilyen felépítésű kapcsolást **Miller-integrátornak** nevezzük. A bemeneten lévő feszültség negatív polaritása miatt az invertáló erősítő kimeneti feszültsége a pozitív tápfeszültség irányába töltődik, olyan sebességgel, amit az $R \cdot C$ időállandó meghatároz. Amikor a kimeneti feszültség növekedése eléri a komparátor referencifeszültségének értékét, akkor a komparátor kimenetén feszültségváltozás következik be, amely billenti a monostabil multivibrátort. A multivibrátor kimeneti feszültsége nyitja a tranzisztort. A nyitott tranzisztor kisüti a kondenzátort. A tranzisztor csak akkor kerül újra zárt állapotba, ha a monostabil multivibrátor kvázistabil ideje letelik, és visszabillen alapállapotba. Így a kondenzátor töltődése is csak ekkor kezdődik újra.

A kimeneti fűrészfeszültség amplitúdója a referencifeszültség, frekvenciája az R ellenállás (vagy az U feszültség) változtatásával lehetséges. Az impulzusok közötti késleltetési idő a monostabil multivibrátor kvázistabil idejének változtatásával állítható.

Ellenőrző kérdések, feladatok

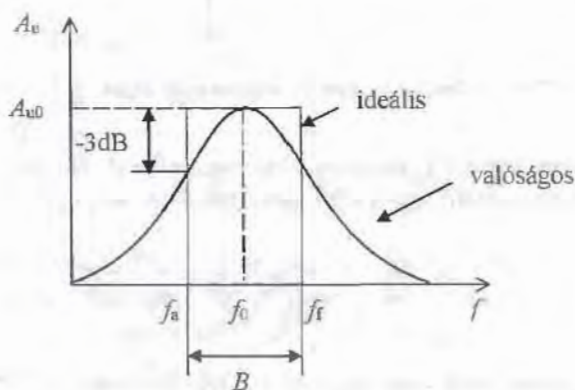
1. Mi az impulzus?
2. Soroljuk fel az impulzusjellemzőket!
3. Mi a kitöltési tényező, a fel- és lefutási meredekség mértékegysége?
4. Rajzoljuk fel egy diódás vágókapcsolást és magyarázzuk el működését!
5. Jellemezzük a tranzisztort mint kapcsolót!
6. Értelmezzük a térvezérlésű tranzisztoros kapcsoló jellemzőit!
7. Rajzoljuk fel a tranzisztoros és a műveleti erősítő stabil multivibrátor kapcsolását, és magyarázzuk el működésüket!
8. Magyarázzuk el a monostabil multivibrátorok indítási folyamatát!
9. Rajzoljuk fel a Schmitt-trigger kapcsolási rajzát és magyarázzuk el működését!
10. Milyen kapcsolással állítható elő háromszög alakú feszültség és hogyan változtathatók jellemzői?
11. Ismertessük az 555 típusú integrált időzítő áramkör belső felépítését!
12. Magyarázzuk el az áramgenerátoros fűrészfeszültség-generátor működését!

6. ÖSSZETETT ELEKTRONIKAI ÁRAMKÖRÖK

Az összetett elektronikai áramkörök az alapáramkörök egy szűkebb alkalmazási területhez igazított, módosított változatai. A gyakorlatban használt számtalan áramkör közül a leggyakrabban előfordulókat ismerjük meg.

6.1. Hangolt erősítők

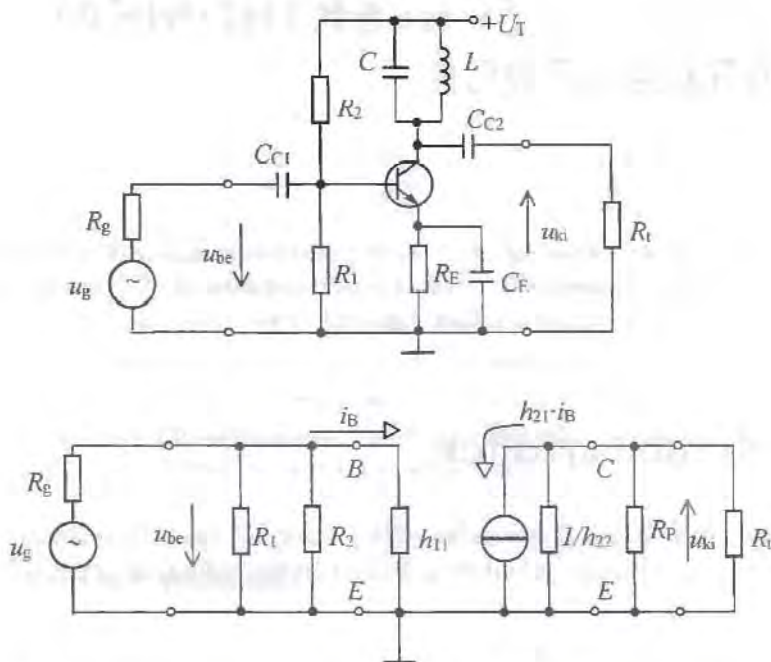
A hangolt erősítők nagyfrekvenciás jelek viszonylag szűk frekvenciatartományban való erősítésére alkalmas áramkörök. Ideális átviteli jelleggörbéjük a 6.1. ábrán látható.



6.1. ábra. A hangolt erősítő átvitele

Ugyanez az ábra mutatja, hogy erre az átviteli jelleggörbére leginkább a párhuzamos rezgőkör átviteli jelleggörbéje hasonlít. Kézenfekvő ezért, hogy egy közös emitteres erősítő munkaellenállását egy párhuzamos rezgőkörrel, vagy a hasonló átviteli sávszűrővel helyettesítsük. A munkaellenállásként párhuzamos rezgőkört tartalmazó erősítőket **egyhangoltkörös erősítőnek**, a sávszűrőt tartalmazó erősítőt **sávszűrős hangolt erősítőnek** nevezzük.

Az egyhangoltkörös erősítő kapcsolási rajza és a rezgőkör rezonanciafrekvenciáján érvényes helyettesítő képe a 6.2. ábrán látható.



6.2. ábra. A hangolt erősítő kapcsolási rajza és helyettesítő képe

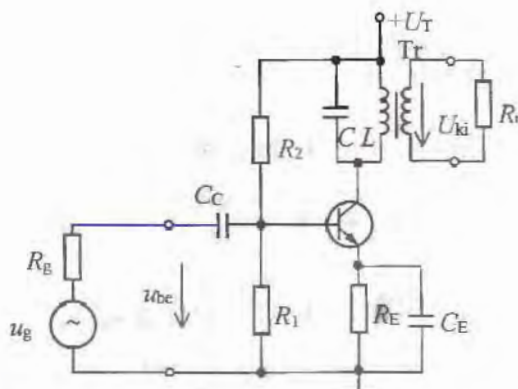
A párhuzamos rezgőkör rezonanciafrekvencián az R_p párhuzamos veszteségi ellenállásával helyettesíthető, ezért a hangolt erősítő erősítése:

$$A_{U0} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_t \right).$$

Az erősítés indexe arra utal, hogy ez a kifejezés csak rezonanciafrekvencián érvényes. Az erősítő sávzélessége megegyezik a rezgőkör terhelt sávzélességével. A terhelt rezgőkör sávzélessége:

$$B_1 = \frac{f_0}{Q_t}$$

A jósági tényező számításánál természetesen figyelembe kell venni a terhelő-ellenállás hatását is, ezért a terhelés az erősítésen kívül a sávzélességet is befolyásolja. A hangolt erősítők sávzélessége azonban az alkalmazásnak megfelelően mindig adott érték. Gondoskodni kell ezért arról a lehetőségről, hogy bármilyen terhelő-ellenállás mellett megvalósítható legyen az adott sávzélesség. Megoldást a transzformátoros csatolás alkalmazása nyújt. Erre mutat példát a 6.3. ábra.



6.3. ábra. Transzformátoros csatolású hangolt erősítő

A transzformátort is figyelembe véve az erősítés, a jósági tényező és a sávzélesség:

$$A_{u0} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times \frac{1}{a^2} \cdot R_l \right),$$

$$Q_t = \omega_0 \cdot C \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times \frac{1}{a^2} \cdot R_l \right),$$

$$B_t = \frac{f_0}{Q_t} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times \frac{1}{a^2} \cdot R_l \right)}$$

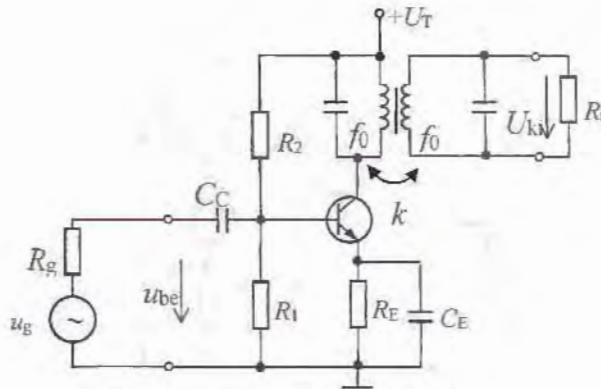
Az erősítés és a sávzélesség kifejezéséből kitűnik, hogy az $1/h_{22} \times R_p \times (R_l/a^2)$ értékű állomás változása ellentétesen hat az erősítés és a sávzélesség változására. Fontos jellemzője ezért a hangolt erősítőnek a sávzélesség és az erősítés szorzatából számítható **sávjóság** $f_Q = |A_{u0}| \cdot B_t$.

A sávjóság jól mutatja, hogy egy adott erősítőnél a nagyobb sávzélesség csak kisebb erősítés mellett (és fordítva) valósítható meg. A sávjóság összefüggésébe behelyettesítve A_{u0} és B_t értékét és egyszerűsítve a zárójelben lévő kifejezéssel, adódik, hogy

$$f_Q = |A_{u0}| \cdot B_t = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{f_0}{\omega_0 \cdot C} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C}$$

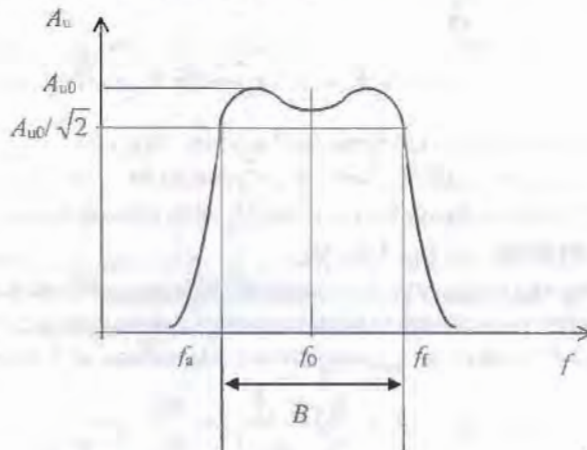
A sávjóság, tehát az erősítés és a sávzélesség együttesen akkor növelhető, ha nagy áramerősítési tényezőjű tranzisztort választunk, és az f_0 rezonanciafrekvenciát kis kapacitással és nagy induktivitással állítjuk be.

Az egyhangoltkörös erősítő sávjóságánál nagyobb sávjóság – azonos erősítés mellett nagyobb sávzélesség – érhető el a sávszűrős hangolt erősítő alkalmazásával. Sávszűrős hangolt erősítőt mutat a 6.4. ábra.



6.4. ábra. Sávszűrős hangolt erősítő

A sávszűrő átviteli jelleggörbéjének alakját és ezzel együtt az erősítő sáv szélességét és erősítését is a jósági tényezőkön kívül a primer és a szekunder kör közötti csatolás is jelentősen befolyásolja. A hangolt erősítőknél az a csatolás a legmegfelelőbb, amely mellett a sáv szélesség a legnagyobb, és ugyanakkor a sávon belül az erősítés közel állandó. Amint azt a 2. fejezetben már láttuk, ennek a követelménynek a kritikus csatolás felel meg a legjobban. Kritikus csatolással rendelkező sávszűrős erősítő átviteli jelleggörbéjét mutatja a 6.5. ábra.

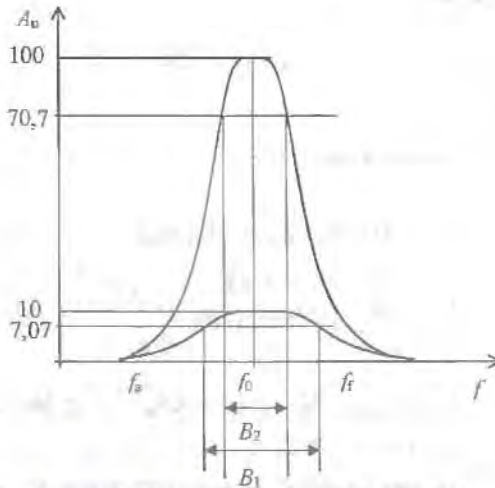


6.5. ábra. Kritikus csatolású átvitel

Bizonyítható, hogy ilyen csatolás mellett a sávjóság kb. 40%-kal nagyobb, mint az egyhangoltkörös erősítőnél. Az is szembevetendő előny, hogy a kritikus csatolás átviteli görbéjének oldalai meredekebbek, így jobban közelíti az ideális átviteli görbét.

