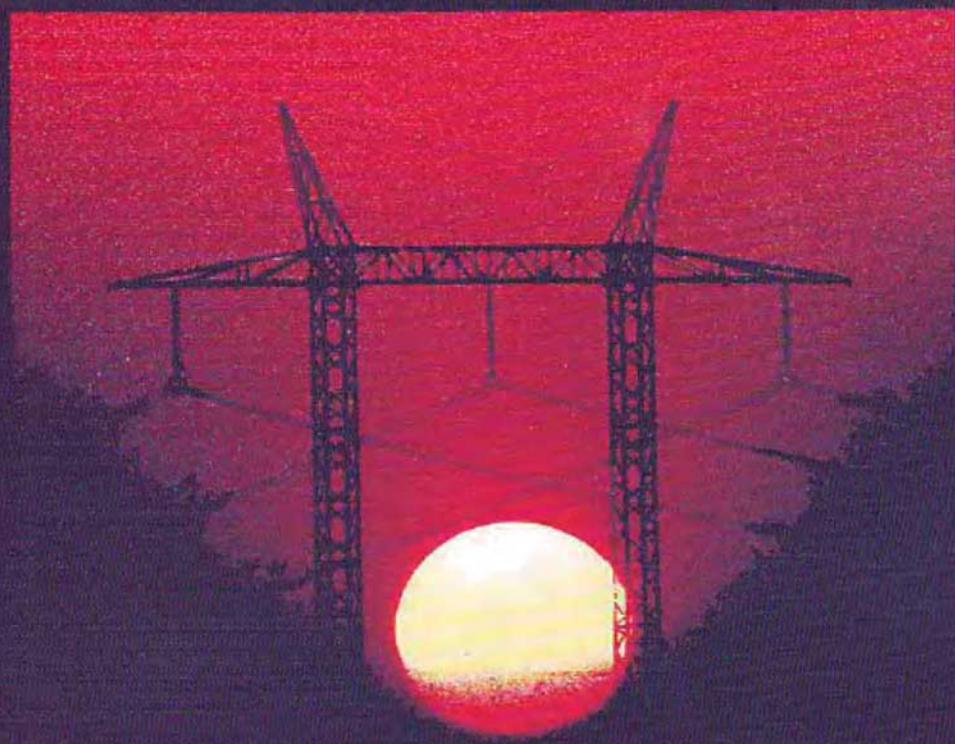


VILLAMOS SZAKMÁK

Zombori Béla

# Az elektronika alapjai



Nemzeti Tankonyvkiado

TANKONYVMEISTER KIADÓ

## Tartalomjegyzék

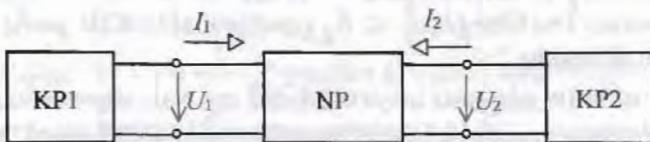
Előszó .....	7
<b>1. ELEKTRONIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK .....</b>	<b>9</b>
1.1. Kétpólusok .....	9
1.2. Négypólusok .....	12
1.2.1. Négypólusok paraméteres egyenletrendszerei .....	13
1.2.2. Négypólusok átvitele .....	17
1.2.3. Nevezetes passzív négypólusok .....	19
<b>2. FÉLVEZETŐ ÁRAMKÖRI ELEMEK .....</b>	<b>25</b>
2.1. Félvezető anyagok .....	25
2.2. Félvezető diódák .....	27
2.2.1. Általános célú dióda .....	27
2.2.2. Zener-diódák .....	30
2.2.3. Kapacitási dióda .....	31
2.2.4. Alagútdióda .....	32
2.2.5. Nagyfrekvenciás tűsdióda .....	33
2.2.6. Schottky-dióda .....	33
2.2.7. A diódák alkalmazása .....	34
2.3. Tranzisztorok .....	39
2.3.1. Bipoláris tranzisztorok .....	39
2.3.2. Unipoláris tranzisztorok .....	47
2.4. Egyéb félvezető eszközök .....	54
2.4.1. Egyrétegű tranzisztor .....	54
2.4.2. Négyrétegű dióda .....	57
2.4.3. Kétirányú kapcsolódióda – diac .....	57
2.4.4. Tirisztor .....	58
2.4.5. Triac .....	60
2.4.6. Optoelektronikai eszközök .....	61
<b>3. ANALÓG ALAPÁRAMKÖRÖK .....</b>	<b>67</b>
3.1. Erősítő alapkapsolások .....	68
3.1.1. Közös emitteres alapkapsolás .....	69
3.1.2. Közös kollektoros alapkapsolás .....	79
3.1.3. Közös bázisú alapkapsolás .....	83
3.1.4. Térvezérlésű tranzisztorral felépített erősítők .....	84

3.1.5. Többfokozatú erősítők .....	87
3.1.6. Az erősítők torzítása és zaja .....	90
<b>3.2. Visszacsatolások .....</b>	<b>91</b>
3.2.1. Negatív visszacsatolás .....	93
3.2.2. Visszacsatolások az erősítőkben .....	98
<b>3.3 Teljesítményerősítők .....</b>	<b>101</b>
3.3.1. Erősítők osztályozása .....	101
3.3.2. Teljesítményerősítő kapcsolások .....	103
<b>3.4. Szinuszos oszcillátorok .....</b>	<b>108</b>
<b>3.5. Műveleti erősítők .....</b>	<b>114</b>
3.5.1. Alapkapcsolások műveleti erősítővel .....	116
3.5.2. Műveleti erősítők munkapontbeállítása .....	118
<b>4. DIGITÁLIS ALAPÁRAMKÖRÖK .....</b>	<b>123</b>
4.1. A digitális technika alapjai .....	124
4.1.1. Számrendszerök .....	124
4.1.2. Kódolás .....	127
4.1.3. Logikai algebra .....	131
4.2. Alapáramkörök .....	137
4.2.1. Kapuáramkörök .....	139
4.2.2. Kombinációs hálózatok .....	141
4.2.3. Tárolók .....	143
4.2.4. Sorrendi hálózatok .....	148
4.2.5. Regiszterek .....	150
4.2.6. Számlálók .....	154
<b>5. IMPULZUSTECHNIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK .....</b>	<b>157</b>
5.1. Impulzusjellemzők .....	157
5.2. Jelformáló áramkörök .....	159
5.3. Tranzisztoros multivibrátorok .....	162
5.3.1. A tranzisztor, mint kapcsoló .....	162
5.3.2. Astabil multivibrátor .....	163
5.3.3. Monostabil multivibrátor .....	165
5.3.4. Bistabil multivibrátor .....	168
5.3.5. Schmitt-trigger áramkör .....	169
<b>6. ÖSSZETETT ELEKTRONIKAI ÁRAMKÖRÖK .....</b>	<b>173</b>
6.1. Szélessávú erősítők .....	173
6.2. Hangolt erősítők .....	176

<b>6.3. Műveleti erősítők alkalmazásai .....</b>	<b>178</b>
6.3.1. Erősítő kapcsolások .....	178
6.3.2. Műveletvégző áramkörök .....	181
6.3.3. Szinuszos oszcillátorok .....	183
6.3.4. Multivibrátorok .....	183
<b>6.4. Stabilizátorok .....</b>	<b>189</b>
6.4.1. Lineáris stabilizátorok .....	190
6.4.2. Kapcsolóüzemű stabilizátorok .....	193

# 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 négypólus, amelynek bemenetére egy KP1 meghajtóáramkör, kimenetére pedig egy KP2 terhelés kapcsolódik. A meghajtó- és a terhelőáramkörök kétpólusok. Megegyezés szerint a feszültségek nyilai lefelé, az áramok nyilai befelé mutatnak. Ha a valóságban nem ilyenek az irányok, akkor azt negatív előjellel jelöljük.

## 1.1. Kétpólusok

A kétpólusok két villamos csatlakozóponnal rendelkező áramkörök. Egyik csoportjuk energiát szolgáltat, ezeket **aktiv 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, tekercekből álló bonyolult villamos hálózat is.

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.

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.

A passzív kétpólus egy impedanciával helyettesíthető, amely a helyettesítendő kétpólus eredő impedanciája.

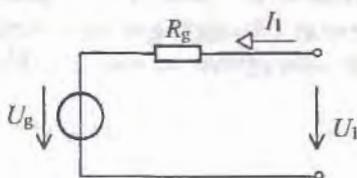
Az aktív kétpólusok helyettesítése Thevenin vagy Norton tétele szerint történik.

**Thevenin-tétel:** az aktív kétpólus helyettesíthető egy valóságos feszültséggenerátorral, amelynek  $U_g$  forrásfeszültsége megegyezik a helyettesítendő kétpólus üresjárási kimeneti feszültségével, az  $R_g$  generátor-ellenállás pedig a kapcsokra számított eredő ellenállás.

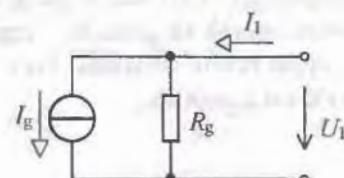
**Norton-tétel:** az aktív kétpólus helyettesíthető egy valóságos áramgenerátorral, amelynek forrásárama megegyezik a helyettesítendő kétpólus rövidzárási kimeneti áramával, a generátor-ellenállás pedig a kapcsokra számított eredő ellenállás.

Egyezményesen a kétpólusba befolyó áramok irányát tekintjük pozitív előjelűnek.

A Thevenin-helyettesítőképe az 1.2. ábrán, a Norton-helyettesítőképe pedig az 1.3. ábrán látható.



1.2. ábra. Thevenin-helyettesítőkép



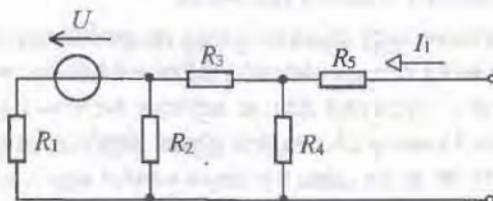
1.3. ábra. Norton-helyettesítőkép

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

### 1. feladat

Helyettesítsük az 1.4. ábrán látható hálózatot Thevenin és Norton helyettesítő képével!

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



1.4. ábra. Az 1. feladat áramköre

**Az 1. feladat megoldása**

A Thevenin-helyettesítőkép elemeinek számítása:

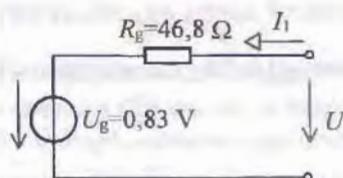
Az üresjárás miatt  $I_1 = 0$ , ezért az  $R_5$  ellenálláson nincs feszültségesés, így az  $R_4$  ellenálláson eső feszültség megegyezik az üresjárási kimeneti feszültséggel. Ezt feszültségesztással kiszámítva:

$$U_g = U_4 - U \cdot \frac{(R_3 + R_4) \times R_2}{R_1 + (R_3 + R_4) \times R_2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 10 \cdot \frac{(50+10) \times 30}{20 + ((50+10) \times 30)} \cdot \frac{10}{50+10} = \\ = 0,833 \text{ V.}$$

A generátor ellenállása a kimeneti kapcsokra számított eredő ellenállás:

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

Tehát a Thevenin-helyettesítőkép:



**1.5. ábra.** Az 1. feladat Thevenin helyettesítőképe

A Norton-helyettesítőkép elemeinek számítása a következők szerint történik:

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

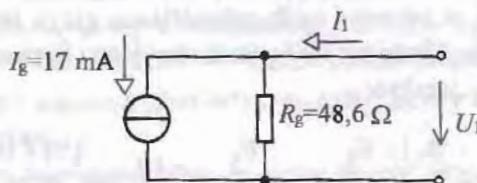
A rövidzárást létrehozó vezetéken ugyanakkora áram folyik, mint az  $R_5$  ellenálláson.

$$U_{4S} = U \cdot \frac{((R_4 \times R_5) + R_3) \times R_2}{R_1 + ((R_4 \times R_5) + R_3) \times R_2} \cdot \frac{R_4 \times R_5}{R_3 + (R_4 \times R_5)} = \\ = 10 \cdot \frac{((10 \times 40) + 50) \times 30}{20 + ((10 \times 40) + 50) \times 30} \cdot \frac{10 \times 40}{50 + (10 \times 40)} = 0,68 \text{ V.}$$

$$I_g = I_5 = I_g = \frac{U_{4S}}{R_5} = \frac{0,68}{40} = 0,017 \text{ A} = 17 \text{ mA,}$$

$$R_g = 48,6 \Omega.$$

Tehát a Norton-helyettesítőkép:



1.6. ábra. Az 1. feladat Norton-helyettesítőképe

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

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

A Norton-helyettesítőképet üresjárásvban üzemeltetve a Thevenin-generátor forrásfeszültsége számítható:

$$U_g = I_g \cdot R_g.$$

A generátorok  $R_g$  ellenállásai minden helyettesítő képben azonosak.

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

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

## 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 fogalmazunk 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 jellemzőik fontosak, amelyek a ki- és bemeneti kapocspárok felől nézve írják le az áramkör viselkedését. Ilyenkor elvonatkoztatunk attól, hogy ténylegesen milyen alkatrészekből épül fel a négypólus és milyen áramköröket tartalmaz. Ilyen szempontból a négypólusok viselkedésének jellemzésére a gyakorlatban legjobban a paraméteres egyenletrendszerek és az átviteli mennyiségek használhatók.

### 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 leginkább a Z impedanciaparaméteres és a H hibrid paraméteres egyenletrendszerek használatosak.

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

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

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 (üresjárás). Ilyenkor az egyenlet:

$$U_1 = Z_{11} \cdot I_1, \quad \text{és ebből}$$

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

(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 hánnyadosaként számítható **üresjárási bemeneti impedancia**.

Hasonló gondolatmenettel adódik a többi paraméter is. A

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

az üresjárási átviteli (transzfer) **impedancia**, a

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

az üresjárási átviteli **impedancia**, és a

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

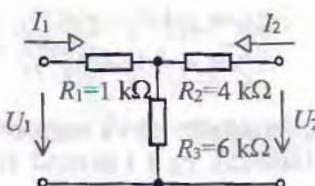
az üresjárási **kimeneti impedancia**.

Kövessük végig a Z paraméterek meghatározását egy egyszerű példán!

## 2. feladat

Írjuk fel az 1.7. ábrán látható négypólus Z paraméteres egyenletrendszerét!

Adatok:  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 6 \text{ k}\Omega$ .



1.7. ábra. A 2. feladat áramköre

### A 2. 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

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

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:

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

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

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

(A vegyes indexű paraméterek abszolút értéke minden passzív négypólusnál azonos.)

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

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

A kiszámított paraméterekkel felírható a négypólus  $Z$  paraméteres egyenletrendszere:

$$\begin{aligned} U_1 &= 7 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 6 \cdot 10^3 \cdot I_2, \\ U_2 &= 6 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 10^4 \cdot I_2. \end{aligned}$$

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

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

$$\begin{aligned} U_1 &= H_{11} \cdot I_1 + H_{12} \cdot U_2, \\ I_2 &= -H_{21} \cdot I_1 + H_2 \cdot U_2. \end{aligned}$$

Az előző gondolatmenetet követve értelmezhetjük a paramétereket. A

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

a **rövidzárási** ( $U_2=0$ ) **bemeneti impedancia**. A

$$H_{12} = \frac{U_1}{U_2} \Big|_{I_1=0}$$

az **üresjárási feszültség-visszahatás**, amely azt jellemzi, hogy a kimeneti feszültség milyen mértékben befolyásolja a bemeneti feszültség értékét. A

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

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

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

az **üresjárási kimeneti admittancia**.

### 3. feladat

Írjuk fel az 1.7. ábra négypólusának  $H$  paraméteres egyenletrendszerét!

#### A 3. 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:

$$H_{11} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{I_1 \cdot (R_1 + (R_2 \times R_3))}{I_1} = R_1 + (R_2 \times R_3) = 1 + (4 \times 6) = 1 + 24 = 3,4 \text{ k}\Omega.$$

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

$$H_{12} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\frac{U_3}{R_3} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{\frac{U_2}{R_2 + R_3}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{6}{4 + 6} = \frac{6}{10} = 0,6.$$

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

A  $H_{21}$  számításához a kimenetet rövidre kell zární, így a négypólusba befolyó  $I_1$  áramból áramosztással adódik az  $R_2$  ellenálláson folyó  $I_2$  áram:

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

Tehát a bemeneti áram 0,6-szerese jut a kimenetre, ha a kimenetet rövidre zártuk. Jól látható, hogy az így számított áram előjelc cllentétes a rajzon jelölt, egyezményes áramiránnyal.