A hangolt erősítők összekapcsolásával az erősítésjellemezők módosíthatók. Az erősítés növelése azonos rezonanciafrekvenciára hangolt erősítők összekapcsolásával lehetséges. Az ilyen erősítőlánc a **szinkronhangolt erősítő**, amelynek eredő erősítése $A_{ue} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \dots \cdot A_{un}$.

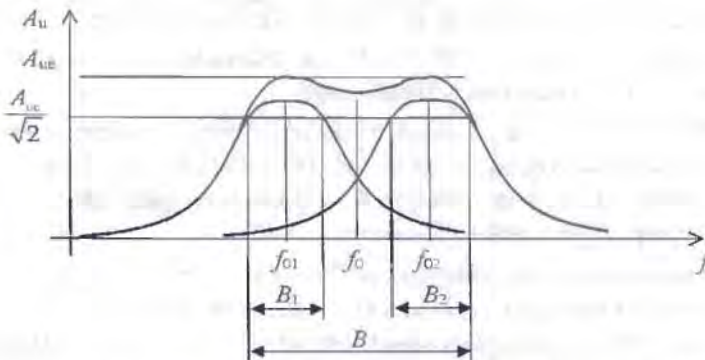
A 6.6. ábra példaként egy kétfokozatú szinkronhangolt erősítő átviteli jelleggörbáját mutatja.



6.6. ábra. A szinkronhangolt erősítő átvitele

Az ábrán jól látható, hogy az erősítés megnövekedett, ugyanakkor a sáv szélesség csökkent. Több fokozatot alkalmazva az erősítés tovább növekszik, a sáv szélesség pedig tovább csökken.

Az egyes fokozatok rezonanciafrekvenciáját eltérőre választva széthangolt, vagy másképpen, **lépcsősen hangolt** erősítőhöz jutunk. Ezzel a módszerrel tetszőleges erősítés és tetszőleges sáv szélesség állítható be. Ezt szemlélteti kétfokozatú erősítőnél a 6.7. ábra.



6.7. ábra. Lépcsősen hangolt erősítő eredő átvitele

18. feladat

Határozzuk meg a **6.2.** ábrán látható hangolt erősítő feszültségerősítését és sávszélességét!

Adatok: $C = 100 \text{ pF}$; $L = 100 \text{ } \mu\text{H}$; $r_s = 10 \text{ } \Omega$; $R_t = 100 \text{ k}\Omega$; $h_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega$;
 $h_{21} = 100$; $h_{22} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ S}$.

A 18. feladat megoldása

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-10} \cdot 10^{-4}}} = 10^7 \text{ r/s}; \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2 \cdot \pi} = \frac{10^7}{6,28} = 1,59 \cdot 10^6 \text{ Hz} = \mathbf{1,59 \text{ MHz}}$$

$$Q_0 = \frac{\omega_0 \cdot L}{r_s} = \frac{10^7 \cdot 10^{-4}}{10} = \mathbf{100};$$

$$R_p = Q_0^2 \cdot r_s = 10^4 \cdot 10 = 10^5 \text{ } \Omega; \quad R_p = \mathbf{100 \text{ k}\Omega}.$$

$$A_{U0} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_t \right) = -\frac{100}{1,5 \cdot 10^3} (2 \cdot 10^4 \times 10^5 \times 10^5) = -9,52 \cdot 10^2 = \mathbf{-952}.$$

$$Q_t = \omega_0 \cdot C \cdot \left(\frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_t \right) = 10^7 \cdot 10^{-10} \cdot 1,43 \cdot 10^4 = \mathbf{14,3};$$

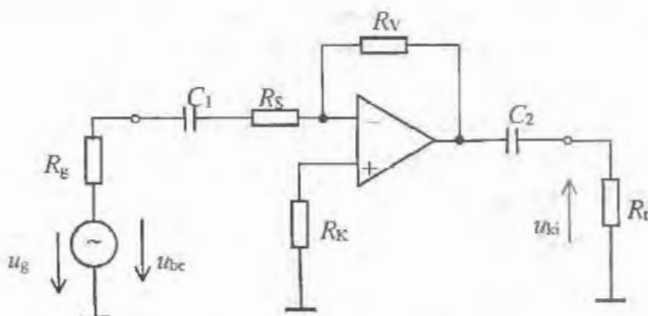
$$B_t = \frac{f_0}{Q_t} = \frac{1,59 \cdot 10^6}{14,3} = 1,11 \cdot 10^5 \text{ Hz}, \quad B_t = \mathbf{111 \text{ kHz}}.$$

6.2. Műveleti erősítők alkalmazásai**6.2.1. Erősítőkapcsolások**

Az erősítőkapcsolások felépítésüktől függően alkalmasak lehetnek egyenfeszültség vagy váltakozófeszültség erősítésére. Az egyenfeszültség erősítésére is alkalmas kapcsolásokat a 4.3. fejezetben ismertük meg.

A csak váltakozó feszültség erősítésére alkalmas kapcsolásokban csatolókondenzátorokat használunk az erősítő be- és kimenetén a generátor, ill. a terhelés egyenáramú elválasztására. A műveleti erősítővel felépített **invertáló váltakozó feszültségű erősítő** kapcsolási rajza a **6.8.** ábra szerinti.

A kapcsolatban szereplő R_k kompenzáló ellenállás értéke $R_k = R_v$, mert a negatív bemenet nyugalmi árama a C_1 kondenzátor miatt nem folyik keresztül R_s -en, csak az R_v ellenálláson. Ideális műveleti erősítőt feltételezve az erősítő **váltakozó áramú bemeneti ellenállása**: $R_{be} = R_s$.



6.8. ábra. Invertáló váltakozó feszültségű erősítő

A **váltakozó áramú kimeneti ellenállás** a már korábban megismertek miatt $R_{ki} \approx 0$. A kapcsolás váltakozó feszültségekre vonatkozó erősítése:

$$A_U = -\frac{R_v}{R_s}$$

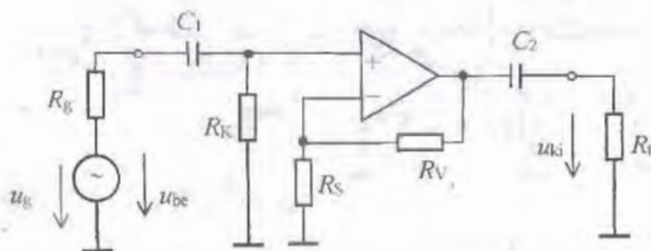
A felírt erősítés azonban csak az erősítő sávzélességén belül érvényes, amelyet az alsó- és felső határfrekvenciák jelölnek ki. A felső határfrekvencia a műveleti erősítő alapkapsolás felső határfrekvenciájával egyezik meg. Értékét a 4.4. alfejezetben megismertek szerint határozhatjuk meg, a visszacsatolt felső határfrekvenciát és a kivezérlés határfrekvenciáját figyelembe véve.

Az alsó határfrekvenciát a csatolókapacitások és a hozzájuk kapcsolódó ellenállások határfrekvenciáiból számíthatjuk ki:

$$f_{albe} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{be} + R_g) \cdot C_1}; \quad f_{aki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C_2}$$

Az alsó határfrekvenciát a kettő közül a nagyobb értékű határozza meg.

Készíthető **nem invertáló váltakozó feszültségű erősítő** is a 6.9. ábra szerinti kapcsolással.



6.9. ábra. Nem invertáló váltakozó feszültségű erősítő

Az R_K kompenzáló ellenállás biztosítja a pozitív bemenet munkaponti nyugalmi áramát. Értéke megegyezik a negatív bemenetre kapcsolt ellenállások eredőjével, tehát $R_K = R_V \times R_S$.

Ideális műveleti erősítőt feltételezve az erősítő váltakozó áramú bemeneti ellenállása megegyezik az R_K értékével $R_{be} = R_K$.

A kimeneti ellenállás itt is $R_{ki} \approx 0$

A feszültségerősítés értéke pedig:

$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S}$$

A sávszélességet az invertáló alapkapcsolásnál megismertek szerint számítjuk ki.

19. feladat

Mekkora annak a nem invertáló váltakozó feszültségű erősítőnek az alsó határfrekvenciája, amelynek adatai $A_U = 40$; $R_S = 100 \text{ k}\Omega$; $R_t = 10 \text{ k}\Omega$; $R_g = 10 \text{ }\Omega$; $C_1 = C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F}$.

A 19. feladat megoldása

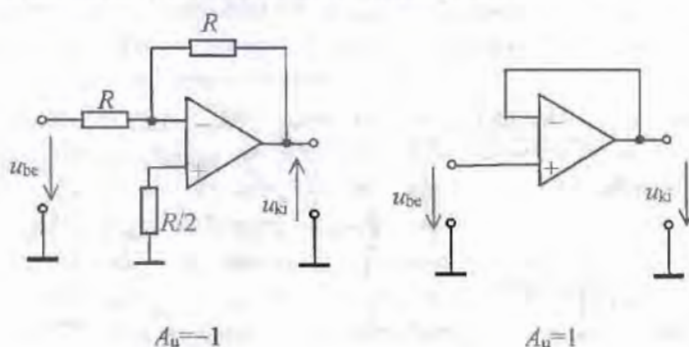
$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S} \quad R_V = (A_U - 1) \cdot R_S = 39 \cdot 10^5; \quad R_V = 3,9 \text{ M}\Omega;$$

$$R_K = R_V \times R_S = 3,9 \cdot 10^6 \times 10^5 = 9,75 \cdot 10^4; \quad R_{be} = R_K = 97,5 \text{ k}\Omega.$$

$$f_{\text{ábe}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_g + R_{be}) \cdot C_1} = \frac{1}{6,28 \cdot (10 + 9,75 \cdot 10^4) \cdot 10^{-5}} = 0,16 \text{ Hz.}$$

$$f_{\text{aki}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5}} = 1,59 \text{ Hz,} \quad f_a = f_{\text{aki}} = 1,59 \text{ Hz.}$$

Gyakran alkalmazott műveleti erősítő áramkör az egységnyi erősítésű erősítő, amelyet másképpen **követő erősítőnek** nevezünk. A 6.10. ábrán invertáló és nem invertáló alapkapcsolású követő erősítő kapcsolási rajza látható.



6.10. ábra. Követő erősítők

Az invertáló kapcsolásban azonos ellenállásokat alkalmazva az erősítés:

$$A_U = -\frac{R_V}{R_S} = -\frac{R}{R} = -1; \quad R_{be} = R; \quad R_{ki} = 0.$$

Nem invertáló alapkapsolásban az R_V helyére nulla ellenállást, tehát rövidzárat kell iktatni, így

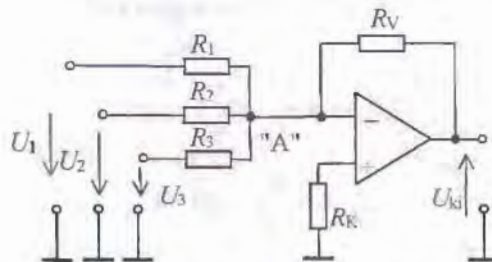
$$A_u = 1 + \frac{R_V}{R_S} = 1 + \frac{0}{R_S} = 1; \quad R_{be} \equiv \infty; \quad R_{ki} = 0,$$

tehát nem terheli a meghajtó fokozatot, de jó feszültséggenerátoros meghajtást biztosít a terhelés számára.

6.2.2. Műveletvégző áramkörök

A műveleti erősítők elnevezése ebből az alkalmazásból ered. Felhasználásukkal egyszerűen építhetők összeadó, kivonók, logaritmusképzők, exponenciális függvényt előállító áramkörök stb. Közülük a sok helyen alkalmazott összeadó és kivonó áramköröket ismerjük meg.

Az **összeadó** (összegző) **áramkör** kapcsolási rajza a 6.11. ábrán látható, példaként három bemenettel.



6.11. ábra. Összegző áramkör

A bemeneti feszültségek a hozzájuk tartozó ellenállásokon áramot hoznak létre, amelyek az A csomópontba folynak. A kimeneti feszültség az R_V ellenálláson hoz létre áramot. Így az A pontra felírható, hogy:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_{ki}}{R_V} = 0.$$

Ebből kifejezhető a kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = -R_V \cdot \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right).$$

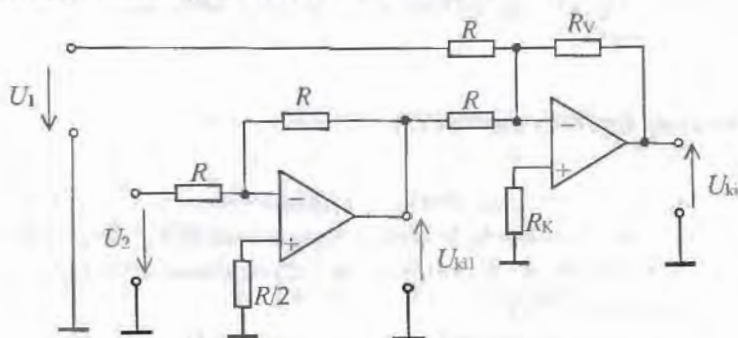
Tehát a kimeneti feszültség valóban a bemeneti feszültségek összegétől függ. Egyszerű összegző áramkörökben, $R_1 = R_2 = R_3 = R$, ezért

$$U_{ki} = -\frac{R_V}{R} \cdot (U_1 + U_2 + U_3).$$

Az R_K ellenállás értéke $R_K = R_1 \times R_2 \times R_3 \times R_V$.

A bemenetek száma az alkalmazási körülményekhez igazítható.

A kivonó áramkör pl. kétfemenetű összeadóból és egy invertáló követő erősítőből építhető fel. Kapcsolási rajzát a 6.12. ábra szemlélteti.



6.12. ábra. Kivonó áramkör

A kimeneti feszültség értéke

$$U_{ki} = -\frac{R_V}{R} \cdot (U_1 + U_{ki1}),$$

miel az $U_{ki1} = -U_2$, ezért

$$U_{ki} = -\frac{R_V}{R} \cdot (U_1 - U_2).$$

6.3. Szinuszos oszcillátorok

A szinuszos oszcillátor (rezgéskeltő) áramkör feladata, hogy egy adott frekvenciájú szinuszos időfüggvénnyel rendelkező kimeneti feszültséget állítson elő a tápfeszültségből. Az oszcillátort jelforrásként használjuk más áramkörök bemeneti feszültségének biztosítására. Oszcillátort leggyakrabban erősítőből készítünk pozitív visszacsatolást kialakítva a ki- és bemenet között. Amint azt már a 3.2. alfejezetben megismertük, ha a pozitívan visszacsatolt hálózat hurokerősítése $H = 1$, akkor az erősítő begerjed. A gerjedést egy meghatározott frekvencián megvalósítva és a kimeneti jel amplitúdóját állandó értéken tartva, oszcillátorhoz jutunk. Az oszcilláció létrejöttének két feltétele van:

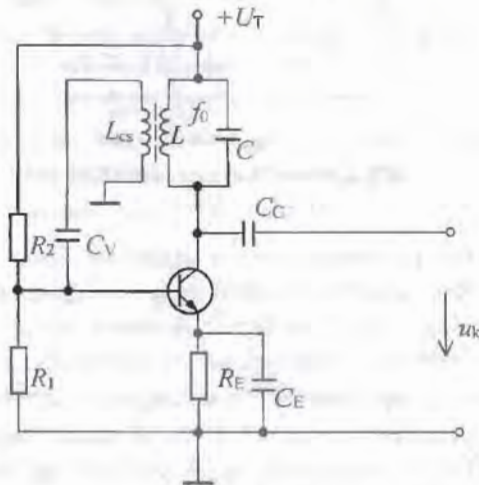
1. Az **amplitúdófeltétel** betartásával biztosítható az állandó amplitúdójú kimeneti jel. Ehhez az szükséges, hogy az erősítő pontosan akkora erősítéssel rendelkezzen, amekkora a visszacsatoló hálózat csillapítása:

$$A_u = \frac{1}{B}$$

2. A **fázisfeltétel** betartása biztosítja, hogy a visszacsatolás pozitív legyen, így létrejöhessen az oszcilláció $\varphi_A + \varphi_B = 0^\circ, 360^\circ$ stb., vagyis az erősítő φ_A fázistolása és a visszacsatoló hálózat φ_B fázistolása együttesen biztosítja a pozitív visszacsatolást.

A két feltételnek csak egyetlen frekvencián szabad teljesülnie, azon a frekvencián, amelyen az oszcillátort működtetni akarjuk. Ez a frekvencia LC vagy RC hálózattal állítható be. Ha az előállítandó frekvencia a kisfrekvenciák tartományába esik, akkor az oszcillátor RC , a nagyfrekvenciák tartományában pedig LC hálózattal valósítható meg.

Az **LC -oszcillátorok** frekvenciameghatározó hálózata párhuzamos rezgőkör. A 6.13. ábra áramköre a Meissner-féle LC -oszcillátor (hangolt kollektorkörű oszcillátor).



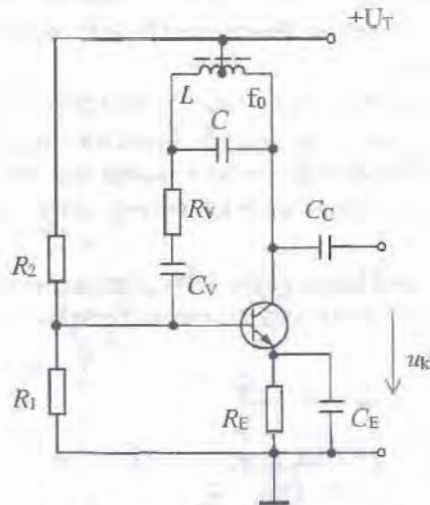
6.13. ábra. Meissner-oszcillátor

A tranzistor munkaellenállása a párhuzamos rezgőkör rezonancia-ellenállása, azért az oszcillátor csak az f_0 rezonanciafrekvencián működik. A pozitív visszacsatolást az L_{CS} csatolótekercs hozza létre, amely induktív csatolással a rezgőkör feszültségének egy részét visszavezeti az egyenáramú leválasztást biztosító C_C kondenzátoron keresztül a bázisra. A rezgőköri tekercs és a csatolótekercs közötti menetszámáttétel megegyezik az erősítő erősítésével, így teljesül az amplitúdófeltétel. A fázisfeltétel

úgy érhető el, hogy az erősítő $\varphi_A = 180^\circ$ -os fázisfordítását a csatolótekeres fázisfordító bekötése ($\varphi_B = 180^\circ$) kompenzálja.

Fontos feladata van a kapcsolásban az R_E és C_E elemeknek, mert beállítják és stabilizálják az erősítő munkapontját, ezen keresztül állandó értéken tartják a kimeneti jel amplitúdóját is.

A 6.14. ábrán látható **Hartley-** (induktív hárompont) **oszcillátorban** is párhuzamos rezgőkör határozza meg az oszcillációs frekvenciát.

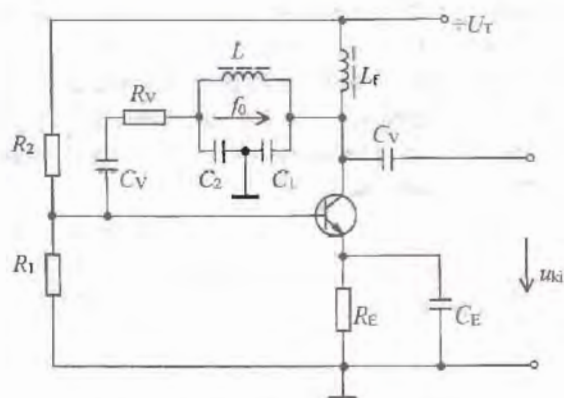


6.14. ábra. Hartley-oszcillátor

A rezgőköri tekercs középleágazású, ehhez a ponthoz képest a tekercs két végpontja között ellentétes fázisú a szinuszos feszültség. A végpontok közötti $\varphi_B = 180^\circ$ -os fázisfordítás az erősítő $\varphi_A = 180^\circ$ -os fázisfordításával együtt pozitív visszacsatolást jelent. Az amplitúdófeltétel teljesítéséhez a visszacsatoló ágban lévő R_V ellenállást úgy kell megválasztani, hogy csillapítása megegyezzen az erősítő erősítésével.

A rezgőkör két végpontja közötti $\varphi_B = 180^\circ$ -os fázistolás kapacitív hárompont kapcsolású rezgőkörrel is létrehozható. Az így felépített Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompont) látható a 6.15. ábrán.

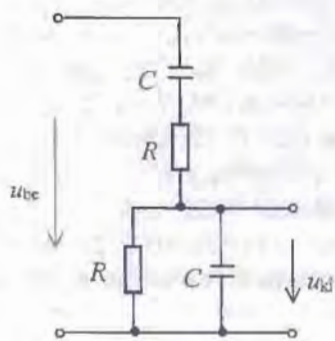
Az erősítő kollektorkörében lévő tekercs az oszcillátor működési frekvenciáján szakadásnak számít. Ez teszi lehetővé, hogy a visszacsatoló hálózatot a kollektor és az emitter közé kössük. Az amplitúdófeltétel az R_V ellenállással állítható be. A pozitív visszacsatolás csak az f_0 rezonanciafrekvencián valósul meg, ezért a kimeneti jel frekvenciája is csak f_0 lehet.



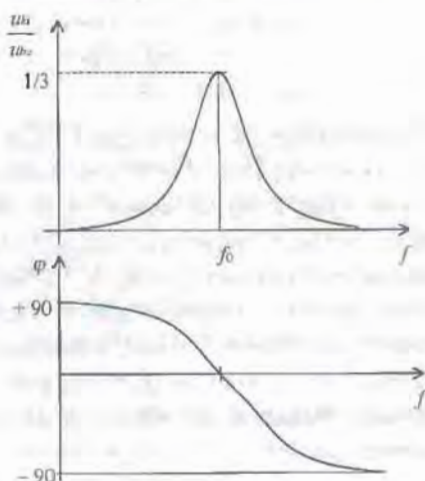
6.15. ábra. Colpitts-oszcillátor

Az alkalmazás során követelményként jelentkezhet a kimeneti jel frekvenciájának változtatása. Ennek legegyszerűbb módja a megismert kapcsolódásokban (kivéve a Colpitts-oszcillátort), ha a rezgőköri kondenzátor változtatható kapacitású forgókondenzátor. Az LC -oszcillátorokkal kb. 100 kHz-nél nagyobb frekvenciájú jelek állíthatók elő, mert ennél kisebb frekvencián nehezen vagy egyáltalán nem megvalósítható inductívításra és kapacitásra lenne szükség.

Az alacsonyabb frekvenciák – hozzávetőlegesen 1 Hz–1 MHz – tartományában szinuszos jelek előállítására **RC-oszcillátorokat** használunk. A legszeleesebb körben a Wien-hidas RC-oszcillátor használatos. A Wien-híd frekvenciameghatározó áramköre a Wien-osztó, amelynek kapcsolását a 6.16. ábra, átvitelét és fázistolását a 6.17. ábra mutatja.