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

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

A kiszámított paraméterekkel a négypólust jellemzve a következő egyenletrendszert 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. Négypólusok átvitele

A négypólusok átvitele valamelyen kimeneti és bemeneti mennyiség viszonyát jellemzi. Másképpen fogalmazva az átvitel azt mutatja, hogy a négypólus hogyan módosítja a bemenetére adott jel értékét.

A legáltalánosabban az  $a_p$  teljesítményátvitel jellemzi a négypólust:

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

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 négpólus aktív, akkor a kimeneti mennyiségek nagyobbak, mint a bemenetek, ilyenkor az átvitelt erősítésnek, ellenkező esetben csillapításnak nevezzük.

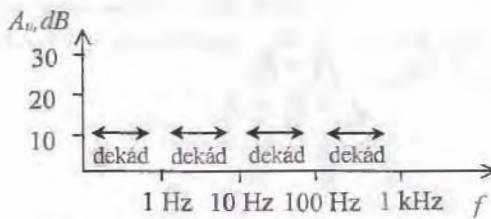
A három átviteli mennyiség viszonysszám, ezért nincs mértékegysége ( pontosabban fogalmazva: mértékcígségük = 1). A műszaki gyakorlatban ezeknek a viszonysszámoknak a logaritmizált értékét használják. Az átvitelek természetes alapú logaritmusa az átvitel értékét **neper (N)**-ben adja, a tízes alapú logaritmust alkalmazva az átvitel **bel (B)**-ben adódik. A továbbiakban az átvitel számításáriál a tízes alapú logaritmusképzést alkalmazzuk. Mivel azonban a bel túl nagy egység, ezért kényelmesebb tizedrészének használata. Így az átvitelt **decibel (dB)-ben** számoljuk.

A megismert átviteleket a következők szerint számítjuk ki decibelben:

$$a_p^{\text{dB}} = 10 \cdot \lg \frac{P_{ki}}{P_{be}}, \quad a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ki}}{U_{be}}, \quad a_i^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{I_{ki}}{I_{be}}.$$

A teljesítmény-átvitel számításánál szereplő 10-es szorzószám a bel és a decibel közötti átváltásból adódik. A feszültség- és az áramátvitel 20-as szorzoja abból adódik, hogy a teljesítmény és a feszültség, ill. az áram közötti összefüggés négyzetes.

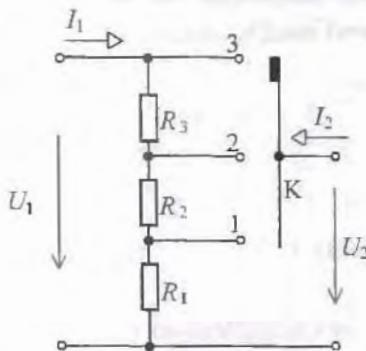
Abban az esetben, ha a négpólus frekvenciafüggő elemeket is tartalmaz – pl. kapacitást, vagy induktivitást –, akkor az átvitelek is frekvenciafüggőek lesznek. A négpólusokat ilyenkor **átviteli jelleggörbékkel (karakterisztikájukkal)** jellemzzük, amely az átvitel változását ábrázolja a frekvencia függvényében. Azért, hogy minél szélesebb frekvenciatartományban történhessen az ábrázolás, a vizsgintes 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 koordinátarendszer mutat az 1.8. ábra.



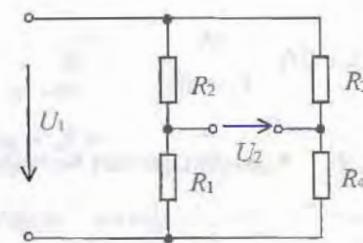
1.8. ábra. Logaritmikus koordinátarendszer

### 1.2.3. Nevezetes passzív négypólusok

Az egyik leggyakrabban használt passzív négypólus a feszültségesosztó áramkör. Az **1.9.** és az **1.10.** ábra két jellegzetes alkalmazást mutat.



1.9. ábra. Többlépcsős feszültségesosztó



1.10. ábra. Wheatstone-híd

Az **1.9.** ábra áramköre egy többlépcsős feszültségesosztó olyan változata, amely három lépcőben osztja le a bemeneti feszültséget. A többlépcsős osztókat a feszültségmérő műszerek méréshatárváltójaként használják. Az ilyen alkalmazásnál az áramkör négypólusjellemzői közül elsősorban a feszültségátvitel ismerete fontos. Az ábrán látható áramkörnél a kapcsoló állásától függően a feszültségátvitel három különböző értékű lehet:

$$a_{v1} = \frac{U_2}{U_1} - \frac{U_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}}{U_1} = \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}},$$

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

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

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

Az 1.10. ábra áramköre a két feszültségesztőből álló Wheatstone-híd. Kimeneti feszültsége a két feszültségesztő kimeneti feszültségeinek különbsége. Ennek megfelelően ennél a négpólusnál is elsősorban 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:

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

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 hid kiegyenlített állapota. Ilyenkor

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

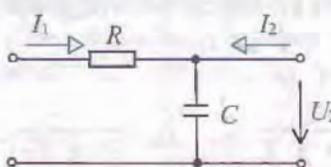
Átrendezve az egyenletet adódik a kiegyenlítés feltétele:

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4.$$

A kiegyenlített Wheatstone-híd ismeretlen ellenállások értékének meghatározására alkalmazható.

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

Az **1.11.** ábrán látható áramkör az **aluláteresztő szűrő**.



**1.11.** ábra. Aluláteresztő szűrő

Az áramkör tulajdonképpen egy  $RC$  tagból kialakított feszültségesztő. 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 viszont 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 mértekben leosztja.

A pontosabb vizsgálathoz írjuk fel a feszültségesztést 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

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

$|X_C|$  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 határfrekverciája:

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

Logaritmikus egységekben is kifejezzük az átviteleket:

– kisfrekvencián  $a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg 1 = 0, \quad a_u^{\text{dB}} = 0 \text{ dB};$

– nagyfrekvencián  $a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg (X_c/R) = 20 \cdot \lg X_{cc} - 20 \cdot \lg R.$

A kifejezés első tagja frekvenciafüggő, amelyet tovább részletezve:

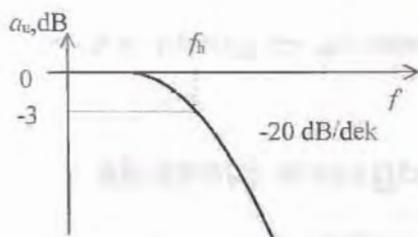
$$20 \cdot \lg |X_c| = 20 \cdot \lg \frac{1}{\omega \cdot C} - 20 \cdot \lg \omega \cdot C = -20 \cdot \lg (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)$$

Az átvitelnek ez az összetevője tehát (logaritmikus skálán) a frekvenciával egyenesen arányosan 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.**

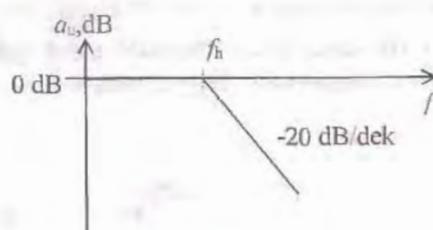
– Határfrekvencián  $a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -20 \cdot \lg 1,41 = -3,$

$$a_u^{\text{dB}} = -3 \text{ dB}.$$

Az eredményeket ábrázolva megkapjuk az aluláteresztő szűrő frekvenciaátviteli jelleggörbékét. Ez látható az 1.12. ábrán.



1.12. ábra. Az aluláteresztő szűrő frekvenciaátviteli jelleggörbéje

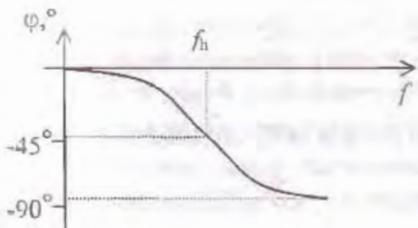


1.13. ábra. Az aluláteresztő szűrő Bode-diagramja

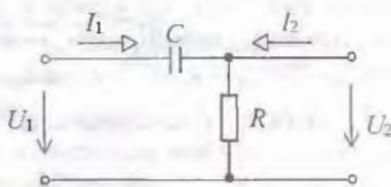
Az ábrázolás egyszerűsítése érdekében az átvitelt Bode-diagramjával rajzoljuk fel.

A valóságos karakterisztika törtvonalas közelítése látható az 1.13. ábrán.

Az átvitel változása mellett a frekvencia függvényében változik az áramkör fázis-tolása is. Ez pontosan megegyezik egy soros  $RC$  tag fázismenetével, amint az az 1.14. ábrán látható.



1.14. ábra. Az aluláteresztő szűrő fázismenete



1.15. ábra. Felüláteresztő szűrő

Az 1.15. ábra áramkörc 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

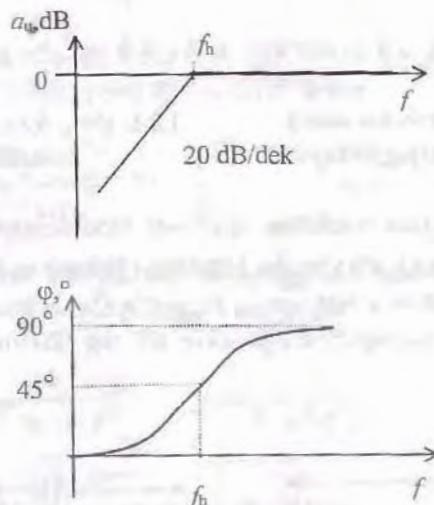
$$a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{R}{|X_C|} = 20 \cdot \lg R - 20 \lg |X_C|.$$

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

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

Határfrekvencián az átvitel itt is:  $a_u = -3$  dB.

Az 1.16. ábrán a felüláteresztő szűrő frekvenciaátviteli jelleggörbéje és fázistolása látható a frekvencia függvényében.



1.16. ábra. A felüláteresztő szűrő átvitele és fázistolása

### Ellenőrző kérdések

1. Hogyan csoportosíthatók a kétpólusok?
2. Hogyan számíthatók ki a Thevenin- és a Norton-helyettesítőkép elemei?
3. Csoportosítsuk a négypólusokat!
4. Milyen mennyiségek között teremtenek kapcsolatot az impedanciaparaméterek?
5. Értelmezük a  $H$  paraméterek jelentését!
6. Milyen mennyiségek között teremt kapcsolatot a négypólusok átvitcle?
7. Rajzoljuk fel a Wheatstone-hidat és határozzuk meg a kiegyenlítés feltételét!
8. Mít ábrázol a négypólusok átviteli jelleggörbéje és fázismenete?
9. Magyarázzuk meg a határfrekvencia fogalmát!
10. Rajzoljuk fel az alul- és felüláteresztő szűrő Bode-diagramját!

## 2. FÉLVEZETŐ ÁRAMKÖRI ELEMEK

### 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 villamosan semleges, mert a negatív töltésű elektronok száma megegyezik az atommagban lévő protonok számával. Az elektronok a mag körül elektronhéjakon rendeződnek el, amelyek közül a legkülsőn lévő elektronok a **vegyérték- (valencia-) elektronok**. A vegyértékelektronok létesítenek kötést az anyagok egyes atomjai között, így alakul ki a kristályszerkezet. Ezeknek a vegyértékelektronoknak egy része azonban, ha megfelelő nagyságú külső energiát közlünk az anyaggal, kiszakad a kötésből, szabaddá válik, képes elmozdulni az anyagban. Ilyenkor az eredeti helyükön egy pozitív töltés marad hátra, amelyet lyuknak nevezünk. **Végeredményben tehát külső energiaközlés hatására elektron–lyuk párok jönnek létre az anyagban.** Az ilyen szabad töltéshordozókkal rendelkező anyag alkalmas az áramvezetésre.

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 képesek felvenni a környezetükönél, hőenergia formájában. Az ilyen anyagok a **vezetők**, mint pl. réz, alumínium stb.

Az anyagok egy másik csoportjánál szobahőmérsékleten egyáltalán nincsenek szabad töltéshordozók, így **szigetelőként** viselkednek.

A szabad töltéshordozók számát tekintve a két csoport között helyezkednek el a **félvezetők**: szobahőmérsékleten rendelkeznek szabad töltéshordozókkal, ezek száma azonban csekély.

A félvezető anyagok a periódusos rendszer négy vegyértékű elemei, a félvezető alkatrészeken alapanyagként leggyakrabban a germániumot és elsősorban a szilíciumot, a vegyületek közül pedig a gallium-arszenidet (GaAs) használják.

A félvezető anyagokban létrejövő szabad töltéshordozók külső feszültség hatására egy irányba mozogva áramot hoznak létre. Ezt az áramot nevezzük a félvezetők **saját vezetésének**. A saját vezetést a félvezető alkatrészek működéséhez nem lehet kihasználni, mert az így létrejövő áram értéke kicsi – legfeljebb  $\mu\text{A}$  nagyságrendű –

és igen hátrányos tulajdonsága, hogy erősen hőmérsékletfüggő: értéke a hőmérséklettel exponenciálisan változik.

A félvezető anyag áramvezető képességének növelése és az áram hőmérsékletfüggésének csökkentése úgy lehetséges, ha mesterségesen **adalékolással (szennyezéssel)** megnöveljük a szabad töltéshordozók számát. Ez a technológiai eljárás az anyagban meglévő elektron–lyuk párok elektronjainak vagy lyukainak számát növeli meg.

Ha a félvezető kristályba öt vegyértékű atomokat visznek be erre alkalmas technológiával, akkor az öt vegyértékelektronból négy kötést létesít a félvezető kristály szomszédos atomjaival, hiszen ezek négy vegyértékűek. A kötésből kimiradó egy vegyértékelektron a szabad töltéshordozók számát gyarapítja, így minden egyes öt vegyértékű szennyező atom egy szabad töltéshordozót hoz létre. Az adalékolás mértékének beállításával tehát pontosan meghatározható a szabad töltéshordozók száma, vagyis külső feszültség rökkönysége esetén a kristályon folyó áram nagysága. Az ilyen típusú szennyezés a negatív töltéshordozók számát növeli, ezért **n-típusú**, vagy más néven **donor** (adó) adalékolásnak nevezük. Ilyen típusú adalékolást hoz létre pl. az arzén, az antimón stb.

Az adalékolás után tehát a kristályban jelen vannak a hőenergia hatására keletkező elektron–lyuk párok (saját vezetés) és az adalékolással bevitt nagyszámú elektron. A teljes elektronáram kisebbik része – a saját vezetésből adódó – erősen hőmérsékletfüggő, nagyobbik része – a adalékolás hatására kialakuló áram – egyáltalán nem függ a hőmérséklettől. Összességében az elektronok száma csak kis mértékben függ a hőmérséklettől.

Mivel az elektronok száma jóval nagyobb, mint a lyukak száma, ezért az elektronok a **többségi töltéshordozók**, a lyukak pedig a **kisebbségi töltéshordozók**. A kisebbségi töltéshordozók száma, az előzőekben elmondottak szerint erősen hőmérsékletfüggő.

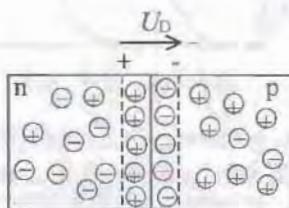
Másik lehetőség a félvezetők vezetőképességének növelésére a lyukak számának gyarapítása. Ez három vegyértékű elemmel történő adalékolással lehetséges. Ilyen anyag pl. a bór, az indium, a gallium stb. A három vegyértékelektron a félvezető anyag négy vegyérték-elektronjából csak háromat tud lekötni, így a kötésben hátramarad egy lyuk. Az adalékolás mértékével beállítható a lyukak száma. Most a többségi töltéshordozók a lyukak, a kisebbségek pedig az elektronok. Ezt a fajta adalékolást **p-típusú** vagy **akceptor** (felvezvő) **adalékolásnak** nevezük. Ebben az esetben is igaz, hogy a többségi töltéshordozók száma kevésbé függ a hőmérséklettől, míg a kisebbségek erősen hőmérsékletfüggő.

Ha a félvezető kristály egyik részét n típusúra, a másik részét p típusúra adalékolják, akkor az eltérően szennyezett részek érintkezési felülete mentén **p-n átmenet** jön létre. Az n réteg elektronjai közül néhány a határfelület mentén átkerül a p-rétegbe. Itt nagy valószínűséggel találkozik egy lyukkal, hiszen a p-rétegen ezek a többsé-

gi töltéshordozók. Az elektron és a lyuk semlegesíti egymást, az elektron ezzel helyhez kötődik. Ez a jelenség a **rekombináció**. Hasonló jelenség játszódik le a határfelület n típusú oldalán a másik rétegből átkerült lyukakkal. Végeredményben tehát a gyártás pillanatában a határfelület mentén a p oldalon elektronok, az n oldalon lyukak halmozódnak fel, helyhez kötődve. Ennek az a következménye, hogy:

- a rekombináció miatt egy olyan réteg jön létre, amelyben nem lesznek szabad töltéshordozók, így ez szigetelőként viselkedik. A szabad töltéshordozók hiánya miatt a kristálynak ezt a részét **kiürített rétegnék** nevezzük.
- a helyhez kötődő töltéshordozók a kristályon belül, a határréteg két oldala között potenciálkülönbséget hoznak létre. Ennek neve  $U_D$  **diffúziós potenciál**. Értéke germánium alapanyag esetén kb. 200 mV, szilicium alapanyagnál 600–700 mV,
- a kiürített rétegen létrejövő diffúziós potenciál polaritása miatt a két réteg között nem lehetséges a többségi töltéshordozók áramlása, vagyis áramvezetés. A diffúziós potenciál viszont elősegíti a kisebbségi töltéshordozók áramlását.

Az előzőek szerint kialakuló állapotot szemlélteti vázlatosan a 2.1. ábra.



2.1. ábra. A p-n átmenet

## 2.2. Félvezető diódák

### 2.2.1. Általános célú dióda

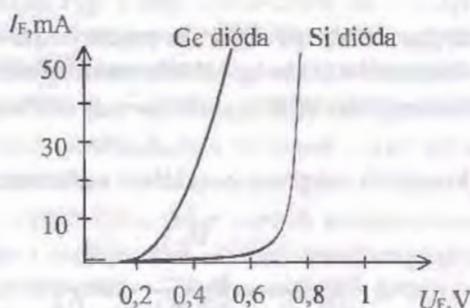
Ha a p-n átmenetet kivezetésekkel látjuk el, akkor félvezető rétegdiódához jutunk. A p-réteg elektródája az anód (pozitív elektróda), az n rétegé a katód (negatív elektróda). Az így elkészített dióda jelképi jelölése a 2.2. ábrán látható.



2.2. 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.

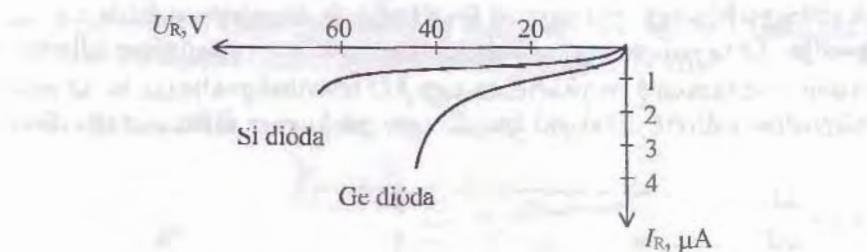
Ha dióda anódjára a katódhoz képest pozitív feszültséget kapcsolunk, akkor a külső feszültség ellentétes polaritású a belső diffúziós potenciállal, ezért képes annak hatását lerontani. Ez a kiürített réteg szélességének csökkenésével, ill. annak eltüntetésével jár, ami viszont lehetővé teszi a két réteg között a többségi töltéshordozók áramlását. A dióda anódja és katódja között tehát áram folyik. Az ilyen polaritású külső feszültséget **nyitó irányú feszültségnak** nevezzük. A nyitó irányú feszültség és a diódán átfolyó áram közötti összefüggést a dióda **nyitó irányú jelleggörbéje** határozza meg, amit a 2.3. ábra mutat.



2.3. ábra. A dióda nyitó irányú jelleggörbéje

(A jelleggörbén feltüntetett F index az angol *forward*, azaz előre – esetünkben: nyitó – 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 igen nagy mértékben változik az áram. A dióda nyitásához tartozó  $U_D$  feszültséget **küsöbfeszültségnak** nevezzük. Ez germánium alapanyagú diódáknál kb. 0,2 V, a szilicium alapanyagúknál 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 feszültséget kapcsolva a dióda zárt állapotba kerül. Ilyenkor a diódán csak a kisebbsegi töltéshordozók árama folyik. Növelte a zárfeszültséget egy határ után a dióda tönkremegy. A zárt irányú jelleggörbét a 2.4. ábra szemlélteti.

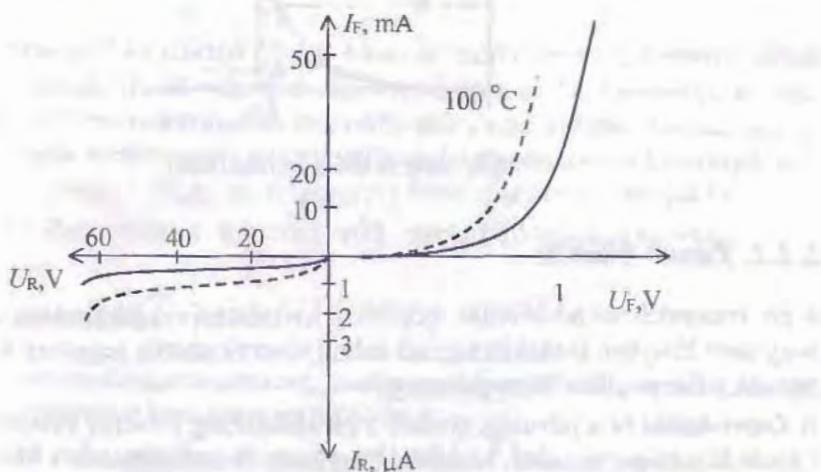


2.4. ábra. A dióda záró irányú jelleggörbéje

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

A nyitó és a záró irányú jelleggörbék között látható, hogy a szilícium alapanyagú diódának minden tekintetben jobbak a minőségi jellemzői.

A félvezető dióda teljes jelleggörbékét – szilíciumdióda esetén – a 2.5. ábra mutatja, feltüntetve a hőmérsékletfüggést is.



2.5. ábra. A félvezető dióda teljes jelleggörbéje

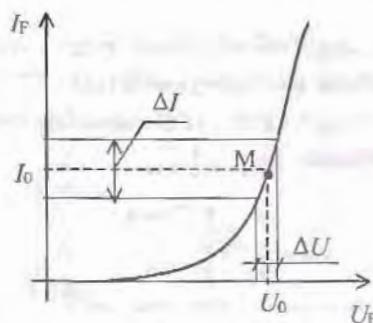
A jelleggörbe egy adott pontjához tartozó feszültség- és áramérték hányadosa a dióda **egyenáramú ellenállása**:

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

A jelleggörbén egy összetartozó feszültség- és áramérték a dióda  $U_0 - I_0$  **munkapontja**. Az egyenáramú ellenállás tehát egy adott munkapontban jellemzi a diódát. Adott munkapont környezetében egy  $\Delta U$  feszültségváltozás és  $\Delta I$  áramváltozás hánnyadosa a dióda váltakozó áramú, vagy másnéven **differenciális ellenállása**:

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

A két ellenállás értelmezését és szerkesztését szemlélteti a 2.6. ábra.



2.6. ábra. A dióda ellenállásai

### 2.2.2. Zener-diódák

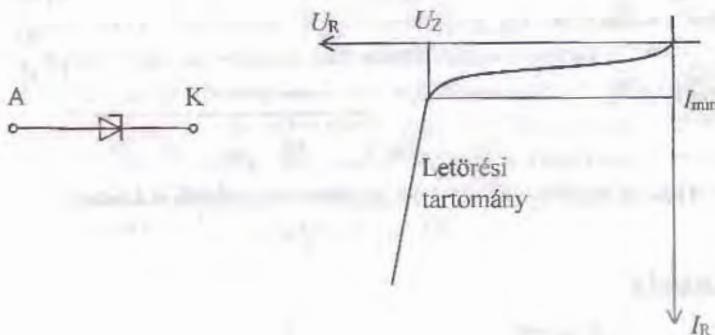
A pn átmenetek az adalékolás megfelelő kialakításával alkalmassá tehetők arra, hogy záró irányban is tönkremenetel nélkül üzemeltethetők legyenek és kialakuljon benne a Zener-, ill. a lavinajelenség.

A **Zener-hatás** az a jelenség, amikor a zárófeszültség hatására töltéshordozók szabadnak ki a kristályrácsból. Megfelelő nagyságú feszültségnél ez a jelenség hirtelen játszódik le, nagy számú szabad töltéshordozót hozva létre.

A **lavinajelenség** eredménye szintén nagy számú 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 helyükéről. Az így keletkezett töltéshordozók is felgyorsulnak és ütközés után újabb töltéshordozókat szabadítanak ki a kötésből. Ez a folyamat lavinaszerűen folytatódik. Mindkét hatást korlátozni kell, különben a Zener-dióda tönkremegy.

Az erősebb adalékolt Zener-diódáknál a Zener-hatás dominál, a gyengébben adalékoltnál inkább a lavinajelenség hatása a döntő. Mindkét esetben a dióda anódja és katódja között kívülről az érzékelhető, hogy egy meghatározott nagyságú

zárófeszültség mellett hirtelen megnövekszik a záro irányú áram. Ezt a jelleggörbében egy ún. **letörési szakasz** ábrázolja, amint ez a 2.7. ábrán látszik.



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

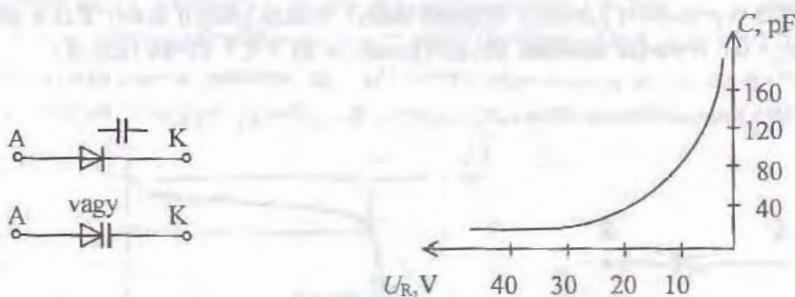
A letörési tartományra az jellemző, hogy közel állandó feszültség mellett a dióda árama széles határok között változhat. Ez a feszültség az  $U_Z$  **Zener-feszültség**. A dióda tehát a letörési tartományban az anódja és a katódja közötti feszültséget jó közelítéssel állandó értéken tartja. Ezt a feszültségstabilizálási hatást használjuk ki a gyakorlatban úgy, hogy a dióda munkapontját a letörési szakaszra állítjuk be. Nyitóirányban a Zener-dióda is úgy viselkedik, mint az általános célú dióda.

### 2.2.3. Kapacitásdióda

A másképpen varicap-diódának nevezett cszköz 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 vezetöként viselkedő p. és n réteget. Ez egy kondenzátornak megfelelő elrendezés, amelynek kapacitása a kiürített réteg szélességével változtatható.

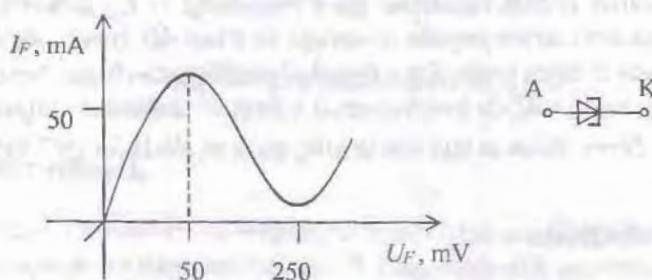
Ha a diódára záro irányú feszültséget kapcsolunk, akkor ennek változtatásával változtatható a kiürített réteg szélessége is. A varicap-dióda jelképi jelölését és a zárófeszültség – kapacitás jelleggörbéjét a 2.8. ábra mutatja.



2.8. ábra. A varicap-dióda jelleggörbje és jelképi jelölése

## 2.2.4. Alagútdióda

Az alagút- (tunnel- vagy Esaki-) dióda igen erősen adalékolta p- és n-retegekből álló félvezető cszköz. Az áram a rákapcsolt feszültségtől függően a 2.9. ábra szerint alakul. Ugyanitt látható a dióda jelképi jelölése is.



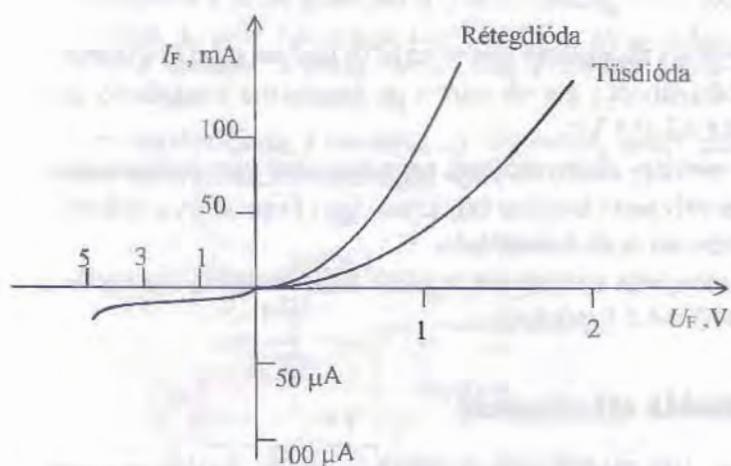
2.9. ábra. Az alagút dióda jelleggörbje és jelképi jelölése

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 feszültségig az áram növekszik, majd 50 mV és 250 mV között a növekvő feszültséghez csökkenő áramértek tartoznak. Ez negatív differenciális ellenállást jelent. Az ezen a szakaszon lejátszódó jelenség az alagúthatás. A 250 mV feletti nyitófeszültségű tartományban az áram értéke a diódáknál megismert módon újra növekszik. Az alagútdióda negatív ellenállású munkapontban üzemeltetve pl. rezgőkörök veszteségének kompenzációjára alkalmazható.

## 2.2.5. Nagyfrekvenciás tűsdióda

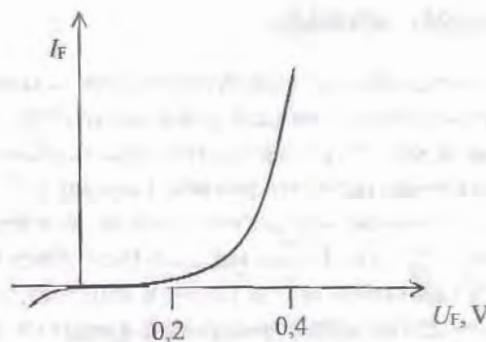
Az előzőekben megismert diódáknak még nyitó irányban is számottevő kapacitásuk van. Ez a nagyfrekvenciás alkalmazásoknál problémát okozhat, mert itt a dióda már szinte rövidzárként viselkedik. Nagyfrekvenciás áramkörökben is alkalmazhatók a **kis belső kapacitással rendelkező tűsdiódák**. Ezeknél a félvezető kristály pn átmenetét a félvezető kristály és a felületérc szorított, jó áramvezető fémtű érintkezési pontja helyettesíti. Az ilyen átmenettel rendelkező dióda működése hasonló a rétegdiódához, de kis kapacitása mellett kisebb a záró irányú és nagyobb a nyitó irányú ellenállása. A dióda szerkezetét, valamint a rétegdióda és a tűsdióda jelleggörbéje közötti eltéréseket mutatja a 2.10. ábra.



2.10. ábra. A tűsdióda jelleggörbje

## 2.2.6. Schottky-dióda

A Schottky-dióda fém–félvezető átmenetből áll, amelyet úgy készítnek, hogy egy adalékkolt, legtöbbször n típusú félvezetőanyagra igen vékony aranyréteget párologtatnak. Csak a félvezetőben alakul ki kiürített réteg, aminek áramvezető tulajdonságai külső feszültséggel befolyásolhatók. A fémrétegre pozitív, a félvezetőrétegre pedig negatív feszültséget kapcsolva a dióda kinyit, ellenkező esetben lezár. A fém–félvezető átmenet tehát diódaként viselkedik. A Schottky-dióda jelleggörbét a 2.11. ábra mutatja.



2.11. ábra. A Schottky-dióda jelleggörbje

A Schottky-dióda alkalmazás szempontjából legfontosabb tulajdonságai:

- nyitófeszültsége kisebb mint a pn 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 nagy-frekvencián is jól használható.