6.16. ábra. Wien-osztó



6.17. ábra. A Wien-osztó átvitele és fázistolása

Az azonos R és C elemekből felépített frekvenciafüggő feszültségosztó kisfrekvencián a nagy kapacitív reaktanciát jelentő soros kapacitás miatt kis kimeneti feszültséget szolgáltat. A frekvencia növekedésével csökken a reaktancia, ezért növekszik a kimeneti feszültség. A frekvencia további növelésével a kapacitív reaktancia egyre kisebb, így a párhuzamos kapacitás egyre csökkenti a kimeneti feszültséget. Az átvitel az RC tagok f_0 határfrekvenciáján maximális:

$$R = |X_C| = \frac{1}{2 \cdot f \cdot \pi \cdot C}$$

Ebből:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Az átvitel a soros és a párhuzamos RC tagok eredő impedanciáiból számítható:

$$|Z_s|^2 = R^2 + |X_C|^2; \quad \frac{1}{|Z_p|^2} = \frac{1}{R^2} + \frac{1}{|X_C|^2}$$

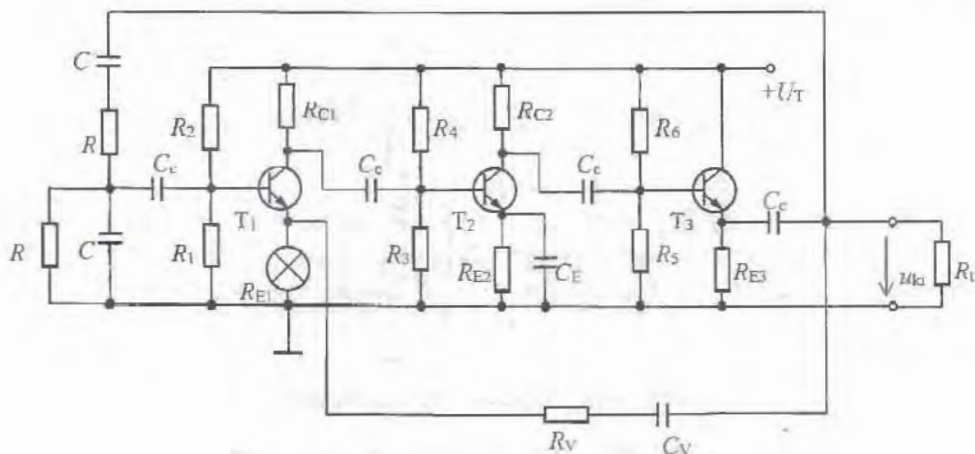
Az f_0 frekvencián $R = |X_C|$, ezért

$$|Z_s|^2 = 2 \cdot R^2, \quad \frac{1}{|Z_p|^2} = \frac{2}{R^2}$$

A Wien-osztó kimeneti feszültsége:

$$u_{ki} = u_{be} \cdot \frac{|Z_p|}{|Z_p| + |Z_s|} = u_{be} \cdot \frac{\frac{R}{\sqrt{2}}}{\frac{R}{\sqrt{2}} + \sqrt{2} \cdot R} = u_{be} \cdot \frac{1}{3}$$

Az osztó fázistolását kisfrekvencián a soros RC tag határozza meg, ezért a fázistolás a frekvencia növekedésével 90° -ról csökken. Nagyfrekvencián a párhuzamos RC tag dominál, ezért a fázistolás 90° felé tart. A fázistolás ebből következően az f_0 frekvencián zérus. A Wien-osztó tulajdonságaiból következik, hogy az oszcilláció feltételeinek teljesítéséhez egy $A_U = 3$ erősítéssel és $\varphi_A = 0^\circ$ fázistolással rendelkező erősítőt kell pozitívan visszacsatolni a Wien-osztóval. A szükséges fázistolás kétfokozatú közös emitteres erősítővel, a háromszoros erősítés pedig negatív visszacsatolással állítható be. A Wien-osztó és a negatív visszacsatolást megvalósító két ellenállás együttesen hidkapcsolást alkot. A Wien-hidas oszcillátor kapcsolási rajzát a **6.18.** ábra mutatja.



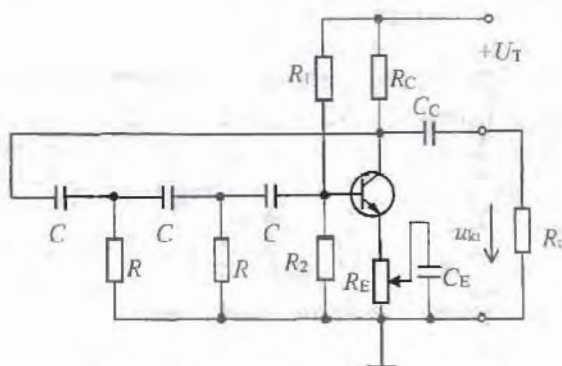
6.18. ábra. Wien-hidas oszcillátor

A T_1 és T_2 tranzisztorokkal felépített kétfokozatú közös emitteres erősítő kimenetére egy közös kollektoros fokozat kapcsolódik, amely nem módosítja sem a fázistolást, sem pedig az erősítést. Feladata, hogy kis kimeneti ellenállása miatt feszültség-generátorosan táplálja a Wien-hidat és a terhelést. A negatív visszacsatolás egy soros feszültség-visszacsatolás, a kimenet és az első fokozat emittere között, amit az R_V és R_{E1} helyén lévő izzólámpa valósít meg. A visszacsatolás mértéke éppen akkora, hogy az eredő visszacsatolt erősítés $A_{UV} = 3$ legyen.

Az izzólámpa olyan feszültségfüggő ellenállás, amelynél kis feszültségváltozás viszonylag nagy ellenállás-változást idéz elő. Az oszcillátorban az izzólámpa feszültsége a kimeneti feszültséggel arányos, ezért a visszacsatolás mértéke is arányos a kimeneti feszültséggel. Már kis értékű kimeneti feszültségváltozás is viszonylag nagy ellenállás-változást okoz, így a negatív visszacsatolás miatt a kimeneti feszültség visszaáll eredeti értékére. Az izzólámpa nemlineáris jelleggörbéje miatt sokkal érzékenyebb a kimeneti feszültség megváltozására, mint egy ellenállás.

Az oszcillátor frekvenciájának változtatása a Wien-híd R ellenállásainak együttes változtatásával lehetséges. Ilyenkor az ellenállások helyett kettős potenciométert alkalmazunk. Ezzel a módszerrel kb. tízszeres frekvenciaváltoztatást lehet megvalósítani. Ha egy dekádnál szélesebb tartományban kell változtatni a frekvenciát, akkor a kondenzátorokat kell cserélni, így újra változtatható a frekvencia a potenciométerekkel egy dekádon belül.

Egyszerű felépítése miatt gyakran használjuk a 6.19. ábrán látható **fázistolós RC-oszcillátort** olyan esetekben, amikor nem szükséges az oszcillációs frekvencia változtatása.



6.19. ábra. Fázistolós RC-oszcillátor

Azon a frekvencián, ahol a három egyforma RC tag együttesen 180° -os fázistolást hoz létre, a közös emittres erősítő fázistolásával együtt teljesül az oszcilláció fázisfeltétele. Ez a frekvencia az

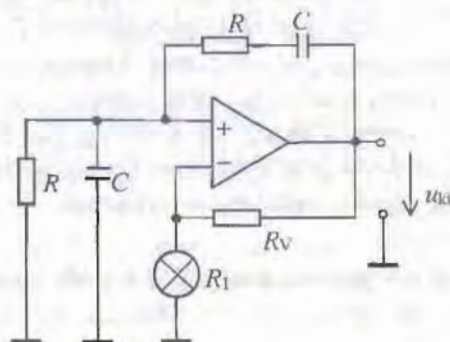
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C}$$

összefüggésből számítható. Ezen a frekvencián a három RC tag együttes átvitele:

$$B = \frac{1}{29},$$

ezért az amplitúdófeltétel teljesüléséhez $|A_U| = 29$ erősítés szükséges. A kimeneti feszültség amplitúdóját az R_E és C_E elemek stabilizálják.

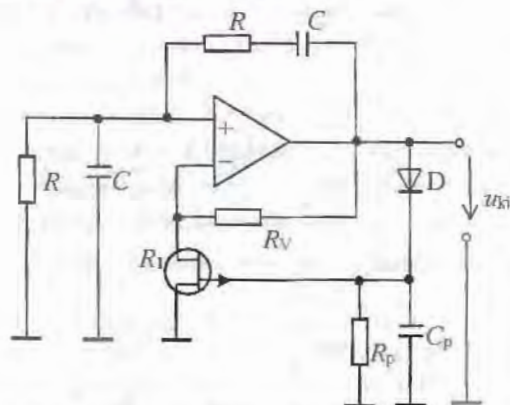
A **műveleti erősítővel felépített oszcillátorok** RC-oszcillátorok, mert a műveleti erősítők viszonylag alacsony felső határfrekvenciája csak a kisfrekvenciás tartományban teszi lehetővé a szinuszos jel előállítását. A 6.20. ábra egy Wien-hidas RC-oszcillátort mutat.



6.20. ábra. Wien-hidas RC-oszcillátor műveleti erősítővel

A pozitív visszacsatolást a Wien-osztó hozza létre, biztosítva ezzel, hogy az oszcilláció feltételei csak egyetlen frekvencián teljesüljenek. Az R_1 és R_v ellenállások miatti negatív visszacsatolás a műveleti erősítő erősítését $A_{uv} = 3$ értéke állítja be. A kimeneti feszültség stabilizálásáról az izzólámpa gondoskodik. Az áramkör működése pontosan megegyezik a tranzisztoros oszcillátornál már megismert áramkör működésével.

A kapcsolásban használt izzólámpa helyett JFET is alkalmazható, mint feszültséggel vezérelt ellenállás. Csatorna ellenállásának változása (l. 2.51. ábrát) hasonló az izzólámpa ellenállás-változásához. A JFET-es amplitúdó stabilizálással ellátott oszcillátor elvi kapcsolási rajza a 6.21. ábrán látható.



6.21. ábra. Wien-hidas oszcillátor elvi kapcsolási rajza JFET-tel

A JFET R_1 csatorna-ellenállása a kimeneti feszültség amplitúdójától függ. A negatív visszacsatolás miatt – úgy, mint az izzólámpás kapcsolásban – a kimeneti feszültség változása megváltoztatja a csatorna-ellenállást, ez pedig az erősítést, amely ellentétesen változtatja U_{ki} értéket, ami végeredményben így állandó marad. A FET csatorna ellenállásának változtatásához a gate-clektrodára a kimeneti feszültséggel arányos egyenfeszültség szükséges. Ezt állítja elő a szinuszos kimeneti feszültségből, a D diódából, az R_p ellenállásból és a C_p pufferkondenzátorból álló egyutas egyenirányító. Az oszcillátorok legfontosabb minőségi jellemzője az **amplitúdóstabilitás** és a **frekvenciastabilitás**. Az amplitúdóstabilitás a kimeneti jel amplitúdójának megváltozását mutatja az eredetileg beállított amplitúdóhoz képest:

$$S_u = \frac{\Delta u_{ki}}{u_{ki}}$$

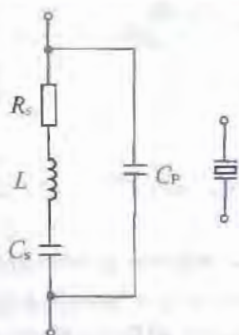
Az amplitúdóstabilitás értékét az amplitúdóstabilizáló áramkör, ill. a negatív visszacsatolás határozza meg, tehát LC-oszcillátoroknál az emitterkörüli R_E – C_E tag, az RC-oszcillátoroknál pedig az izzólámpás vagy FET-es áramkör.

A frekvenciastabilitás azt mutatja, hogy milyen mértékben változik meg az oszcillátor frekvenciája külső hatások miatt. Ilyen lehet pl. a tápfeszültség ingadozása, az alkatrészek hőmérsékletfüggése stb. Számszerű jellemzése az S_f stabilitási tényezővel történik. Ez a mennyiség a frekvencia megváltozásának nagyságát viszonyítja a frekvencia eredeti értékéhez

$$S_f = \frac{\Delta f}{f_0}$$

A frekvenciastabilitás értéke az előzőekben megismert LC- és RC-oszcillátoroknál kb. 10^{-3} – 10^{-4} nagyságrendű. Pl. egy $f_0 = 1$ MHz frekvenciájú, $S_f = 10^{-3}$ frekvenciastabilitású oszcillátor maximális frekvenciaváltozása $\Delta f = 10^3$ Hz.

A frekvenciastabilitás jelentősen javítható **kvarckristály** alkalmazásával. Ha kivezetésekkel ellátott kvarckristályra váltakozó feszültséget kapcsolunk, akkor egy adott frekvencián mechanikai rezgésbe jön. Ezt a frekvenciát igen pontosan tarja, frekvenciastabilitása 10^{-6} – 10^{-8} nagyságrendű. Külön előnye, hogy a hőmérsékletváltozásra is igen kevésbé érzékeny, márpedig a tranzistoros oszcillátorok rossz frekvenciastabilitása nagyrészt éppen a hőmérsékletfüggésből adódik. A kristály vilámlamos szcimpontból a 6.22. ábrán látható áramkörrel modellezhető.



6.22. ábra. A kvarckristály elektromos helyettesítő képe és jelképi jelölése

Az r_s , L és C_s elemekből álló veszteséges soros rezgőkör modellezi a kristályt, a C_p kondenzátor a kivezetések kapacitása. Így a kvarckristály tulajdonképpen két frekvencián képes pontos rezgésre.

- a soros rezonanciafrekvencia:

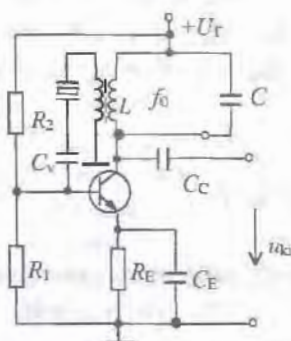
$$f_{0s} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R \cdot C_s}}$$

- a párhuzamos rezonanciafrekvencia:

$$f_{0p} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_s \times C_p)}}$$

A rezonanciafrekvenciák értéke a kristályok fizikai megvalósíthatósága miatt, általában 10 kHz és 100 MHz közé esik.