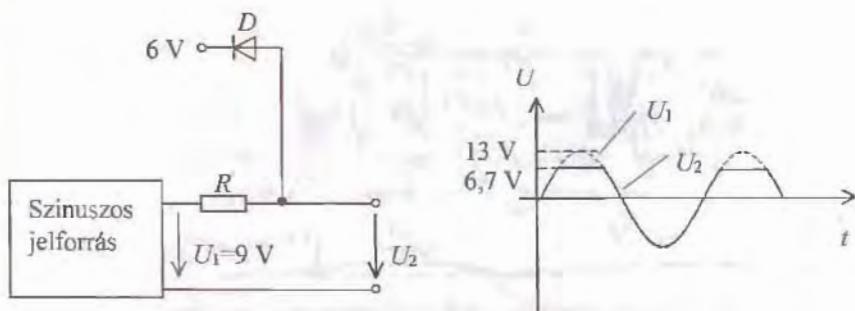
Szinte kizárolagosan az integrált digitális áramkörökben alkalmazzuk a működés gyorsítására (l. a 4.2.1. pontot).

## 2.2.7. A diódák alkalmazása

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

A **vágóáramkör** feladata, hogy az áramkör valamely pontján megakadályozza a feszültség adott érték fölötti növekedését. 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 2.3. ábrán látható dióda-jelleggörbe is mutatja.

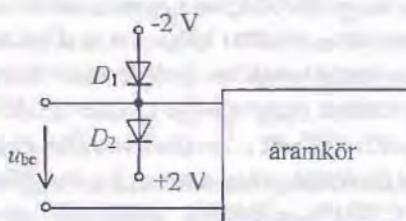
A 2.12. ábra egyszerű áramkörének feladata az, hogy a szinuszos váltakozó feszültség pozitív csúcsát levágja.



2.12. ábra. Vágóáramkör

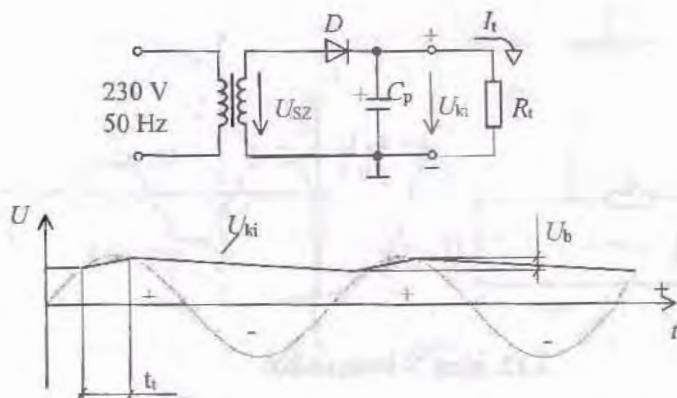
Az ábrán látható példában a dióda katódjára 6 V-os feszültség kerül, ezért a vágási szint kb. 6,7 V, hiszen a dióda akkor nyit ki, ha anódján kb. 0,7 V-tal nagyobb feszültség van, mint a katódján. A dióda nyitása után a feszültség lényegesen már nem növekedhet 6,7 V fölött.

Egy másik gyakori vágókapesolás a két diódából álló védőáramkör, amely a 2.13. ábrán látható példában egy áramkör bemenetét védi.



2.13. ábra. Bemeneti védelem

Ha a bemeneti feszültség meghaladja a +2,7 V-ot, akkor a  $D_2$  dióda kinyit és meg-tartja a feszültséget. A -2,7 V-os feszültség elérésekor a  $D_1$  dióda teszi ugyancszt. A legjelentősebb alkalmazási terület az **egyenirányítóként** való alkalmazás. Az alábbi példák a diódák hálózati címen irányítókban való felhasználását szemléltetik. A legegyszerűbb ilyen áramkör a 2.14. ábrán látható **egyutas egyenirányító kapcsolás**.

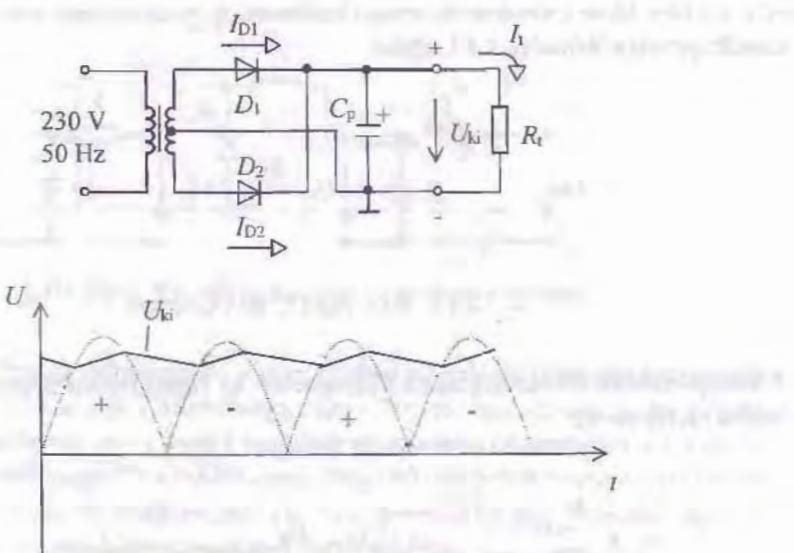


2.14. ábra. Egyutas egyenirányító kapcsolás

A dióda a szinuszos szekunder feszültség negatív félperiódusában nem nyit ki, mert az anódja negatívvább feszültséget kap, mint a katódja. A pozitív félperiódusban a dióda nyit, és ha nem lenne a kapcsolásban kondenzátor, akkor egy lüktető egyenfeszültség keletkezne a szinuszos feszültség pozitív félperiódusaiból. A  $C_p$  **pufferkondenzátor** szerepe az, hogy feltöltődve egyenletesebbé tegye, kisimitsa 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  $U_b$  **búgofeszültségnek** nevezzük, amelynek frekvenciája  $f_b = 50$  Hz (a hálózati feszültség frekvenciája).

Az egyenirányítók által előállított egyenfeszültség minőségi jellemzője a búgofeszültség 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  $C_p = 1000\text{--}10\,000\ \mu\text{F}$ .

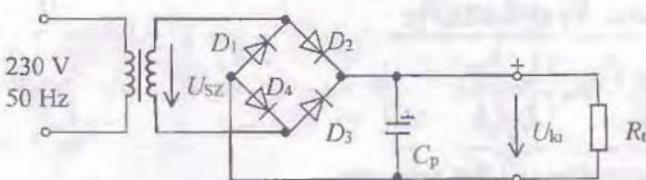
Másik megoldás a búgofeszültség csökkentésére és a terhelhetőség növelésére az, hogy a negatív félperiódust is felhasználjuk a kondenzátor töltésére. Erre a 2.15. ábrán látható **kétutas egyenirányító kapcsolás** alkalmas.



2.15. 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 búgófeszültség nagysága csökken, frekvenciája  $f_b = 100$  Hz lesz (a hálózati frekvencia kétszerese).

Elkerülhető a középleágazású transzformátor alkalmazása, ha **hid- (Greatz-) kapcsolású** egyenirányítót alkalmazunk. Ez a négy diódából álló áramkör látható a 2.16 ábrán.

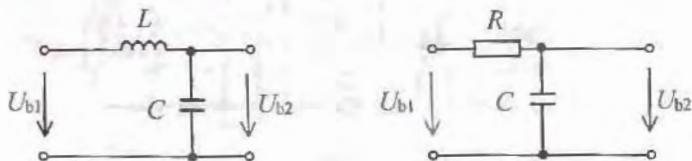


2.16. ábra. Hidkapcsolású egyenirányító

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

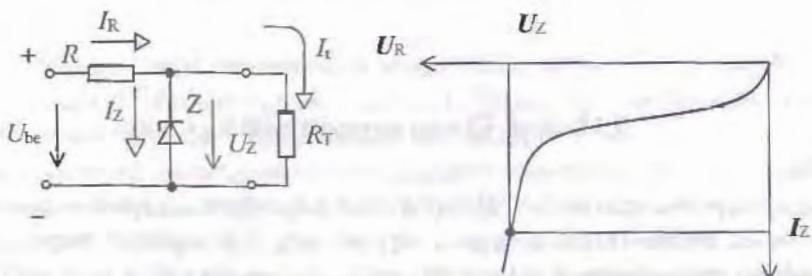
Ha a búgófeszültség további csökkentésére van szükség, akkor a pufferkondenzátor

és a terhelés közé szűrőáramkört kell beiktatni. A gyakorlatban alkalmazott kétféle szűrőkapcsolás látható a 2.17. ábrán.



2.17. ábra. Az LC és RC szűrő

A **Zener-diódák** alkalmazásának tipikus esete az **elemi feszültségstabilizátor** kapcsolás (2.18. ábra).



2.18. ábra. Elemi feszültségstabilizátor

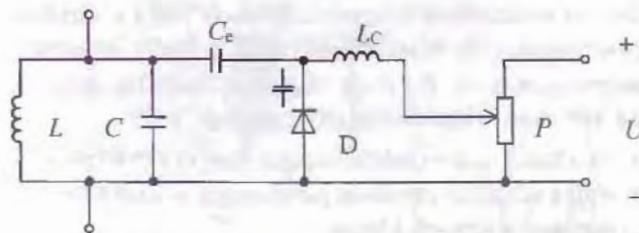
A kapcsolás feladata az, hogy a terheléstől és a bemeneti feszültség ingadozásától függetlenül állandó értéken tartsa a terhelésre jutó feszültségét. A feszültségstabilizálást a Zener-dióda végzi, ha munkapontját a letörési szakaszra állítjuk be az \$R\$ ellenállással. Az ellenállást az

$$R = \frac{U_{be} - U_Z}{I_R} = \frac{U_{be} - U_Z}{I_Z + I_t}$$

összefüggés alapján lehet méretezni.

Ha megváltozik a bemeneti feszültség vagy az \$I\_t\$ terhelőáram, 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 2.19. ábrán látható elvi kapcsolási rajz.



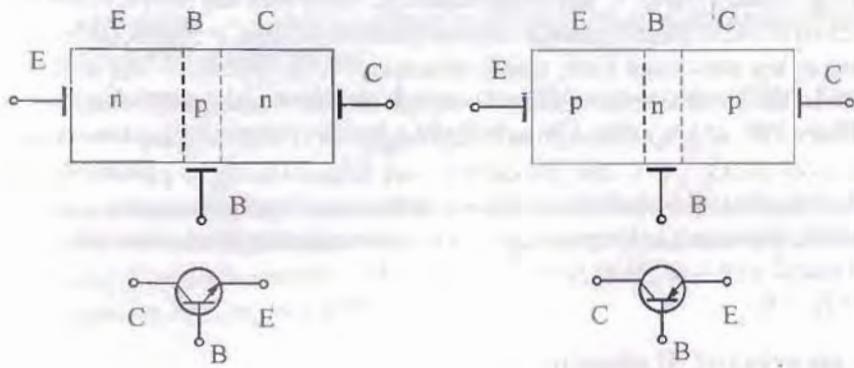
2.19. ábra. Rezgőkör hangolása varicap-diódával

A  $P$  potenciometterrel változtatható a varicap-diódára jutó zárfeszültség nagysága, amely viszont változtatja a dióda kapacitását. Ez, párhuzamosan kapcsolódva a rezgőkör kapacitással, változtatja a rezgőkör rezonanciafrekvenciáját. Ez a feszültséggel hangolható rezgőkör azonban csak nagyfrekvenciás tartományban használható, hiszen a varicap-dióda kapacitása a pF-os tartományba esik. Hasonló megoldást alkalmaznak az FM rádiókban és a tévé-készülékekben.

## 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 2.20. ábra mutatja.

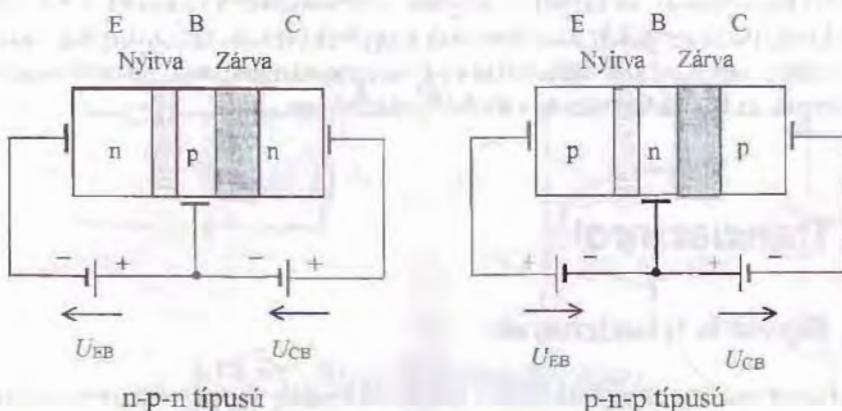


2.20. ábra. A tranzisztorok felépítése és jelképi jelölése

Mindkét elrendezésben az adalékolási viszonyok olyanok, 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 kollektor rétegek között a már megismert módon pn átmenet jön létre, ahol a kialakult diffúziós potenciálok megakadályozzák a többségi töltéshordozók áramlását a rétegek között.

Ahhoz, hogy a többségi töltéshordozók árama megindulhasson az emitter és a bázis közötti pn átmeneten, a bázis és az emitterelektródák közé nyitó irányú feszültséget kell kapcsolni ahogyan azt a 2.21. ábra mutatja.

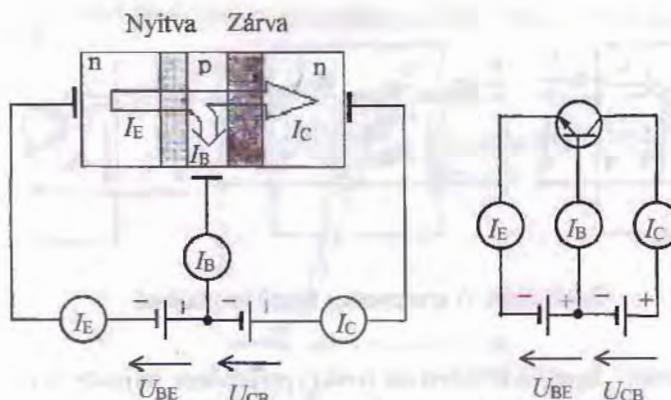


2.21. ábra. A tranzisztor működése

Ennek hatására az emitter réteg többségi töltéshordozói átjutnak a bázisba. Itt, a bázis gyenge adalékoltsága és kis rétegszélessége miatt csak kis részük rekombinálódik. A rekombináció során megszűnt szabad töltéshordozókat a bázisáram pólolja. Mivel a bázisréteg szélessége kicsi, a nem rekombinálódott töltéshordozók eljutnak a lezárt bázis kollektorátmennethöz. Ezek azonban az emitter többségi töltéshordozói és így az ellentétesen adalékolt bázisban kisebbégi töltéshordozónak számítanak, ezért a bázis kollektor (B-C) pn átmeneten való áthaladásukat a zárófeszültség segíti. A B-C átmenet ezért záró irányban van clőfeszítve. A töltéshordozók a zárófeszültség hatására átjutnak a kollektorrétegbe. A kialakult áramok közötti összefüggés tehát:

$$I_E = I_B + I_C$$

Az összefüggést jól szemlélteti a 2.22. ábra.



2.22. ábra. A tranzisztor áramai és feszültségei

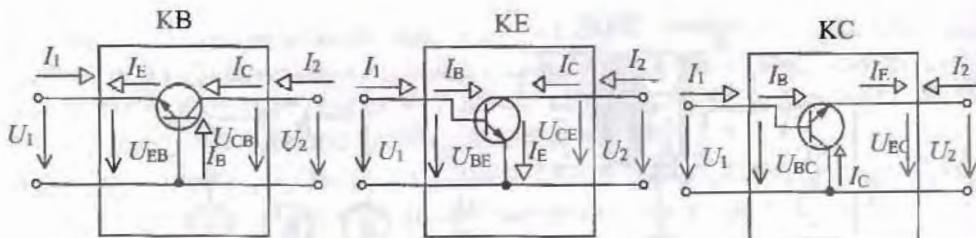
Az emitterből a bázisba átkerülő töltéshordozók számát és így a kollektor áramát is elsősorban a bázis és az emitter közé kapcsolt nyitó irányú feszültség határozza meg. A nyitófeszültség értékének kis változása viszonylag nagy áramváltozást idéz elő, amint azt már a dióda nyitó irányú jelleggörbékének vizsgálatánál látuk. Végeredményben tehát kis  $U_{BE}$  és ezzel együtt kis  $I_B$  változás hatására viszonylag nagy kollektoráram-változás következik be. Ez a jelenség a **tranzisztorhatás**.

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

Mivel a tranzisztor működéséhez a B-C átmenetre záró irányú feszültséget kell kapcsolni, ezért a B-C átmeneten maradékáram is folyik. Ez pl. n-p-n- tranzisztor esetén a p típusú bázisréteg elektronjainak, mint kisebbségi töltéshordozóknak, a kollektorrétegbe való átjutását jelenti.

Az így kialakuló áramot  $I_{CB0}$  kollektor–bázis maradékáramnak nevezzük. A kisebbségi töltés-hordozók száma erősen függ a hőmérsékletől, ezért az  $I_{CB0}$  áram is erősen hőmérsékletfüggő.

A tranzisztort, mint erősítőeszközt, négpólusként használjuk. Attól függően, hogy melyik kivezetését tekintjük közösnek a be- és kimenet szempontjából, használhatjuk a tranzisztort közös emitteres (KE), közös bázisú (KB), és közös kollektorig (KK) kapcsolásban, amelyeket a 2.23. ábra mutat.



2.23. ábra. A tranzisztor alapkapcsolásai

Fontos megjegyezni, hogy a tranzisztor fizikai működése teljesen független attól, hogy milyen alapkapcsolásban használjuk, csak a külső jellemzői változnak meg a ki- és bemenetek különbözősége miatt. A tranzisztorok gyakorlati alkalmazása szempontjából leginkább a közös emitteres kapcsolásnak van jelentősége, ezért a további vizsgálataink 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 maradék-árámmal.

Mivel a KE-es kapcsolású négpólus bemeneti árama a bázisáram, kimeneti árama pedig a kollektoráram, így célszerű bevezetni a két áram viszonyára jellemző **egyenáramú áramerősítési tényezőt**:

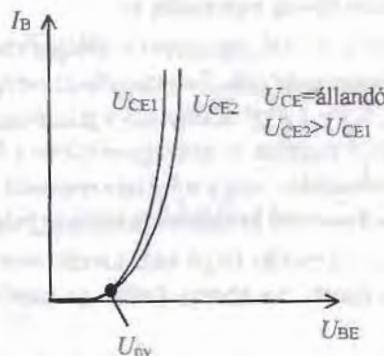
$$B = \frac{I_C}{I_B}.$$

Ezt felhasználva a KE-es kapcsolású tranzisztor alapegyenlete így is felirható:

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

A KE kapcsolású tranzisztor, mint négpólust, az  $I_B$  és az  $I_C$  egyenáramok, valamint az  $U_{BE}$  és  $U_{CE}$  egyenfeszültségek jellemzik. A közöttük lévő kapcsolatot a tranzisztor jelleggörbéi adják meg. A gyakorlatban általában csak a bemeneti ( $U_{BE} - I_B$ ) és a kimeneti ( $U_{CE} - I_C$ ) jelleggörbékkel használjuk.

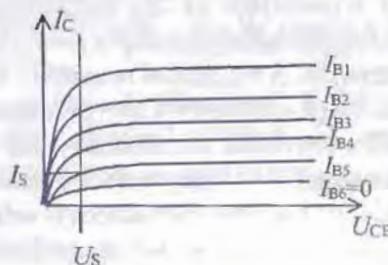
A KE kapcsolású tranzisztor bemeneti jelleggörbje a 2.24. ábrán látható.



2.24. ábra. A tranzisztor bemeneti jelleggörbje

A jelleggörbe a két bemeneti mennyiség közötti összefüggést mutatja, különböző kollektorfeszültségek mellett. Megállapítható, hogy a bemeneti mennyiségek kevésbé függenek az  $U_{CE}$  feszültség változásától, tehát ennek a kimeneti mennyiségnak a visszahatása gyakorlatilag elhanyagolható. A jelleggörbe könyökpontjához tartozó  $U_{ny}$  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 2.25. ábrán felrajzolt **kimeneti jelleggörbe** az  $U_{CE} - I_C$  mennyiségek közötti kapcsolatot ábrázolja, különböző bázisáram mellett. Jól látható, hogy a kollektoriáram nagysága kevésbé függ az  $U_{CE}$  feszültségtől, viszont igen erősen függ a bázisáramtól, ezért egy jelleggörbesereg jellemzi a tranzisztorat.



2.25. ábra. A tranzisztor kimeneti karakteristikája

$$I_B - \text{állandó} \quad \text{és} \quad I_{B1} > I_{B2} > I_{B3} > \dots > I_{B6} = 0$$

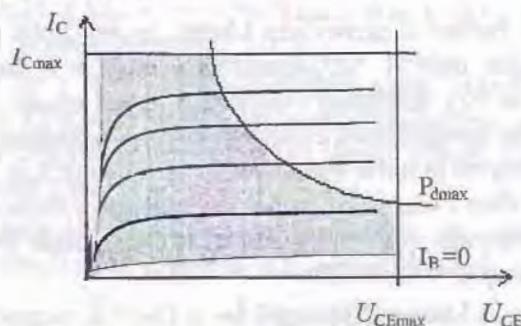
A jelleggörbét elemezve megállapítható, hogy a görbék könyökpontjaihoz tartozó  $U_S$  feszültségeknél kisebb  $U_{CE}$  feszültségek mellett a tranzisztor még nem vezet teljes árammal, mert ilyen feszültségek mellett még nem alakulhat ki a B-C közötti

zárófeszültség. Az  $U_S$  feszültséget szaturációs (telítési) feszültségnek nevezzük, de szokásos még a maradékfeszültség elnevezés is.

Az  $U_S$  értékét meghaladó  $U_{CE}$  feszültség esetén a jelleggörbe csaknem vízszintes, ami azt mutatja, hogy a kollektoráramot csak elhanyagolható mértékben befolyásolja az  $U_{CE}$  feszültség. Az is látható, hogy a kollektoráram a bázisárammal viszont egyenesen arányosan változik. Ugyanezt mutatta az alapegyenletben a  $B$  áramcrösítési tényező is. Levonható tehát az a következtetés, hogy **a bázisárammal, mint bemeneti mennyiséggel, meghatározható a kimeneti kollektoráram nagysága**.

A legalsó jelleggörbe az  $I_B = 0$  esetén folyó kollektoráramot mutatja. Ez az  $I_S$  szaturációs áram (vagy maradék áram), amelynek értéke jó minőségű tranzisztornál kicsi, többnyire elhanyagolható.

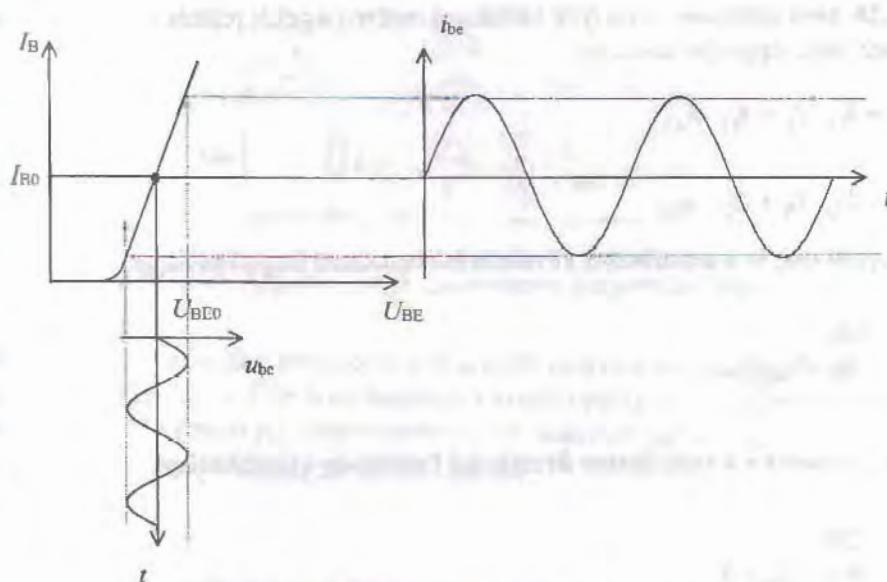
A kimeneti jelleggörbe alapján meghatározhatók azok a határértékek, amelyeken belül a tranzisztor károsodás nélkül működtethető. A 2.26. ábrán jelölt  $U_{CEmax}$



2.26. ábra. A tranzisztor működési határai

és  $I_{Cmax}$  értékkel meghaladva a tranzisztor rétegei átütnek, elégnek, így ezek semmiképpen sem léphetők túl. A tranzisztor az  $U_{CE}$  feszültségből és a rajta átfolyó  $I_C$  áram szorzatából számítható teljesítmény arányos hőmennyiséget ad le környezetének. Ez a hőátadás a **disszipáció**. A tranzisztor méretétől, tokozásától, a környezet hőelvezető képességtől stb. függő mórkében képes disszipálni. Ez a  $P_{dmax}$  maximális disszipáció sem léphető túl a tranzisztor károsodása nélkül. A határt a  $P_{dmax}$  görbeje 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.

A jelleggörbékkel jól látható, hogy a tranzisztor nemlineáris négpólus. 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 2.27. ábra szemlélteti a bemeneti jelleggörbén.

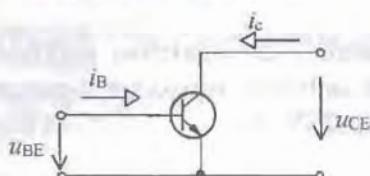


2.27. ábra. A tranzisztor kisjelű vezérlése

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

- Az egyébként nemlineáris jelleggörbéknek 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 tranzisztorot. Ha a bemeneti vezérlőfeszültség amplitúdóját kis értéken tartjuk, akkor a jelleggörbéknek csak kis szakaszát vesszük igénybe, amely **jó közelítéssel egyenesnek tekinthető**. **Kisjelű vezérlés esetén a tranzisztor lineáris négy-pólusként kezeljük.**

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



2.28. ábra. Közös emitteres négypólus

A 2.28. ábra jelöléseit – amelyek 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**:

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

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

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

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**:

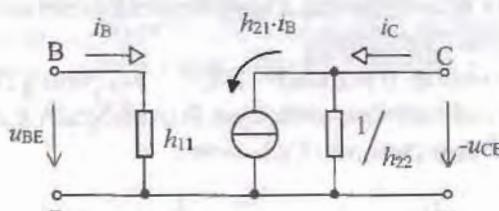
$$h_{21} = \frac{i_C}{i_B} \quad \Big|_{u_{CE} = 0}.$$

(Ezt a mennyiséget gyakran a tranzisztor bétájának hívják és  $\beta$ -val jelölik.)

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

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

A  $h$ -paramétereket felhasználva a **tranzisztor működését modellezhetjük egy áramkörrel, amit a közös emitteres tranzisztor h-paraméteres helyettesítő képének nevezünk**. Ezt mutatja a 2.29. ábra.



2.29. ábra. A tranzisztor h-paraméteres helyettesítő képe

A helyettesítő kép szerint a tranzisztor B-E közötti szakasza a vezérlőáramkört a  $h_{11}$  impedanciával terheli, a C-E közé kapcsolt törhelést pedig aktív négpólusként, a bemeneti áramhoz képest  $h_{21}$  áramerősítés-szeres árammal hajtja meg.

A tranzisztor  $h$ -paramétereinek szokásos értékei:

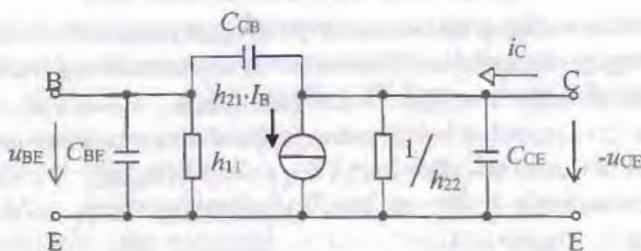
$$h_{11} = 1-10 \text{ k}\Omega,$$

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

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

Nagyon fontos megjegyezni, hogy a  $h$ -paraméterek munkapontfüggőek. Más-más munkapontban más-más  $h$ -paraméterértékek jellemzik a tranzisztorat.

Ha a tranzisztor vezérlő  $u_{BE}$  feszültség frekvenciája a nagyfrekvenciás tartományba esik (10–100 MHz felett), akkor figyelembe kell venni a tranzisztor elektródái között jelentkező kapacitásokat is. Ezek a pn-átmenetek belső kapacitásainak elektródákon jelentkező eredői. A kapacitásokkal kiegészített nagyfrekvenciás helyettesítő képet mutatja a 2.30. ábra.



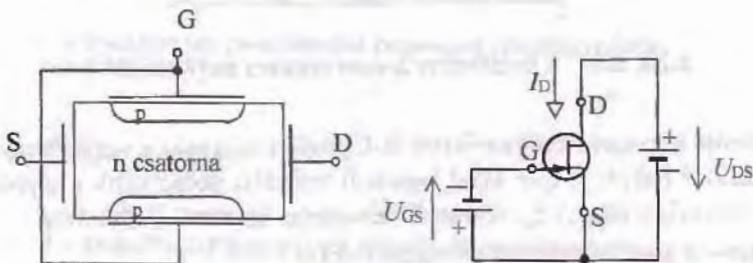
2.30. ábra. A tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe

### 2.3.2. Unipoláris tranzisztorok

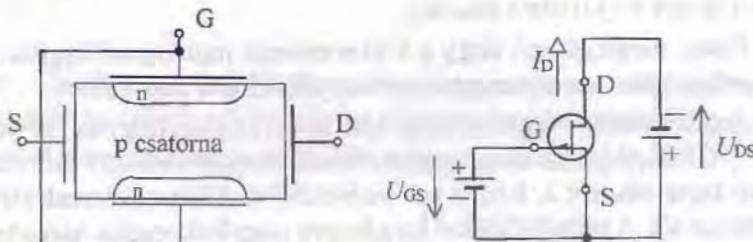
Az unipoláris tranzisztorok **tervezérlésű tranzisztorok**. Rövid elnevezésük **FET** (Field Effect Transistor). Az ilyen tranzisztor kimeneti áramának nagyságát a bemeneti feszültséggel létrehozott **villamos tér** határozza meg.

Felépítésüket tekintve két alaptípusuk a záróréteges térvézérlésű és a szigetelt vezérlőelektródás térvézérlésű tranzisztor.

A záróréteges térvézérlésű tranzisztor (JFET – Junction FET) elvi felépítését, jelképi jelölését és a működcséhez szükséges feszültségeket a 2.31. ábra mutatja n csatornás és a 2.32. ábra p csatornás FET esetén.



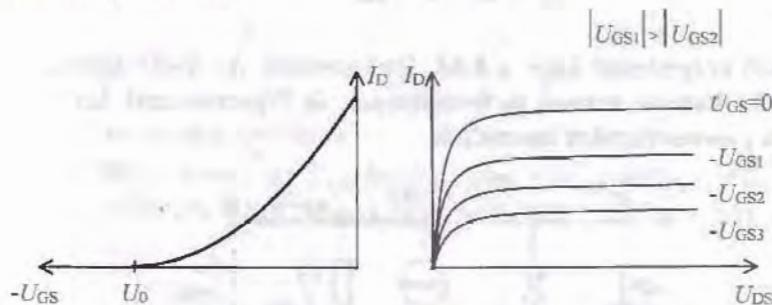
2.31. ábra. Az n csatornás JFET



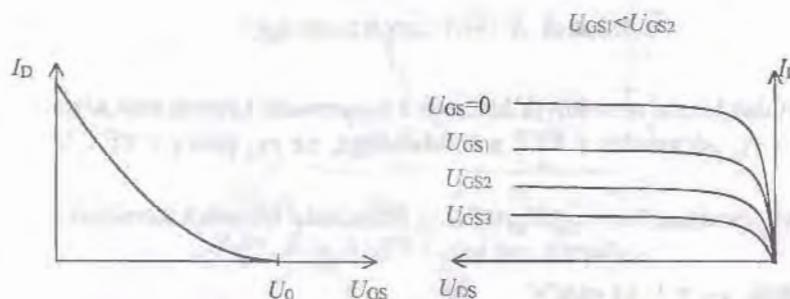
2.32. ábra. A p csatornás JFET

A gyártás során az n vagy p típusúra adalékolt alapkristály két oldalán ellentétes adalékolású rétegeket hoznak létre. Ezeket közösített kivezetéssel látják el, amely az eszköz vezérlőelektródája lesz. Elnevezése **gate**- (kapu, G) elektróda. Az alapkristály két végére is kivezetésekkel készítenek, így kialakítva egy áramvezető csatornát. Ezen kivezetések a **source**- (forrás, S), ill. a **drain**- (nyelő, D) elektróda. Ha a kivezetések közé az ábrán feltüntetett feszültségeket kapcsoljuk, akkor a G elektróda félvezető rétege és a csatorna között lévő p-n átmenetet záro irányban feszítjük elő. A záróirányú  $U_{GS}$  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 nyelő elektróda 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 legnagyob a csatorna keresztmetszete. Az  $U_{GS}$  feszültséget záro 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 két oldalról a

csatornában olyan széles kiürített réteg alakul ki, hogy ezek összeérnek és így a csatorna elzáródik, az áram megszűnik. Ez az  $U_0$  elzáródási feszültségnél következik be. A leírt áramváltozást mutatja a n csatornás FET esetén a 2.33. ábra, p csatornás eszköz esetén pedig a 2.34. ábra.