A soros rezonancián minimális, a párhuzamos rezonancián maximális a rezonanciaimpedancia. Ennek ismeretében készíthetők soros és párhuzamos rezonanciájú kvarcoszcillátorok. A 6.23. ábra egy kvarckristállyal stabilizált frekvenciájú Meissner-oszcillátor kapcsolási rajzát mutatja.



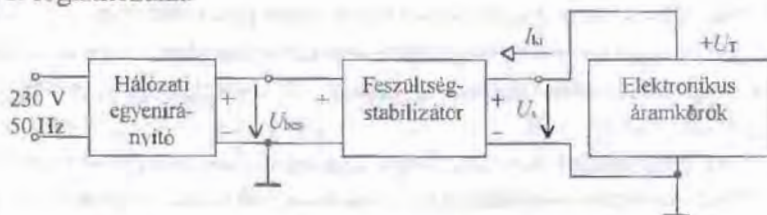
6.23. ábra. Meissner-oszcillátor kvarckristállyal

Az oszcillátor párhuzamos rezgőkörét a kvarckristály soros rezonanciájára kell hangolni. A kristály ezen a frekvencián minimális impedanciával rendelkezik, így létrejöhethet a visszacsatolás a kollektor- és a báziskör között. A frekvenciastabilitást a kvarckristály határozza meg.

A kristállyal párhuzamosan kapcsolt trimmerkondenzátorral a rezonanciafrekvencia kismértékben (néhány Hz) változtatható.

6.4. Stabilizátorok

A stabilizátorok feladata, hogy állandó értékű áramot vagy feszültséget állítsanak elő. Az elektronikai áramköröket a **feszültségstabilizátorokkal** előállított tápfeszültséggel látjuk el, amint azt a 6.24. ábra mutatja, ezért a következőkben ezek felépítésével foglalkozunk.



6.24. ábra. Elektronikus áramkörök tápfeszültség-ellátása

A feszültségstabilizátorokkal szemben támasztott alapvető követelmény, hogy az U_s kimeneti feszültség független legyen:

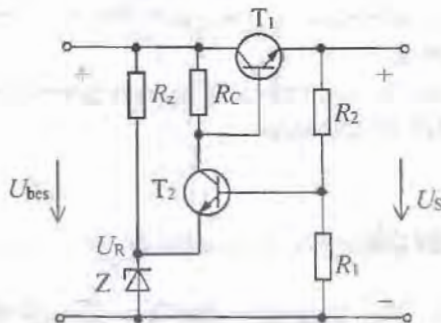
- a táplált terhelés nagyságától, tehát a kimeneti áram értékétől,
- a stabilizátor U_{bes} bemeneti egyenfeszültségének változásaitól. Ezt a bemeneti feszültséget általában a 2.2.3. pontban megismert egyenirányító kapcsolások valamelyike szolgálja. Ez stabilizálatlan egyenfeszültség, amelynek értéke pl. a hálózati feszültség ingadozásától függően változhat,
- a külső hatásoktól, pl. a környezeti hőmérséklet változásaitól.

A feszültségstabilizátorok az alkalmazott módszertől függően lehetnek lineárisok és kapcsolóüzeműek.

6.4.1. Lineáris stabilizátorok

Elnevezésük működési elvükből adódik: **olyanmódon** figyelik az U_s kimeneti feszültségük értékét és ha megváltozik, visszaállítják az eredeti értéket.

Egyszerű felépítése miatt a leggyakrabban alkalmazott tranzisztoros feszültség stabilizátor a **soros áteresztő tranzisztoros stabilizátor**, amelynek kapcsolási rajzát a 6.25. ábra mutatja.



6.25. ábra. Soros áteresztő tranzisztoros feszültségstabilizátor

Az áramkörrel kapcsolatos elnevezések és fogalmak a következők:

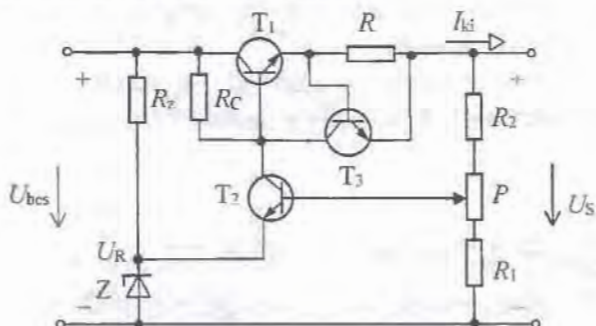
- a T_1 tranzisztor a soros **áteresztő tranzisztor**, amely az U_{CE} feszültségének változtatásával szabályozza, stabilizálja az U_s kimeneti feszültséget, mert $U_s = U_{bes} - U_{CE1}$,
- az R_1 és R_2 ellenállások a mindenkor kimeneti feszültséggel arányos feszültséget állítanak elő osztáspontjukon. Az osztó elnevezése: **mintavevő** (figyelő) **osztó**,

- a Z Zener-diódból és az R_Z ellenállásból álló áramkör egy elemi stabilizátor, amelynek működését a 2.2.7. pontban ismertük meg. Ebben az áramkörben **referenciafeszültségforrás**, az U_R feszültséget állítja elő.
- a T_2 tranzisztor és az R_C ellenállás a hibajelerősítő. Az emitterén lévő U_R referenciafeszültséget hasonlítja össze a kimeneti feszültség leosztott értékével. Eltérés esetén kimenete a T_1 tranzisztort vezérli.

A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy éppen csökken valamilyen okból az U_S kimeneti feszültség. Az U_S csökkenésével csökken a mintavevő osztó feszültsége, vagyis a hibajelerősítő bázisfeszültsége is. Mivel az emitteren lévő feszültség az állandó referenciafeszültség, így a bázisfeszültség csökkenése a T_2 tranzisztor B–E feszültségét csökkenti. Emiatt csökken a bázisárama és a kollektorárama is, a kollektorfeszültsége pedig növekszik. Ez a T_1 bázisfeszültségét növeli, a soros áteresztő tranzisztor ezért jobban kinyit, csökken az U_{CE} feszültség, vagyis kisebb feszültség vonódik le az U_{bc} bemeneti feszültségből. Az U_S tehát nő. A leírt szabályozási folyamat pillanatról-pillanatra működik, ezért a legkisebb változást is kiküszöböli, stabilizálja az U_S kimeneti feszültséget.

A kimeneti feszültség esetleges növekedése esetén a folyamat ellenkező irányban játszódik le.

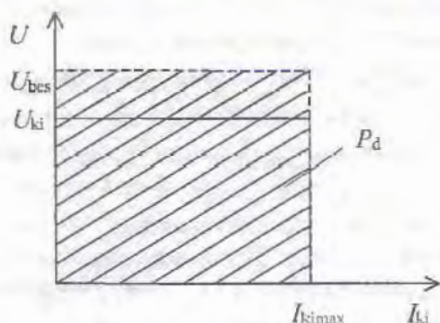
A 6.26. ábra egy változtatható kimeneti feszültségű és túláramvédelemmel ellátott soros áteresztő tranzisztoros stabilizátort mutat.



6.26. ábra. Túláramvédtett, változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor

A P potencióméterrel a mintavevő osztó osztásviszonyát lehet megváltoztatni, ezért a leírt szabályozási folyamat változtatható U_S kimeneti feszültség mellett játszódik le. A beépített túláramvédelem a T_1 tranzisztor tönkremenetelét, és így a stabilizátor meghibásodását akadályozza meg. Ez akkor fordulhatna elő, ha a stabilizátor kimenetére kis értékű terhelés vagy rövidzár kerülne. A védelem célja az, hogy a kimeneti áram, amely egyben a T_1 kollektorárama is, ne lehessen nagyobb, mint amit a tranzisztor károsodás nélkül el tud viselni. Ez az áram a tranzisztor I_{Cmax} árama. Az R el-

lenállást olyan értékűre választjuk meg, hogy a rajta átfolyó $I_{ki\max}$ áram kb. 0,6 V feszültséget hozzon létre az ellenállás sarkain. Túláram csctén a T_3 tranzisztor jobban kinyit és a T_1 bázisáramának nagyobb részét vezeti el, így a kollektoráram sem emelkedhet tovább. Ezt a korlátozó hatást mutatja a 6.27. ábra.

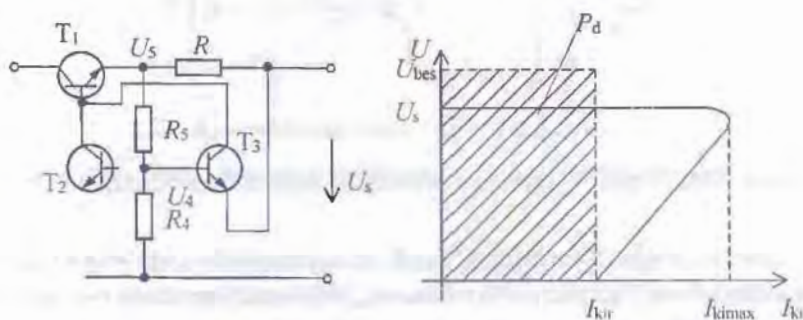


6.27. ábra. Az áramkorlátozás hatása

Az ábrából látható, hogy amikor a kimenet rövidrezárása miatt a kimeneti áram maximális, akkor az áteresztő tranzisztor kollektora és emittére között gyakorlatilag a bemeneti feszültség mérhető és a tranzisztoron a maximális kimeneti áram folyik. Így a tranzisztoron keletkező disszipációs teljesítmény $P_D = U_{bes} \cdot I_{ki\max}$

Ez a teljesítmény az ábrán a kiemelt területtel arányos. Az áteresztőtranzisztor ekkora disszipációra kell méretezni.

Csökkenthető a tranzisztort terhelő disszipációs teljesítmény **visszahajló jelleggörbéjű rövidzárvédelemmel**. A 6.28. ábra az ehhez szükséges áramköri megoldást mutatja.



6.28. ábra. Visszahajló jelleggörbéjű rövidzárvédelem

A max. kimeneti áram elérésekor az R ellenálláson megjelenő feszültség hatására a T_3 előzőekben megismert áramkorlátozó hatása érvényesül. A kimeneti feszültség csökkenésével T_3 bázisfeszültsége az R_4 - R_5 osztón keresztül, emitterfeszültsége pe-

dig közvetlenül a kimeneti feszültséggel együtt csökken. A T_3 bázis-emitter feszültsége ezért egyre nagyobb lesz, növekszik a kollektorárama is, hiszen egyre jobban kinyit. A növekvő kollektoráram csökkenti T_1 bázisáramát, egyre jobban lezárva az áteresztő tranzisztort. Ezzel csökken a kimeneti feszültség és a kimeneti áram is. A kimeneti feszültség csökkenésével tovább csökken az R_4 - R_5 osztó feszültsége, ami a leírt folyamat szerint tovább csökkenti a kimeneti feszültséget és a kimeneti áramot. A kimeneti feszültség és áram együttes csökkenése okozza a jelleggörbe visszahajlását. A maximális kimeneti áram, a rövidzárási áram és a rövidzáraskor fellépő disszipáció a következő gondolatmenettel határozható meg.

Az U_5 feszültség értéke $U_5 = I_{\text{kimax}} \cdot R + U_S$.

Az egyszerűbb leírás miatt jelöljük az osztó osztásviszonyát a -val (elhanyagolva az I_{B3} -t)

$$a = \frac{R_4}{R_4 + R_5}$$

Az osztáspont feszültsége kétféleképpen is felírható $U_4 = a \cdot U_5$, ill. $U_4 = U_S + U_{BE3}$. Igaz ezért, hogy $a \cdot U_5 = U_S + U_{BE3}$.