2.33. ábra. Az n csatornás JFET jelleggörbje



2.34. ábra. A p csatornás JFET jelleggörbje

A leírt működésből adódik, hogy a FET áramvezetési folyamatában mindenkor csak egyfélé (a többségi) töltéshordozó vesz részt (innen ered az unipoláris tranzisztor elnevezés), szemben a bipoláris tranzisztorral, ahol a többségi és kiscbbségi töltéshordozók egyaránt szerepet játszanak a vezetésben.

A FET kimeneti jelleggörbje az  $U_{DS} - I_D$  összefüggést ábrázoló jelleggörbesereg. A jelleggörbét elemezve látható, hogy a záróirányú  $U_{GS}$  növelésével egyre csökken az  $I_D$  áram.

Végeredményben tehát az  $U_{GS}$  feszültség lezárt p-n átmeneteken keresztül vezéri az  $I_D$  áramot. A lezárt p-n átmenet esetén a G elektrodán gyakorlatilag nem folyik áram. **A FET vezérléséhez nem szükséges teljesítmény.** A G elektrodán csak a lezárt p-n átmenet kiscbbségi töltéshordozónak árama folyik, ami  $10^{-9}\text{--}10^{-12}\text{ A}$  nagyságrendű.

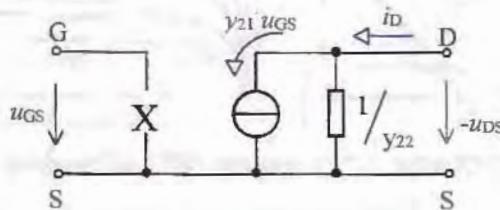
A JFET-et erősítőeszközként használva, kiválasztunk a karakteristikán egy munkapontot, amelynek környezetében való kisjelű vezérlés esetén a FET lineáris négypólusnak tekinthető. A FET négypóluskénti leírására célszerű az Y-paramétere-

ket (admittancia paramétereket) használni. Ezek a Z-paraméteres leírás mintájára származtathatók:

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

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

A FET kisjelű helyettesítő képe a 2.35. ábra szerinti. Az ábrán jelölt kisbetűs mennyiségek váltakozó áramok és feszültségek, és  $Y$ -paraméterek helyett a váltakozó áramú  $y$ -paramétereket használjuk.



2.35. ábra. A JFET helyettesítő képe

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

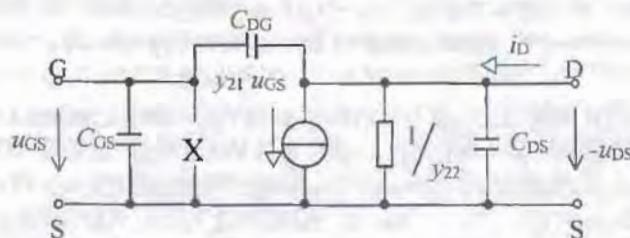
A meredekség értelmezése: egységnyi  $U_{GS}$  feszültség hatására létrejövő  $I_D$  áram-változás.

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

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

Mindkét paraméter konkrét értékét a katalógusokban találjuk meg.

A nagyfrekvenciás tartományban a helyettesítőkép kiegészül az elektródák közötti kapacitásokkal, amint azt a 2.36. ábra mutatja.



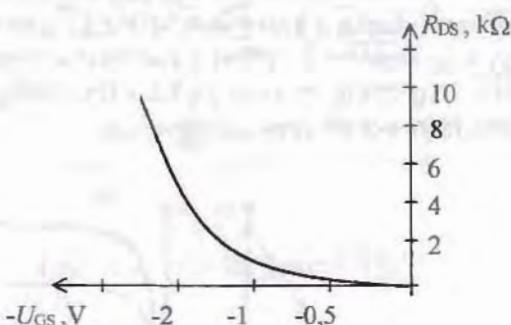
2.36. ábra. A JFET nagyfrekvenciás helyettesítő képe

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

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

amelynek tipikus értéke 20–500  $\Omega$ .

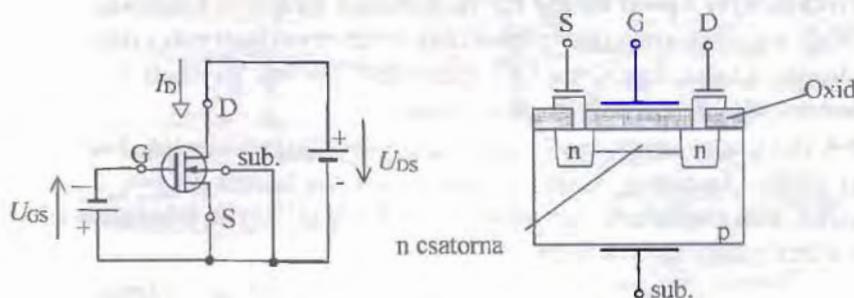
Az  $I_D$  áram értéke viszont az  $U_{GS}$  feszültséggel változtatható, így tehát a csatornaellenállás is változik. A két mennyiség összefüggését mutatja a 2.37. ábra.



2.37. ábra. A JFET csatornaellenállása

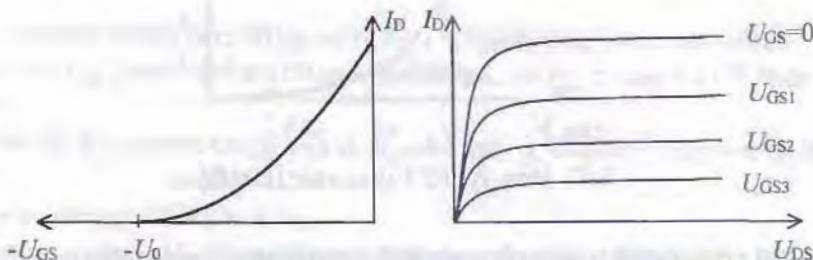
A szigetelt vezérlőelektródás tervezérlésű tranzisztor, vagy másnéven MOSFET (Metal Oxide Semiconductor, fém–oxid–félvezető) két alaptípusa a növekményes és a kiürítéses MOSFET. Mindkét típusból készítenek n és p csatornás változatot is.

Egy kiürítéses n csatornás MOSFET szerkezetének vázlatát, jelképi jelölését és a működéshez szükséges feszültségeket a 2.38. ábra mutatja.



2.38. ábra. Kiürítéses n csatornás MOSFET

A tranzisztor kialakítása egy p típusú alapkristályon történik. Ez a szubsztrát (hordozó). Az ebben kialakított n típusú áramvezető csatornát az igen jó szigetelőként viselkedő szilícium-oxid réteggel elszigetelik a G fémelektródától. A D-S elektrodák közé kapcsolt feszültség 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 töltéshordozónak 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 ez a tranzisztor. Megfelelően nagy  $U_{GS}$  feszültség mellett a csatornában megszünnek a szabad töltéshordozók, ezért megszűnik az áram is. Ez a feszültség az  $U_0$  zárófeszültség. A működés jól követhető a 2.39. ábra jelleggörbéin.

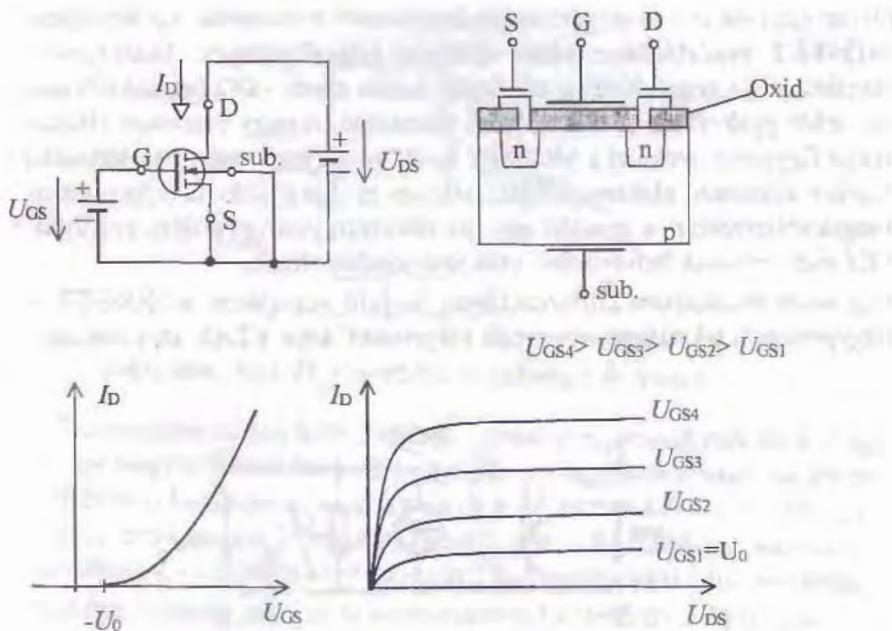


2.39. ábra. Az n csatornás kiürítéses MOSFET jelleggörbéi

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

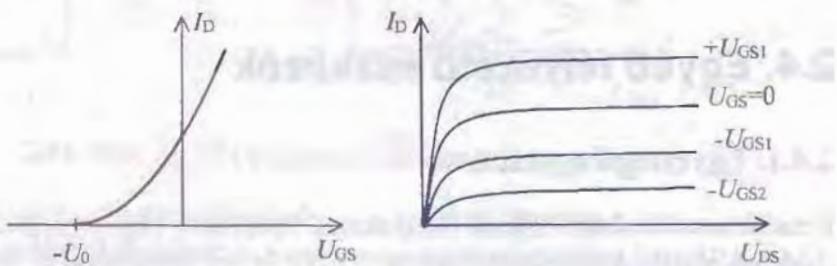
A **növekményes típusú MOSFET-ek** felépítése annyiban különbözik a kiürítésestől, hogy a gyártás során nem hoznak létre áramvezető csatornát a drain- és a source-elektródák között. Egy ilyen FET felépítését, jclképi jelölését és a működéshez szükséges feszültségeit a 2.40. ábra mutatja.

A D-S elektrodák között úgy jönnek létre szabad töltéshordozók, hogy a G-re kapcsolt pozitív feszültség miatt, a töltésmegosztás következtében a p réteghen, a szigetelő alatt elektronok halmozódnak fel. Ezek az  $U_{DS}$  feszültség hatására elmozdulva létrehozzák az  $I_D$  áramot.



2.40. ábra. Növekményes MOSFET

Készítenek olyan MOSFET típusokat is, amelyek rendelkeznek áramvezető csatornával, ez azonban kevesebb töltéshordozót tartalmaz, mint a kiürítéses, viszont egyaránt 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 2.41. ábra.



2.41. 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 tranzisztor. Ennek megakadályozására a gyártók egy un. rövidzárgyűrűvel ellátva szállítják a MOSFET-eket, ezt csak beforrasztás után szabad eltávolítani.

Egy adott munkapont környezetében, kisjelű vezérlésre, a MOSFET is lineáris négypólusnak tekinthető, amelynek helyettesítő képe a 2.42. ábra szerinti.

2.42. ábra. A MOSFET helyettesítő képe

Itt is az  $y_{21}$  paraméter a FET meredeksége, az  $y_{22}$  pedig a kimeneti vezetés.

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

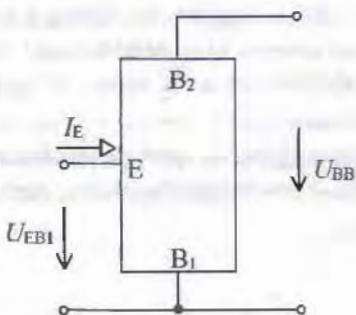
$$y_{22} = 50-100 \mu\text{S} \quad (\text{tájékoztató adatok}).$$

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

## 2.4. Egyéb félvezető eszközök

### 2.4.1. Egyrétegű tranzisztor

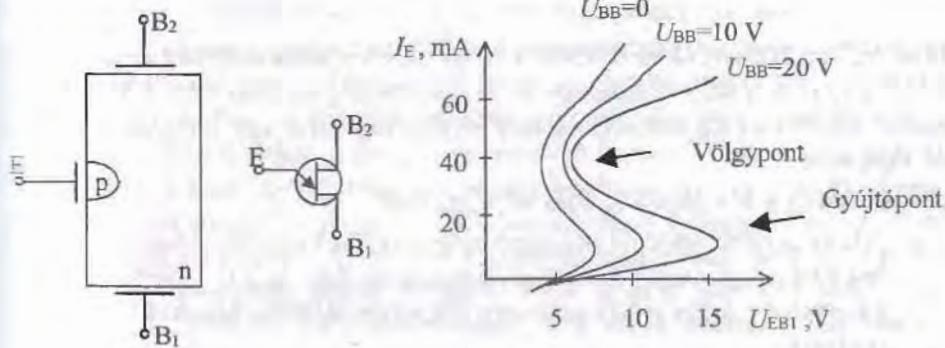
Ezt a félvezető eszközt UJT-nek (Unijunction Transistor), vagy más néven kétbázisú diódának hívják. A felhasználás szempontjából fontos feszültségei és árama a 2.43. ábrán láthatók.



2.43. ábra. Az UJT elektródái, feszültségei és árama

Az UJT az E emitterelektródán keresztül begyűjthető (bekapcsolható), ha az  $U_{EBI}$  feszültséget egy meghatározott érték fölé emeljük. A begyűjtött állapotot azt jelenti, hogy az UJT erősen lecsökkenti az emittere és a B1 bázisa közötti feszültséget, miközben az  $I_E$  emitteráram jelentősen megnő. Azt a feszültséget, amelynél a gyűjtés 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 2.44. ábrán látható.



2.44. ábra. Az UJT felépítése, jelölése és jelleggörbéje

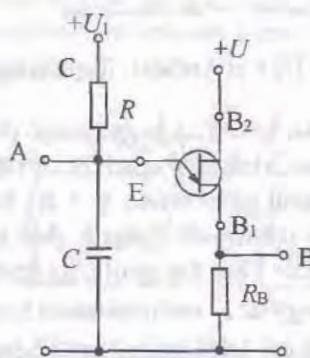
Az n típusúra adalékoltszilíciumkristályban egy kis felületű p-n átmenetet hoznak létre, amelyben a p réteg erősen adalékolts. Ha erre a p-n átmenetre nyitófeszültséget kapcsolunk, akkor  $U_{BB} = 0$  V esetén az eszköz diódához hasonlóan működik az E – B<sub>1</sub> elektrodák között. A két bázis közé  $U_{BB} > 3$  V-ot kell kapcsolni ahhoz, hogy változtathassuk vele a gyűjtést. A gyűjtőfeszültség és a bázisok közötti feszültség összefüggése:

$$U_{gyűjtő} = c \cdot U_{BB} + 0,6 \text{ V},$$

ahol a c állandó értéke 0,5 és 0,9 között van.

Ha az  $U_{EBI}$  feszültség meghaladja  $U_{gyújtó}$  értékét, akkor a feszültség hirtelen lecsökken a **völgypontig** 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 szintc kizárálag olyan feladatokhoz kapcsolódik, ahol egy feltöltődött kondenzátort kell a lehető leggyorsabban kisütni. Az erre alkalmas alapkapsolás a 2.45. ábra szerinti.



2.45. ábra. Az UJT alapkapsolása

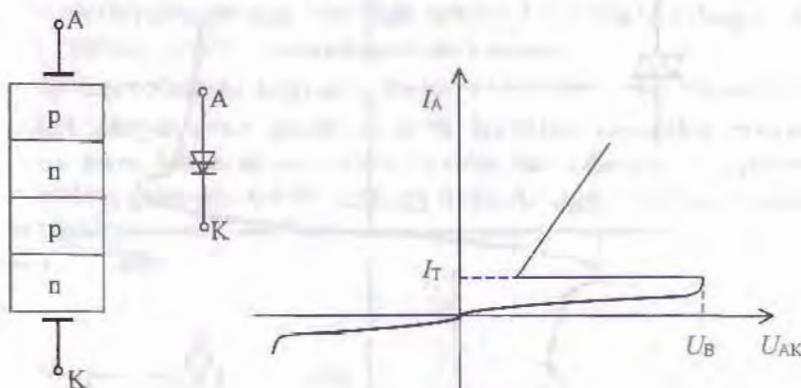
Ha az  $RC$ -tag kondenzátora töltődés közben eléri a gyújtófeszültség értékét, akkor az UJT kinyit, és a nagy  $I_E$  áram rövid idő alatt kisüti a kondenzátort. A kisütő emitteráram átfolyik az  $R_B$  ellenálláson és a kisütés ideje alatt egy feszültségimpulzust hoz rajta létre.