Behelyettesítve U_5 értékét és rendezve az egyenletet $a \cdot I_{\text{kimax}} \cdot R + a \cdot U_S = U_S + U_{BE3}$,

$$I_{\text{kimax}} = \frac{U_S - a \cdot U_S + U_{BE3}}{a \cdot R} = \frac{U_{BE3}}{a \cdot R} + U_S \cdot \frac{1 - a}{a \cdot R}$$

A kimenet rövidzárása esetén $U_S = 0$, ezért

$$I_{\text{kir}} = \frac{U_{BE3}}{a \cdot R}$$

Ezt behelyettesítve

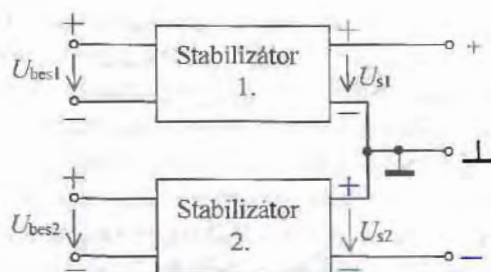
$$I_{\text{kimax}} = I_{\text{kir}} + U_S \cdot \frac{1 - a}{a \cdot R}$$

A kifejezésből látható, hogy a rövidzárási áram valóban kisebb, mint I_{kimax} , ezért a disszipáció is lecsökken, ahogyan azt az ábra is mutatja

$$P_D = U_{\text{kir}} \cdot U_{\text{bes}}$$

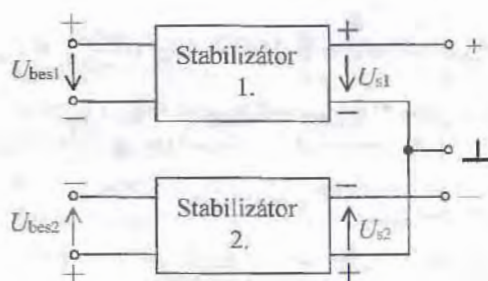
A megismert összefüggések felhasználásával I_{kimax} ismeretében méretezhetők az R_4 és R_5 ellenállások.

Kettős tápfeszültség előállításához – pl. művelti erősítős áramkörök táplálásához – kétféle módszert alkalmazhatunk. Az egyik módszer szerint két egyforma stabilizátort használunk és a 6.29. ábrán látható módon kapcsoljuk össze őket. Mindkét stabilizátor önmagában pozitív polaritású feszültséget állít elő, az összekapcsoláskor kialakított közös ponthoz képest mérhető a pozitív és negatív kimeneti feszültség.



6.29. ábra. Kettős tápfeszültség előállítása azonos stabilizátorokból

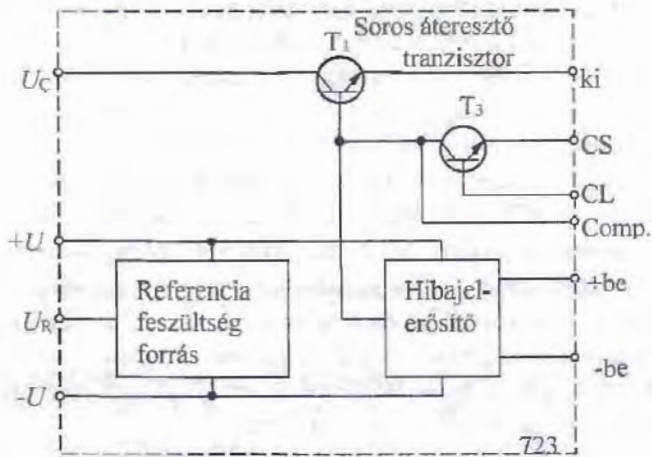
A másik módszer szerint külön készítünk stabilizátort a pozitív és külön a negatív feszültségre. Ilyenkor a kettős tápegység közös pontja a stabilizátorok közös pontjának összekötéséből adódik, amint azt a 6.30. ábra mutatja.



6.30. ábra. Kettős tápfeszültség előállítása

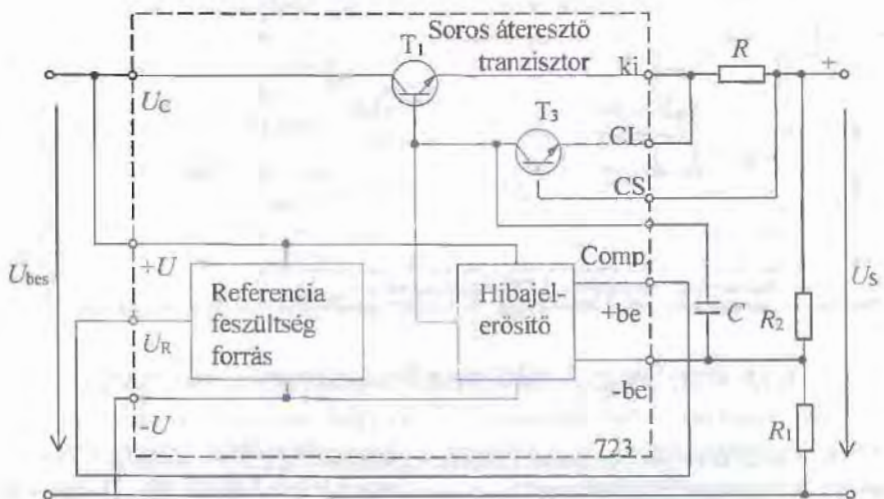
A 6.29. és a 6.30. ábra stabilizátorainak bemeneti feszültségeit egymástól független egyenirányítók biztosítják.

Egy soros áteresztő tranzisztoros stabilizátor legfontosabb elemeit tartalmazza a μA 723 típusú **integrált feszültség stabilizátor**. Az integrált áramkör belső felépítését a 6.31. ábra mutatja.



6.31. ábra. A μA 723 integrált stabilizátor

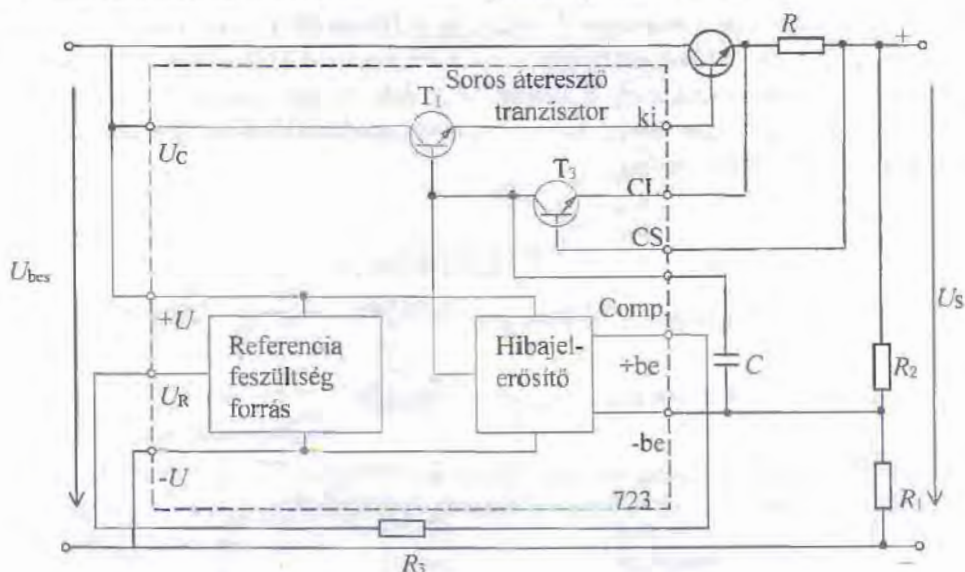
Az integrált stabilizátor bemeneti feszültsége 9,5 V és 40 V közötti lehet, kimeneti feszültsége 2 V és 37 V között állítható be. A maximális kimeneti áram 150 mA. Ha az alkalmazás igényeinek ezek az adatok megfelelnek, akkor az áramkört csak mintavevő osztóval és a túláramvédelemhez szükséges ellenállásokkal kell kiegészíteni, amint azt a 6.32. ábra mutatja.



6.32. ábra. A μA 723 integrált áramkörrel felépített stabilizátor

A stabilizálendő egyenfeszültség az U_C bemenetre, tehát a T_1 áteresztő tranzisztor kollektorára kerül. Ebből a feszültségből állítja elő a referencia-feszültségforrás az U_R feszültséget a hibajelerősítő számára és ez a hibajelerősítő tápfeszültsége is. Ezért az U_+ bemenet össze van kötve U_C -vel. Az U_R referenciafeszültség egy külső átkötésen keresztül jut a hibajelerősítő $+be$ bemenetére. A T_1 áteresztőtranzisztor emittére az áramkör kimenete, amelyre az R áramkorlátozó ellenállás csatlakozik. A rajta eső feszültség a CL és CS bemeneteken keresztül jut a T_3 áramkorlátozó tranzisztor bázisa és emittere közé. Az R_1 - R_2 mintavévi osztó osztáspontja a hibajelerősítő $-be$ bemenetére kapcsolja a mindenkor kimeneti feszültség arányos részét. Az áramkör be- kimenetének közös pontja a $-U$ kivétel. Az integrált áramkör $Comp$ bemenete és a közös pont, vagy a $Comp$ bemenet és a $-be$ közé egy kompenzáló kapacitást kell kötni, így elkerülhető a hibajelerősítő esetleges begerjedése. A kapacitás értéke 10 pF és 100 nF közötti érték.

Ha a stabilizált tápegységtől megkívánt kimeneti áram nagyobb mint 150 mA, akkor nagyobb áramú külső áteresztő tranzisztort alkalmazunk a belső tranziszttal Darlington-párba kapcsolva. Erre mutat egyszerű példát a 6.33. ábra.



6.33. ábra. Integrált stabilizátor külső áteresztő tranziszttal

Az elektronikus készülékek áramköreinek táplálásához nincs szükség változtatható kimeneti feszültségű stabilizátorokra. Ezért integrált kivételű fix feszültségű stabilizátorokat gyártanak, különböző kimeneti feszültségekkel és max. kimeneti árammal. Pl. a μA 7805 típusjelű $U_S = +5$ V kimeneti feszültséget állít elő, $I_{kmax} = 1$ A kimeneti árammal, a TDC 7812 típusú $U_S = 12$ V kimeneti feszültséget szolgáltat,

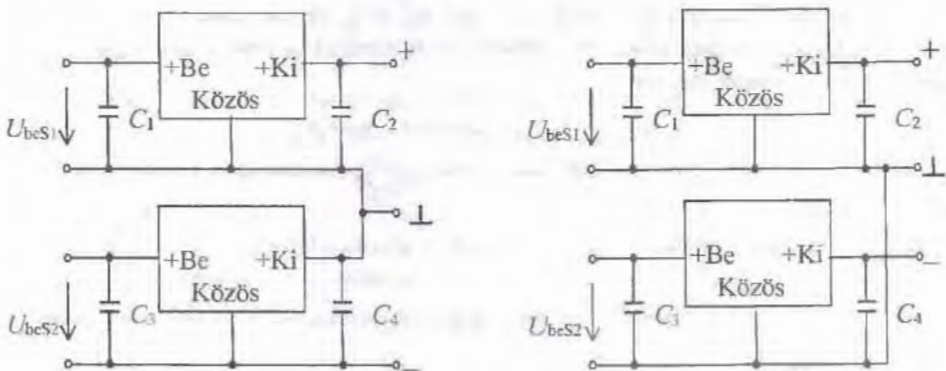
$I_{k\max} = 1$ A áram mellett stb. A fix feszültségű stabilizátorok három kivezttéssel rendelkeznek, amint azt a 6.34. ábra mutatja.



6.34. ábra. Fix feszültségű feszültség stabilizátor

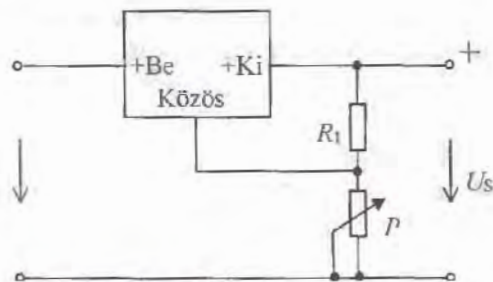
A stabilizátor kimenetén lévő kondenzátor a gerjedés elkerülését szolgálja, értéke a katalógus alapján 100–200 nF. Ha a stabilizátor hosszú vezeték keresztül csatlakozik a hálózati tápegységhez, akkor a bemenetre is célszerű egy 220–330 nF értékű kapacitást kötni.

Fix feszültségű stabilizátorokból is készíthető kettős tápegység, mindkét megismert módszer szerint. Erre mutat példát a 6.35. ábra. A stabilizátorok bemeneti feszültségét egymástól független egyenirányítókról kell biztosítani.



6.35. ábra. Kettős tápfeszültség előállítása fix feszültségű stabilizátorokkal

Annak ellenére, hogy fix feszültségű stabilizátorok nagyon sok különböző feszültségre készülnek, előfordulhat, hogy olyan feszültséget kell előállítani, amelyre nem gyártanak áramkört. Ebben az esetben a stabilitás kismértékű romlása mellett alkalmazhatjuk a 6.36. ábrán látható kapcsolást, amely a közös ágba folyó áramot használja fel a kimeneti feszültség változtatására.