A kapcsolás pl. a következő célokra alkalmazható:

- Akondenzátor töltődése és gyors kisütése miatt a kapcsolás A pontján közelítőleg fűrészfog alakú feszültség jelenik meg. Így, ha ezt a pontot tekintjük kimenetnek, akkor a kapcsolás egy fűrészjel előállító áramkör (fűrészjelgenerátor).
- Ha a kapcsolás B pontját használjuk kimenetnek, akkor az itt folyamatosan megjelenő impulzussorozatot hasznosíthatjuk. Az impulzusok közötti időtartam az  $RC$ -időállandótól függ. Az ilyen impulzussorozat pl. tirisztorok gyújtására 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 tchát egy időzítő áramkör.

### 2.4.2. Négyrétegű dióda

Egy szilícium félvezető kristályt a gyártás során négy rétegben adalékolnak p-n-p-n szerkezetűre úgy, hogy a középső két réteg sokkal gyengébben adalékolta, mint a szélső rétegek. Az eszköz felépítését, jelképi jelölését és jelleggörbékét a 2.46. ábra mutatja.



2.46. 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  $U_B$  feszültséggel. Az anód–katód feszültség növelése közben, elérve az  $U_B$  billenési feszültséget, a lezárt p-n átmenetben bekövetkezik a Zener- és a lavinajelenség, 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, tchát 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 tipustól függően  $U_B = 15\text{--}90\text{ V}$ .

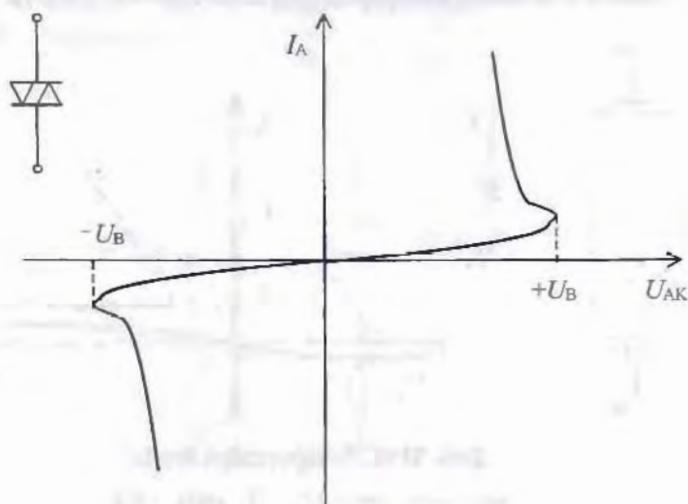
A diódát úgy kapcsolhatjuk ki, hogy az anódáram értékét a karakteristikán bejelölt tartóáram ( $I_T$ ) alá csökkentjük. A tartóáram értéke néhány szor 10 mA.

### 2.4.3. Kétirányú kapcsolodióda – diac

Működését tekintve a diac (mozaikszó, az angol diode alternating current switch – dióda váltakozó áram kapcsolására szavakból képezve) hasonlóan viselkedik, mint két, ellentétes polaritással bekötött négyrétegű dióda. A 2.4.2. pontban megismert

jelenség így mindenkorban a pozitív, mindenkorban a negatív feszültségek tartományában lejárta. Jelentős eltérés azonban az, hogy a billenés után nem csökken az  $U_{AK}$  feszültség kis értékre, hanem a billenési feszültség közelében marad.

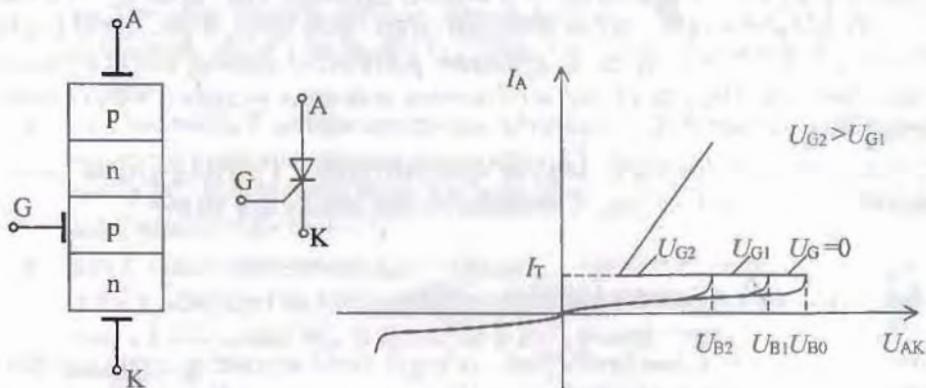
A diac jelleggörbékét a 2.47. ábra mutatja.



2.47. ábra. A diac jelleggörbéje

#### 2.4.4. Tirisztor

A tirisztor egy vezérlőelektródával (gate-tel, G) ellátott négyrétegű dióda, amelynek szerkezete, jelképi jelölése és jelleggörbéje a 2.48. ábrán látható.

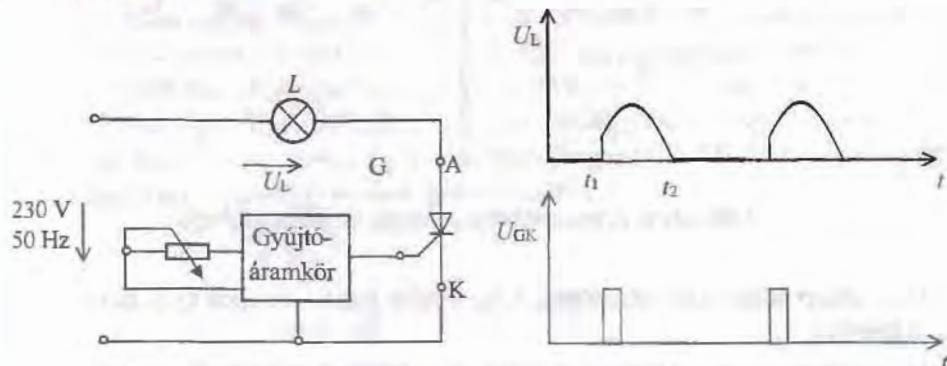


2.48. ábra. A tirisztor felépítése, jelképi jelölése és jelleggörbéje

Pozitív anódfeszültség esetén a vezérlőelektródára adott szintén pozitív feszültség lerontja a középső p-n átmenet lezárását, így már kisebb  $U_{AK}$  feszültség mellett bekövetkezik a billenés (gyújtás). Nagyobb  $U_G$  vezérlőfeszültség mellett – mivel még inkább romlik 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 úgy kapcsolható ki, hogy az  $I_A$  áramot a tartóáram értéke alá csökkentjük. A tirisztorokat leggyakrabban váltakozó áramú körökben használjuk teljesítményszabályozásra. Ilyen feladat pl. egy motor fordulatszámszabályozása, egy izzolámpa fényerő-szabályozása stb. A 2.49. ábra egy fényerő-szabályozót mutat vázlatosan, jelalakjaival együtt.



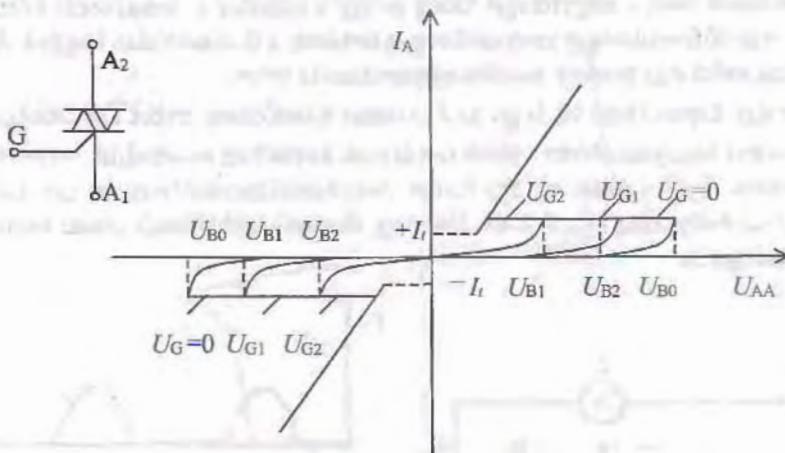
2.49. ábra. Tirisztoros fényerő-szabályozó

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

A pozitív félperiódusban, abban az időpontban, amikor az  $U_{GK}$  gyújtóimpulzus a vezérlőelektódára jut, a tirisztor begyújt, 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 fenn, amíg a szinuszos feszültség pozitív félperiódusa nulla értékre nem 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 gyújtóegység potenciométerével szabályozható a  $t_1$  gyújtási időpont és így a fényerő.

### 2.4.5. Triac

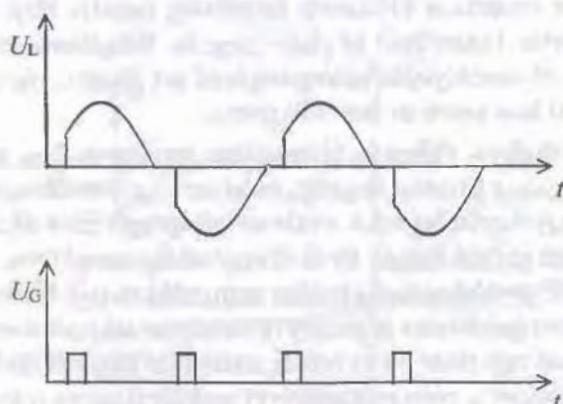
Működését tekintve szimmetrikus tirisztorak tekinthető, amely pozitív és negatív anód-katód feszültségekre is képes bekapcsolni, ha a vezérlőelektródájára gyújtófeszültséget adunk. A működést leíró jelleggörbe és a jelképi jelölés a 2.50. ábrán látható.



2.50. ábra. A triac jelképi jelölése és jelleggörbéje

A triac kikapcsolása úgy lehetséges, hogy a rajta átfolyó áramot az  $I_T$  tartóáram alá csökkentjük.

A triacot tulajdonságai alkalmassá teszik teljes hullámú teljesítményszabályozóként való felhasználásra. A 2.49. ábra tirisztorát triacra cserélve (akkor a gyújtókör belső felépítése is más lesz), egy teljes hullámú fényerő-szabályozóhoz jutunk. Ennek jelalakjai láthatók a 2.51. ábrán.



2.51. ábra. Teljeshullámú fényerő-szabályozó

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

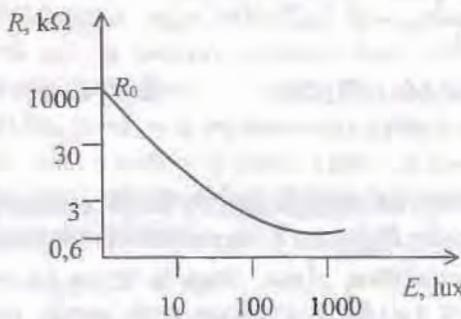
#### 2.4.6. Optoelektronikai eszközök

Az optoelektronikai eszközök egy része vevő, más része adó típusú. A **vevő típusú** cszközök megvilágítás hatására megváltoztatják villamos tulajdonságukat. Ilyen eszköz pl. a fotoellenállás, fotodióda, fototranzisztor, fényelem.

Az **adó típusú** eszközök feszültség, ill. áram hatására fényt bocsátanak ki, vagy kijelzőként működnek. Ebbe a csoportba tartozik pl. világítódióda, lézerdióda, folyadékkristályos kijelző.

Egy fénykibocsátó dióda és egy fotodióda vagy fototranzisztor összekapcsolását **opto-csatolónak** nevezzük.

A **fotoellenállás** olyan félcetű anyagból készül, amelyben a megvilágítás hatására elektron-lyuk párok keletkeznek. Ezek száma a megvilágítás erősségtől 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 2.52. ábrán látható jelleggörbe adja meg, a jellemző értékek feltüntetésével.

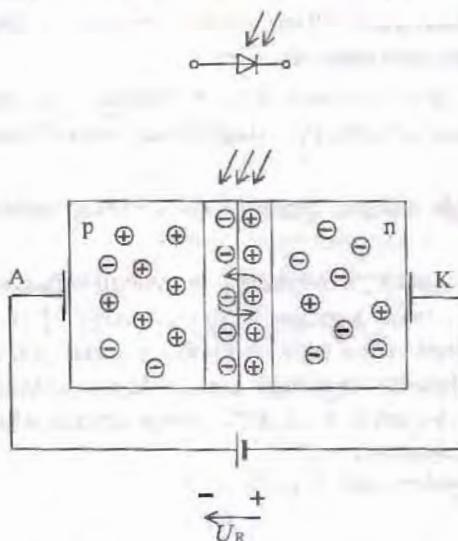


2.52. ábra. A fotoellenállás jelleggörbcje

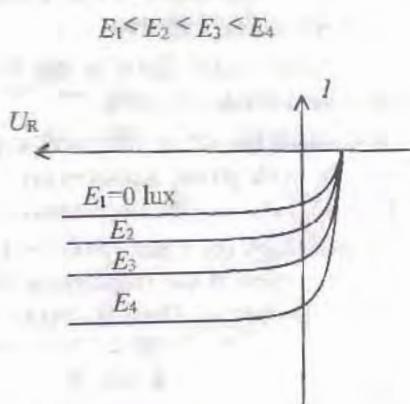
A jelleggörbén  $R_0$ -val jelölt érték a **sötételellenállás**, amely 1 perc sötétben tartás után mért ellenállást jelenti. A katalógusokban megadott másik ellenállásérték az 1000 lux megvilágításhoz tartozó  $R_{1000}$  ellenállás, amely  $100 \Omega$  és  $2,5 \text{ k}\Omega$  közé esik. A fotoellenállások 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 fényre érzékeny fotoellenállások is.

A **fotodióda** megvilágítható pn-átmenettel rendelkező félvezető cszköz. A **záró irányban** előfeszített dióda kiürített rétegében a fényenergia hatására elektron-lyuk

párok keletkeznek. A fényenergia nagysága a megvilágítás erősségtől függ, így a keletkező elektron-lyuk 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 2.53. 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**.



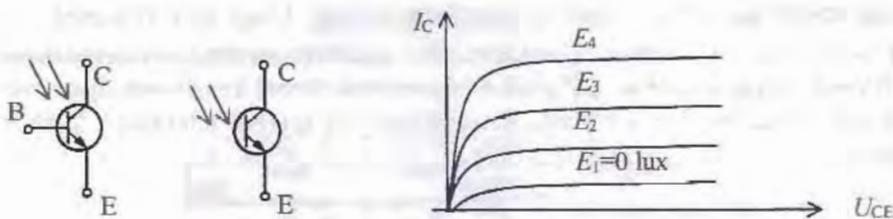
2.53. ábra. A fotodióda működése



2.54. ábra. A fotodióda jelleggörbéje

A 2.54. ábra jelleggörbéje azt mutatja, hogy a fotodióda árama csak a megvilágítás erősségtől függ, és szinte független a zárófeszültség nagyságától.

**A fototranzisztor** kialakítása 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 tranzisztorhatás miatt a *B* egyenáramú áramerősítési tényezőnek megfelelően. A fototranzisztor az erősítés miatt ugyanakkora megvilágítás mellett nagyobb áramot szolgáltat, mint a fotodióda. A kollektoráramnak a megvilágítás erősségtől való függését mutatja a 2.55. ábra. Ugyanitt látható a fototranzisztor jelképi jelölése is.

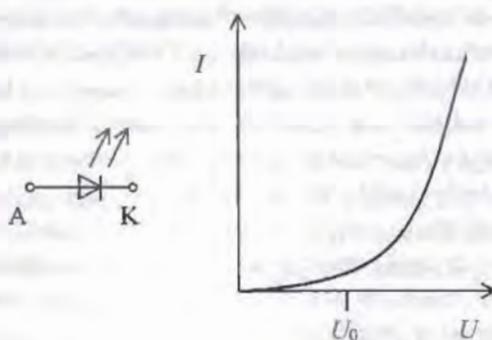


**2.55.** ábra. A fototranzisztor jelképi jelölése és jelleggörbéje  
( $E_1 < E_2 < E_3 < E_4$ )

Kivitelüket tekintve készülnek báziskivezetés nélküli és báziskivezetéses fototranzisztorok. A bázissal rendelkező típusnál a működéshez szükséges nyitó irányú B-E és a záró irányú B-C feszültségeket a bipoláris tranzisztorhoz hasonlóan állíthatjuk be. A báziskivezetés nélküli típusnál ugyanezt az emitterhez képest a kollektorra adott pozitív polaritású feszültség hozza létre (n-p-n fototranzisztor esetén).