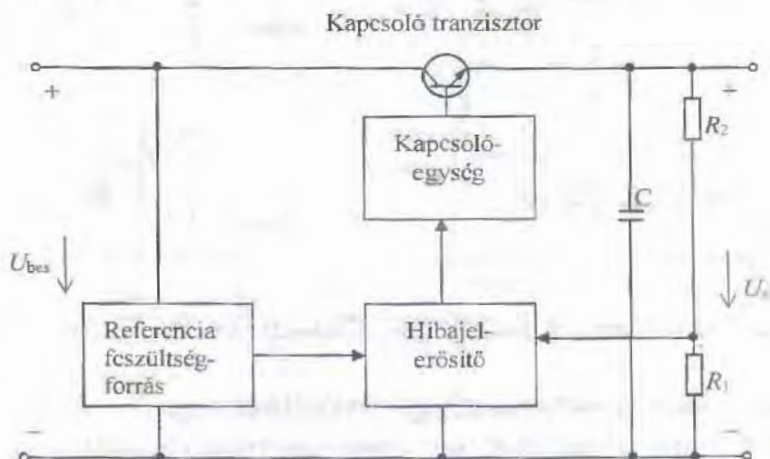


6.36. ábra. A fix feszültségű stabilizátor kimeneti feszültségének változtatása

6.4.2. Kapcsolóüzemű stabilizátorok

Az előző fejezetben megismert lineáris feszültségstabilizátor áteresztő tranzisztora jelentős teljesítményt disszipál $P_d = U_{CE} \cdot I_C = (U_{bcs} - U_s) \cdot I_{kmax}$.

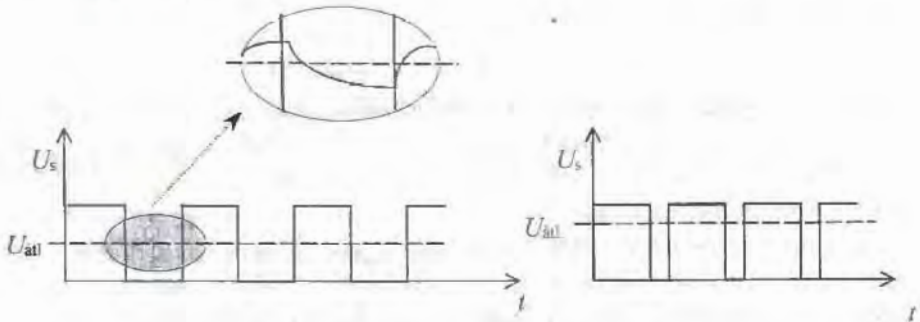
A kifejezésből látható, hogy – különösen a nagyáramú stabilizátoroknál – ez jelentős veszteséget okozhat. A kapcsolóüzemű tápegységek előnye, hogy ez a veszteségi teljesítmény kis értékűre csökkenthető, ezzel a tápegység hatásfoka növelhető. Ezért a nagy áramfelvételű berendezések táplálására ilyen tápegységeket használunk. A gyakorlatban két működési elv alapján építenek kapcsolóüzemű tápegységeket. Az egyszerűbb megoldás a **kondenzátor töltésű tápegység**, amelynek elvi felépítése a 6.37. ábrán látható.



6.37. ábra. A kondenzátor töltésű kapcsolóüzemű tápegység elvi felépítése

A hálózati feszültséget kétutas vagy hídkapcsolás egyenirányítja. Ezt az egyenfeszültséget, mint a stabilizátor U_{bes} bemeneti feszültségét a kapcsolótranzisztor a vezérlésének megfelelően kapcsolja a nagy értékű C kondenzátorra. A kondenzátort

Így tulajdonképpen a bemeneti feszültségből előállított négyszögjelsorozat tölti, ezért feszültsége ennek az impulzussorozatnak az átlagértékével egyezik meg. A négyszögjelsorozat átlagértéke viszont a kitöltési tényezőtől függ, amint azt a 6.38. ábra is mutatja.



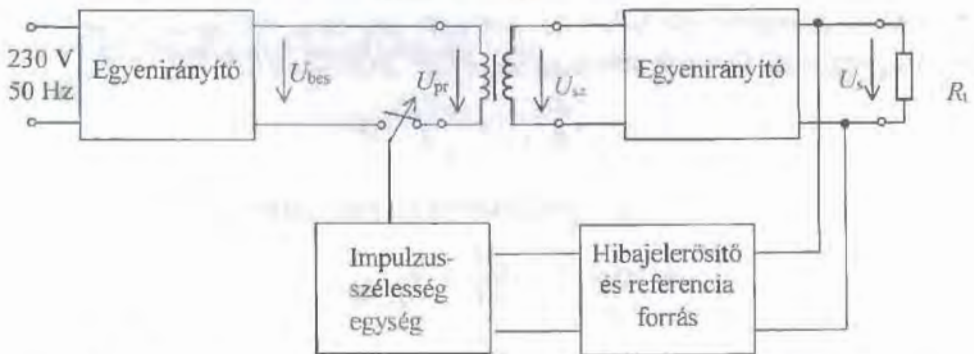
6.38. ábra. A négyszögjel átlagértéke

A hibajelerősítő összehasonlítja a kimeneti feszültség értékét a referenciasfeszültséggel, és ha eltérés van, akkor a kapcsolóegységet úgy vezérli, hogy változzon a kapcsolótranszisztor által előállított négyszögjel kitöltési tényezője. Így az U_s kimeneti feszültségben jelentkező bármilyen változás a kitöltési tényező változtatásán keresztül állítja vissza U_s eredeti értékét.

A tranzisztor kapcsolóüzemben működik, így disszipációja minimális. Ezen előny mellett hátrányos tulajdonsága azonban, hogy az impulzusok nagyfrekvenciás összetevői zavart okozhatnak a tápegység környezetében, ezért hatásos árnyékolásra van szükség.

Az egyenletesebb U_s feszültség előállításához a C kondenzátor helyett vagy mellett, szűrőáramkört szokás alkalmazni.

A **transzformátoros kapcsolóüzemű tápegység** elvi felépítését a 6.39. ábra mutatja.



6.39. ábra. A transzformátoros kapcsolóüzemű tápegység elvi felépítése

A hálózati feszültségből kétutas egyenirányítással és pufferceléssel adódó kb. 310–320 V-os, U_{bc} stabilizálandó feszültséget a kapcsolótranzisztor a transzformátor primer tekercsére kapcsolja, hozzávetőlegesen 25 kHz frekvenciával. A transzformátor primer tekercsét így egy nagy amplitúdójú négyszögjelsorozat vezérli, amelynek átalagértéke felmágnesezi a transzformátor vasmagját. A szekunder tekercsben indukálódott feszültség az elektrotechnikában tanultak szerint, függ a vasmag mágnescsúzságától is. A stabilizálás úgy történik, hogy a hibajelcrősítő összehasonlíttja a kimeneti feszültség pillanatnyi értékét a referenciafeszültséggel, és ha eltérés van, akkor az impulzusszélesség szabályozó egység az eltérés irányától és nagyságától függő mértékben változtatja a kapcsolási időt, ezzel együtt a transzformátorra kerülő négyszögjel kitértési tényezőjét. A kitértési tényező változása miatt változik a primer tekercsre kerülő négyszögjel átlagértéke, ezzel a vasmag mágnesezettsége, tehát a szekunder tekercsben indukálódó feszültség nagysága. A leírt folyamat már a legkisebb eltérésre is lezajlik, így a kimeneti feszültség végeredményben állandó marad.

Ilyen elven működik a számítógépek kapcsolóüzemű tápegysége, elfogadható disszipáció és hatásfok mellett, 150–250 W közötti kimeneti teljesítményt állítva elő.

Ellenőrző kérdések, feladatok

1. Milyen módszerekkel növelhető az erősítő sávszélessége?
2. Mi határozza meg a hangolt erősítő erősítését és sávzélességét?
3. Milyen elemek befolyásolják a műveleti erősítővel felépített váltakozó feszültségű crősítő alsó és felső határfrekvenciáját?
4. Rajzoljuk fel a követő crősítő kapcsolási rajzait!
5. Magyarázzuk el a kivonó áramkör működését!
6. Hogy működik a műveleti erősítés Wien-hidas RC-oszcillátor?
7. Rajzoljuk fel az astabil multivibrátor jelalakjait!
8. Milyen elemekből épül fel az áteresztő tranzisztoros feszültségstabilizátor?
9. Magyarázzuk el a kapcsolóüzemű tápegység működési elvét!

Függelék

A negatív visszacsatolások hatása az erősítők jellemzőire

1. Soros feszültség-visszacsatolás

A soros feszültség-visszacsatolás a kimeneti feszültséggel arányos jelet csatol vissza és a bemeneti feszültséget csökkenti, ezért közvetlenül a ki- és a bemeneti feszültségek közül számítható erősítésátvitelre hat:

$$A_u = \frac{U_{ki}}{U_1}$$

A 3.31. ábra szerinti visszacsatolt erősítő bemeneti körére felírható hurokegyenlet:

$$U_1 + U_v - U_{be} = 0.$$

Az U_1 és U_v feszültségek

$$U_1 = \frac{U_{ki}}{A_u}; \quad U_v = B \cdot U_{ki}.$$

Behelyettesítve és rendezve:

$$\frac{U_{ki}}{A_u} + B \cdot U_{ki} = U_{be}; \quad U_{ki} \cdot \left(\frac{1}{A_u} + B \right) = U_{be}$$

Kifejezve a **visszacsatolt feszültségerősítést**:

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_u}$$

A be- és kimeneti ellenállás értéke a visszacsatolás után:

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \frac{U_{be}}{\frac{U_1}{R_{be}}} = \frac{U_{be} \cdot R_{be}}{U_1}$$

Felhasználva a be- és kimeneti feszültségek közötti, az előzőekben már felírt összefüggést

$$R_{\text{bev}} = \frac{R_{\text{be}}}{U_1} \cdot U_{\text{ki}} \cdot \left(\frac{1}{A_u} + B \right).$$

Mivel az U_1 feszültség

$$U_1 = \frac{U_{\text{ki}}}{A_u}, \text{ ezért}$$

$$R_{\text{bev}} = \frac{A_u}{U_{\text{ki}}} \cdot R_{\text{be}} \cdot U_{\text{ki}} \cdot \left(\frac{1}{A_u} + B \right).$$

Rendezve az egyenletet adódik a **visszacsatolt bementi ellenállás** értéke:

$$R_{\text{bev}} = R_{\text{be}} \cdot (1 + B \cdot A_u).$$

A kimeneti ellenállás az üresjárású kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa:

$$R_{\text{kiv}} = \frac{U_{\text{kiü}}}{I_{\text{kiü}}}, \text{ ahol } U_{\text{kiü}} = U_{\text{be}} \cdot A_{\text{uvü}} = U_{\text{be}} \cdot \frac{A_{\text{uü}}}{1 + B \cdot A_u}.$$

Ha a kimenetet rövidre zárjuk, akkor megszűnik a visszacsatolás, mert $U_{\text{ki}} = 0$. Ezért ilyenkor

$$U_{\text{kiü}} = U_{\text{be}} \cdot A_{\text{uü}} \text{ és } I_{\text{kiü}} = \frac{U_{\text{kiü}}}{R_{\text{ki}}} = \frac{U_{\text{be}} \cdot A_{\text{uü}}}{R_{\text{ki}}}.$$

Ezt felhasználva

$$R_{\text{kiv}} = \frac{U_{\text{be}} \cdot \frac{A_{\text{uü}}}{1 + B \cdot A_u}}{\frac{U_{\text{be}} \cdot A_{\text{uü}}}{R_{\text{ki}}}}.$$

Egyszerűsítve a kifejezést adódik a visszacsatolt kimeneti ellenállás értéke:

$$R_{\text{kiv}} = \frac{R_{\text{ki}}}{1 + B \cdot A_u}.$$

A visszacsatolt áramerősítés:

$$A_{\text{v}} = \frac{I_{\text{ki}}}{I_{\text{be}}} = \frac{\frac{U_{\text{ki}}}{R_{\text{t}}}}{\frac{U_{\text{be}}}{R_{\text{be}}}} = \frac{U_{\text{ki}}}{U_{\text{be}}} \cdot \frac{R_{\text{be}}}{R_{\text{t}}} = A_{\text{uv}} \cdot \frac{R_{\text{be}}}{R_{\text{t}}}.$$

Felhasználva a visszacsatolt erősítésjellemzőkre felírt korábbi összefüggéseket:

$$A_{iv} = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_u} \cdot \frac{R_{be} \cdot (1 + B \cdot A_u)}{R_t} = A_u \cdot \frac{R_{be}}{R_t}.$$

A kapott eredmény megegyezik a visszacsatolás nélküli áramerősítéssel, ezért a **visszacsatolt áramerősítés**: $A_{iv} = A_i$.

2. Soros áram-visszacsatolás

A soros áram-visszacsatolás a kimeneti árammal arányos visszacsatolás és az eredeti bemeneti feszültséget csökkenti, ezért közvetlenül a kimeneti áram és a bemeneti feszültség hányadosából számítható erősítőátvitelre hat. Ez az erősítő A_G vezetési átvitele

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

A 3.33. ábra visszacsatolt erősítőjének bemeneti körére felírható hurokegyenlet:

$$U_1 + U_v - U_{be} = 0.$$

Az U_1 és az U_v feszültségek:

$$U_1 = \frac{I_{ki}}{A_G}, \text{ és } U_v = I_{ki} \cdot B.$$

Behelyettesítve és rendezve

$$\frac{I_{ki}}{A_G} + I_{ki} \cdot B = U_{be}.$$

Ezt felhasználva a visszacsatolt vezetésiátvitel:

$$A_{Gv} = \frac{I_{ki}}{U_{be}} = \frac{I_{ki}}{\frac{I_{ki}}{A_G} + I_{ki} \cdot B} = \frac{A_G}{1 + B \cdot A_G}.$$

A gyakorlatban nem a vezetési, hanem a feszültségátvitelt használjuk az erősítő jellemzésére. Írjuk fel ezért a feszültségátvitel megváltozását a vezetésiátvitel segítségével!

Átalakítva a visszacsatolt vezetésiátvitelt:

$$A_{Gv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{1}{R_t} = A_{uv} \cdot \frac{1}{R_t}.$$

A vezetésiárvitel visszacsatolás előtti értéke:

$$A_G = \frac{I_{ki}}{U_1} = \frac{\frac{U_{ki}}{R_t}}{U_1} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{1}{R_t}$$

Osztva a két egyenletet egymással:

$$\frac{A_{Gv}}{A_G} = \frac{A_{uv}}{A_u}$$

Ebből kifejezhető a **visszacsatolt feszültségerősítés**:

$$A_{uv} = \frac{A_{Gv}}{A_G} \cdot A_u = \frac{A_u}{1 + B \cdot A_G}$$

A bemeneti ellenállás értéke a visszacsatolás után: $R_{bev} = U_{be}/I_{be}$.
Felhasználva, hogy

$$I_{be} = \frac{U_1}{R_{be}}, \quad R_{bev} = \frac{U_{be}}{\frac{U_1}{R_{be}}} = R_{be} \cdot \frac{U_{be}}{U_1}$$

Behelyettesítve U_{be} és U_1 értékét:

$$R_{bev} = R_{be} \cdot \frac{\frac{I_{ki}}{A_G} + I_{ki} \cdot B}{\frac{I_{ki}}{A_G}}$$

Egyszerűsítve és rendezve az egyenletet adódik a **visszacsatolt bemeneti ellenállás** értéke

$$R_{bev} = R_{be} \cdot (1 + B \cdot A_G)$$

A visszacsatolt kimeneti ellenállás az üresjárási kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiu}}{I_{kir}}$$

Felhasználva, hogy $U_{kiu} = A_{Gü} \cdot U_1 \cdot R_{ki}$ és $I_{kir} = A_{Gvü} \cdot U_{be}$,
az R_{kiv} értéke

$$R_{kiv} = \frac{A_{Gü} \cdot U_1 \cdot R_{ki}}{A_{Gvü} \cdot U_{be}}$$

Üresjárásban nem érvényesül a visszacsatolás, ezért $U_1 = U_{be}$, így

$$R_{\text{ki}v} = R_{\text{ki}} \cdot \frac{A_{G\text{ü}}}{\frac{A_{G\text{ü}}}{1 + B \cdot A_G}}$$

Egyszerűsítve és rendezve a **visszacsatolt kimeneti ellenállás** értéke:

$$R_{\text{ki}v} = R_{\text{ki}} (1 + B \cdot A_G).$$

A visszacsatolt áramerősítés:

$$A_{\text{i}v} = A_{\text{uv}} \cdot \frac{R_{\text{bev}}}{R_{\text{t}}} = \frac{A_{\text{u}}}{1 + B \cdot A_G} \cdot \frac{R_{\text{be}} \cdot (1 + B \cdot A_G)}{R_{\text{t}}} = A_{\text{i}}.$$

Az áramerősítés tehát nem változik a visszacsatolás hatására.

3. Párhuzamos feszültség-visszacatolás

A párhuzamos feszültség-visszacatolás a 3.32. ábra szerint a kimeneti feszültséggel arányos áramot csatol vissza, csökkentve az eredeti bemeneti áramot. Így a visszacsatolás közvetlenül a kimeneti feszültségből és a bemeneti áramból számítható erősítőátvitelre hat. Ez az erősítő A_R ellenállásátvitel:

$$A_R = \frac{U_{\text{ki}}}{I_{\text{t}}}$$

Az erősítő bemenetére felírható csomóponti egyenlet $I_{\text{be}} - I_{\text{t}} - I_{\text{v}} = 0$.

Az I_{t} és az I_{v} áram

$$I_{\text{t}} = \frac{U_{\text{ki}}}{A_R}; \text{ és } I_{\text{v}} = B \cdot U_{\text{ki}}.$$

Rendezve a csomóponti egyenletet és behelyettesítve I_{t} -et és I_{v} -t:

$$I_{\text{be}} = \frac{U_{\text{ki}}}{A_R} + B \cdot U_{\text{ki}}.$$

A visszacsatolt ellenállásátvitel:

$$A_{\text{Rv}} = \frac{U_{\text{ki}}}{I_{\text{be}}} = \frac{U_{\text{ki}}}{\frac{U_{\text{ki}}}{A_R} + B \cdot U_{\text{ki}}} = \frac{A_R}{1 + B \cdot A_R}.$$

Ezt felhasználva kifejezhető az erősítő áramátvitel. Ehhez írjuk fel a visszacsatolt és a visszacsatolás nélküli ellenállásátvitelt a kimeneti áram segítségével:

$$A_{Rv} = \frac{U_{ki}}{I_{be}} = \frac{I_{ki} \cdot R_t}{I_{be}} = A_{iv} \cdot R_t,$$

$$A_R = \frac{U_{ki}}{I_1} = \frac{I_{ki} \cdot R_t}{I_1} = A_i \cdot R_t.$$

Osztva egymással a két egyenletet:

$$\frac{A_{Rv}}{A_R} = \frac{A_{iv}}{A_i}.$$

Kifejezve a visszacsatolt áramerősítést és behelyettesítve A_{iv} értékét:

$$A_{iv} = \frac{A_{Rv}}{A_R} \cdot A_i = \frac{\frac{A_R}{1 + B \cdot A_R}}{A_R} \cdot A_i.$$

Egyszerűsítve az egyenletet adódik a **visszacsatolt áramerősítés** értéke:

$$A_{iv} = \frac{A_i}{1 + B \cdot A_R}.$$

A visszacsatolt bemeneti ellenállás

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}}$$

Behelyettesítve U_{be} és I_{be} értékét:

$$R_{bev} = \frac{I_1 \cdot R_{bc}}{I_{be}} = \frac{\frac{U_{ki}}{A_R} \cdot R_{bc}}{\frac{U_{ki}}{A_R} + B \cdot U_{ki}}.$$

Egyszerűsítve és rendezve az egyenletet adódik a **visszacsatolt bemeneti ellenállás** értéke

$$R_{bev} = \frac{R_{bc}}{1 + B \cdot R_{bc}}.$$

A visszacsatolt kimeneti ellenállás az üresjárási kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa:

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiv}}{I_{kir}} = \frac{I_1 \cdot A_{Rv}}{\frac{U_{kiv}}{R_{ki}}} = R_{ki} \cdot \frac{I_1 \cdot A_{Rv}}{I_{bc} \cdot A_{Ru}}.$$

A kimenet rövidzárásakor megszűnik a visszacsatolás, ezért $I_{be} = I_1$. Ezt is figyelembe véve

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot \frac{A_{Rv}}{A_R} = R_{ki} \cdot \frac{1}{A_{Ru}} \cdot \frac{A_{Ru}}{1 + B \cdot A_R}.$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket adódik a **visszacsatolt kimeneti ellenállás**:

$$R_{ki\bar{v}} = \frac{R_{ki}}{1 + B \cdot A_R}$$

A visszacsatolt feszültségerősítés értékének meghatározásához írjuk fel újra az $A_{R\bar{v}}$ -t és A_R -t

$$A_{R\bar{v}} = \frac{U_{ki}}{I_{be}} = \frac{U_{ki}}{\frac{U_{be}}{R_{be\bar{v}}}} = A_{uv} \cdot R_{be\bar{v}}$$

$$A_R = \frac{U_{ki}}{I_1} = \frac{U_{ki}}{\frac{U_{be}}{R_{be}}} = A_u \cdot R_{be}$$

Elosztva egymással a két egyenletet:

$$\frac{A_{R\bar{v}}}{A_R} = \frac{A_{uv}}{A_u} \cdot \frac{R_{be\bar{v}}}{R_{be}}$$

Kifejezve A_{uv} -t és behelyettesítve az ismert összefüggéseket:

$$A_{uv} = \frac{1}{1 + B \cdot A_R} \cdot A_u \cdot (1 + B \cdot A_R)$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket, adódik a **visszacsatolt feszültségerősítés** $A_{uv} = A_u$.

4. Párhuzamos áram-visszacsatolás

A párhuzamos áram-visszacsatolás a 3.34. ábra szerint a kimeneti árammal arányos visszacsatoló áramot csatol a bemenetre, csökkentve az eredeti bemeneti áramot. A visszacsatolás tehát közvetlenül a ki- és a bemeneti áram hányadosára, vagyis az áramerősítésre hat

$$A_i = \frac{I_{ki}}{I_1}$$

Írjuk fel a bemenetre a csomóponti egyenletet! $I_{be} - I_1 - I_v = 0$.

Behelyettesítve, hogy

$$I_1 = \frac{I_{ki}}{A_i} \text{ és } I_v = B \cdot I_{ki}$$

adódik, hogy

$$I_{be} = \frac{I_{ki}}{A_i} + B \cdot I_{ki}$$

Ezt behelyettesítve

$$A_{iv} = \frac{I_{ki}}{\frac{I_{ki}}{A_i} + B \cdot I_{ki}}$$

Egyszerűsítés után adódik a **viisszacsatolt áramerősítés**:

$$A_{iv} = \frac{A_i}{1 + B \cdot A_i}$$

A visszacsatolt bemeneti ellenállás

$$R_{bev} = \frac{U_{be}}{I_{be}}$$

Behelyettesítve U_{be} és I_{be} értékét:

$$R_{bev} = \frac{R_{be} \cdot I_1}{I_{be}} = R_{be} \cdot \frac{\frac{I_{ki}}{A_i}}{\frac{I_{ki}}{A_i} + B \cdot I_{ki}}$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket, megkapjuk a **viisszacsatolt bemeneti ellenállást**:

$$R_{bev} = \frac{R_{be}}{1 + B \cdot A_i}$$

A visszacsatolt kimeneti ellenállás az üresjárású kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa

$$R_{kiv} = \frac{U_{kiüv}}{I_{kiv}}$$

Üresjárásban nincs visszacsatolás, ezért $U_{kiüv} = U_{ki} = R_{ki} \cdot I_{kir}$.

Behelyettesítve

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot \frac{I_{kir}}{I_{kiv}} = R_{ki} \cdot \frac{I_{be} \cdot A_{üv}}{I_{be} \cdot \frac{A_{üv}}{1 + B \cdot A_i}}$$

Elvégezve az egyszerűsítéseket, adódik a **viisszacsatolt kimeneti ellenállás**:

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot (1 + B \cdot A_i)$$

A feszültségerősítés meghatározásához felhasználjuk az előző összefüggéseket:

$$A_{uv} = \frac{U_{kr}}{U_{be}} = \frac{I_{ki} \cdot R_t}{I_{be} \cdot R_{bev}} = A_{iv} \cdot \frac{R_t}{R_{bev}} = \frac{A_i}{1 + B \cdot A_i} \cdot \frac{R_t}{\frac{R_{be}}{1 + B \cdot A_i}} = A_i \cdot \frac{R_t}{R_{be}}$$

A kapott eredmény azt mutatja, hogy a feszültségerősítés ugyanakkora marad, mint visszacsatolás előtt volt. Tehát a **viisszacsatolt feszültségerősítés** $A_{uv} = A_{uv}$.