A fényadók közül a leggyakrabban alkalmazott eszköz a **világítódíoda** (LED – Light Emitting Diode). A félvezetőkben lejátszódó rekombináció energialeadással 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 arzénból 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.

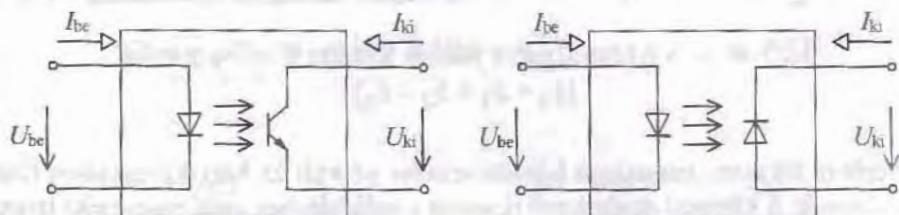
A félvezető vegyületekben létrehozott pn-átmenetet **nyitó irányban előfeszítve** az eszköz úgy viselkedik, mint a szokásos dióda, azzal a különbséggel, hogy a rajta átfolyó nyitó irányú árammal arányos erősséggű fényt bocsát ki. A **2.56.** ábrán a LED jelleggörbéje és jelképi jelölése látható.



**2.56.** 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 eszközöt összekapcsolva **optocsatoló** készíthető. Leggyakrabban LED-ből és fototranzisztorból készítenek optocsatolót, de LED-fotodióda pár is készül. Az optocsatolók jelképi jelölését a 2.57. ábra mutatja.



2.57. ábra. Az optocsatolók jelképi jelölése

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

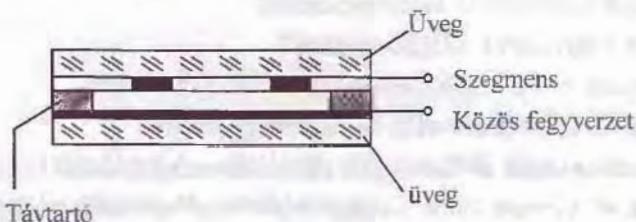
Az optocsatolók a csatolási tényezővel jellemzhetők, amely a ki- és bemeneti áramok hányadosa:

$$\alpha = \frac{I_{ki}}{I_{be}},$$

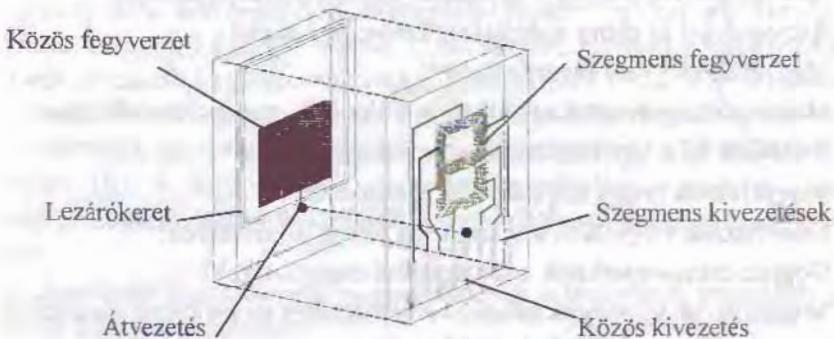
Értéke LED-fotodióda csatolás esetén 0,1–0,3. A LED – fototranzisztor csatolónál pedig 10–500 közötti érték (tájékoztató adatok).

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 folyadékkristály 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 körong alakú molekulák mozgása azonban korlátozott, ennyiben viszont a szilárd anyagokra hasonlitanak. 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 molekulászrkezet és másikról a villamos tér hatására elforgatott szerkezet. Ez írásználva készíthető kijelző a 2.58. ábra szerinti

elrendezésben. A 2.59. ábra egy számok kijelzésére alkalmas (numerikus kijelző) elektródaelrendezést mutat példaként.



2.58. ábra. A folyadékkristályos kijelző felépítése



2.59. ábra. A folyadékkristályos kijelző szerkezete

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

- Aműködtetéshez a fegyverzetek közé típustól függően 3–50 V effektív értékű váltakozó feszültséget kell kapcsolni. Ennek szokásos frekvenciája 50–200 Hz.
- A villamos tér létrehozása feszültséggel történik, ezért az áramfelvétel igen csekély, számjegyenként kb.  $0,5 - 1 \mu\text{A}$ . A vezérléshöz szükséges teljesítmény tehát  $1,5 - 50 \mu\text{W}/\text{számjegy}$ . Ez teszi alkalmassá az LCD kijelzőt akkumulátoros vagy telepes készülékekben (pl. karórákban, zsebszámológépekben stb.) való alkalmazásra.
- Az LCD kijelző csak külső fény mellett alkalmas a kijelzésre.

**Ellenőrző kérdések**

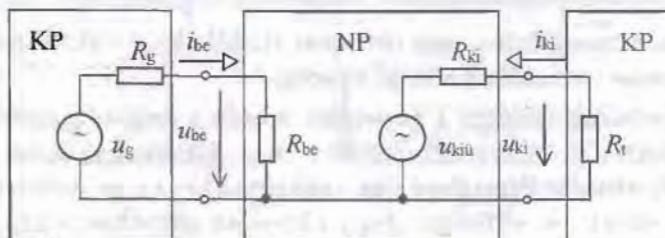
1. Mi jellemző a félvezetők sajátvezetésére?
2. Mi a célja a félvezetők adalékolásának?
3. Magyarázzuk el a p-n átmenetben lejátszódó folyamatot!
4. Rajzoljuk fel az általános célú dióda jelleggörbékét!
5. Értelmezzük a dióda differenciális ellenállásának fogalmát!
6. Rajzoljuk fel a Zener-dióda jelleggörbékét és jellemzzük az egyes szakaszait!
7. Mi a sajátossága az alagút- és a nagyfrekvenciás diódának?
8. Rajzoljuk fel a kétutas egyenirányító kapcsolást és magyarázzuk el a működését!
9. Hasonlitsuk össze az egy- és kétutas egyenirányító jellemzőit!
10. Rajzoljuk fel az elemi stabilizátor kapcsolási rajzát!
11. Magyarázzuk el a tranzisztorhatást!
12. Milyen alapegyenletekkel írható le a bipoláris tranzisztor működése?
13. Rajzoljuk fel a bipoláris tranzisztor jelleggörbékét!
14. Magyarázzuk meg a kisjelű vezérlés fogalmát!
15. Értelmezzük a bipoláris tranzisztorok hibrid paramétereit!
16. Hogyan csoportosíthatók a térvézérlésű tranzisztorok?
17. Magyarázzuk el hogyan működik a záróréteges térvézérlésű tranzisztor!
18. Ismertessük a MOSFET-ek működését!
19. Rajzoljuk fel az UJT alapkapsolását!
20. Milyen jelleggörbe jellemzi a tirisztor működését?
21. Hasonlitsuk 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) dolgoznak fel vagy állítanak elő.

A legszélesebb körben alkalmazott analóg áramkörök az **erősítők**. A felhasználás céljától függően készíthetők feszültség- és ritkábban áramerősítők, valamint teljesítményerősítők. Mindhárom esetben alapkötelmény, hogy az erősítő lineáris négy-pólusként üzemeljen, ami feszültség- és áramerősítők csctében úgy érhető el, hogy a 2. fejezetben megismert kisjelű vezérlést alkalmazzuk. Az ilyen erősítőket **kisjelű erősítőknek** nevezzük. 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 erősítőeszköz a megengedhető legnagyobb mértékben igénybe vesszük, kivételük, ezek tehát **nagyjelű erősítők**. Jellemzésükre az  $A_P$  teljesítményerősítést használjuk.

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



3.1. ábra. Négypólusok meghajtása és terhelése

A meghajtást vizsgálva a meghajtó kétpólust Thevenin helyettesítő képével vesszük figyelembe, a négypólust pedig a  $Z_{11}$  paraméterének ohmos megfelelőjével, a bemeneti ellenállással jellemzők. A generátorból az erősítő bemenetére jutó feszültség értéke feszültségesztással 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 ellenálláshoz képest. Ebben az esetben vész el a legkevcsebb 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 vizsgálatakor figyelembe vesszük, hogy az erősítő aktiv négypólus, ezért a kimenet egy feszültséggenerátorral jellemzhető. A generátor ellenállása az erősítő kimeneti ellenállása, ami a  $Z_{22}$  paraméter ohmos megfelelője. A generátor feszültsége pedig az erősítő által szolgáltatott kimeneti feszültség üresjárásban. Ez a bemeneti feszültség erősítésszercsé értéke. Terhelés hatására az üresjárási kimeneti feszültség jut a kimenetre, leosztódva:

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

Akkor jut 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.**

A meghajtás szempontjából a nagy bemeneti ellenállású, a terhelés szempontjából pedig a kis kimeneti ellenállású erősítő a kedvező.

**Teljesítményerősítők** esetében a bemeneten szintén a feszültséggenerátoros meghajtás a kívánatos. A kimeneten viszont a max. kimeneti teljesítmény elérése érdékében **teljesítményillesztésre van szükség**. Ehhez – az elektrotechnikában megismertek szerint – az szükséges, hogy a kimeneti ellenállás megegyezzen a terhelő-ellenállással.

**Áramerősítőket** ritkán alkalmazunk, ezért vizsgálatukkal itt nem foglalkozunk.

### 3.1. Erősítő alapkapcsolások

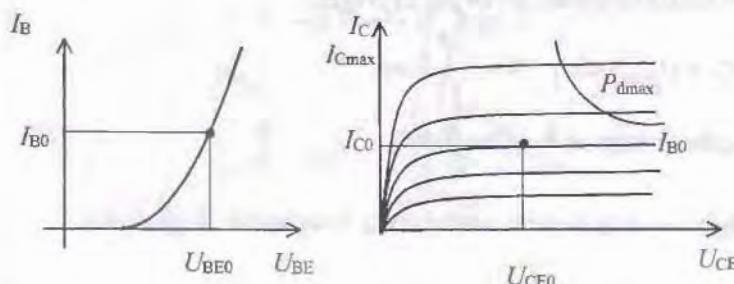
Az erősítő alapkapcsolásokban erősítőelemként bipoláris vagy tervezérlésű tranzisztor alkalmazunk.

Az erősítő alapkapcsolások **feszültségerősítők**, amelyekben alapkötelmény, hogy a kimeneti feszültség arányos legyen a bemeneti feszültséggel, tehát az erősítő

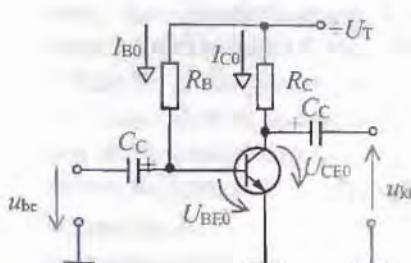
lineáris legyen. Ehhez az szükséges, hogy tranzisztor is lineáris elemként viselkedjen a kapcsolásban, ezért a 2.3.1. pontban megismerték szerint egy kiválasztott munkapont környezetében kisjelű vezérlést kell alkalmazni. Az alapkapsolások építésénél, használatánál az első feladat tehát a munkapont helyes megválasztása és az ebből következő **munkaponti adatok beállítása**. A munkapont beállítása után a kis amplitúdójú vezérlőjellel a bipoláris tranzisztor a bázisa és az emitterre között, a tervezérlésű tranzisztor pedig a gate- és a source- elektródák között kell vezérelni, függetlenül attól, hogy milyen alapkapsolásban üzemeltekük. A bipoláris tranzisztorról csak így használható ki a tranzisztorhatás, a FET-ek pedig csak így vezérelhetők.

### 3.1.1. Közös emitteres alapkapsolás

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. A karakteristikából leolvashatók a munkapont beállításához szükséges  $U_{BE0} - I_{B0}$  és  $U_{CE0} - I_{C0}$  értékpárok. Ezeket kell a tranzisztor elektródáin beállítani.



3.2. ábra. A tranzisztor munkapontjának helyes megválasztása



A munkapont beállítására alkalmas legegy-szerűbb 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 munkaponti áramát állítja be;
- az  $R_C$  ellenállás a kapcsolás **munkaellenállása**, vagyis ezen az ellenálláson átfolyó kollektoráram hozza létre a kimeneti feszültséget;
- $C_C$  csatolókondenzátorok egyenáramú szempontból elválasztják az erősítőt a meghajtó áramkörtől és a terheléstől;
- az  $U_T$  feszültség a kapcsolás **tápfeszültsége**, ami n-p-n tranzisztor esetén pozitív, mert így biztosítható a tranzisztor működéséhez a nyitóirányú  $U_{BE}$  és a záróirányú  $U_{CB}$  feszültség.

A tranzisztor báziskörére igaz, hogy:

$$U_T = I_{B0} \cdot R_B + U_{BE0}.$$

Az  $U_T$  tápfeszültség ismeretében ebből kiszámítható a munkaponti  $U_{BE0} - I_{B0}$  értékpár és a 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 határozható meg az  $R_C$  ellenállás:

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

#### 4. feladat

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

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

#### A 4. feladat megoldása

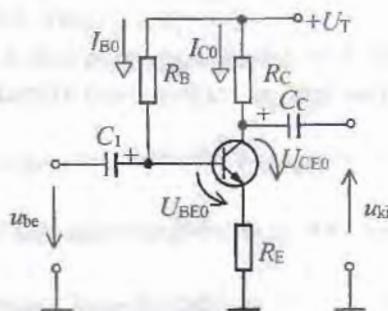
$$R_B = \frac{U_T - U_{B0}}{I_{B0}} = \frac{10 - 0,7}{5 \cdot 10^{-5}} = 1,86 \cdot 10^5 \Omega = 186 \text{ k}\Omega.$$

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

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  $\mu\text{A}$ -ral, akkor az  $R_B$  ellenálláson létrejövő feszültségváltozás:

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

Ugyanennyivel változik meg a munkaponti bázis-emitter feszültség is, az eredeti 0,7 V értékről. Ez 26,5%-os változást jelent! Ilyen jelentős eltolódás nem engedhető meg, ezért **a beállított munkapontot stabilizálni kell**. A stabilizálást a **3.4. ábra** szerint, az emitterkörbe helyezett  $R_E$  emitter-ellenállás végzi.



**3.4. 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 feszültsékgülönbség. Ez azt jelenthetné, hogy a tranzisztor az eredeti munkapontjához képest jobban kinyitna, vagyis növekedve a kollektoriáram és ezzel együtt az emitteráram is. A növekvő emitteráram viszont növekedő feszültséget hozna létre az  $R_E$  ellenálláson. A növekvő emitterfeszültség csökkentené a bázis és az emitter közötti feszültsékgülönbséget. Ellenkező irányú bázisáram-változás hatására a fenti folyamat ellentétes módon játszódna le.

Végeredményben tehát az emitter-ellenálláson létrejövő feszültségváltozás folyamatosan ellensúlyozza az  $U_{BE}$  esetleges megváltozását, ezért az állandó értékű marad, a munkapont nem változik.

**Az emitter-ellenállással stabilizált, bázisáram táplálású munkapont-beállítás-sal ellátott, közös emitteres erősítő munkapontbeállító ellenállásainak kiszámítása a bemeneti és a kimeneti körre felírt egyenletekkel lehetséges:**

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

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

A korszerű tranzisztoroknál a kollektoráram és az emitteráram közelítőleg azonosnak vehető, mert csak a bázisáram értékében térnek el egymástól ( $I_C = I_E - I_B$ ), az pedig kicsi. Ezzel a közelítéssel felírva az egyenletet és kifejczve 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 felírásánál 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.

### 5. feladat:

Számitsuk ki a 3.4. 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 5. feladat megoldása:

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

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

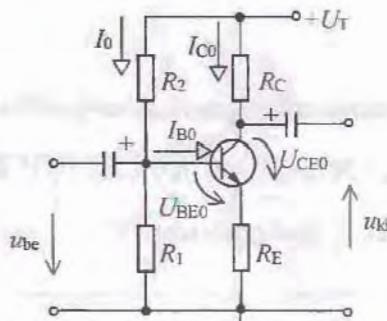
$$R_E = \frac{10 - 5 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^2}{5 \cdot 10^{-3}} = \frac{3,9}{5 \cdot 10^{-3}} = 7,8 \cdot 10^2 \Omega = 780 \Omega.$$

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

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

$$R_B = \frac{10 - 0,7 - 5 \cdot 10^{-3} \cdot 7,8 \cdot 10^2}{5 \cdot 10^{-5}} = \frac{5,4}{5 \cdot 10^{-5}} = 1,08 \cdot 10^5 \Omega = 108 \text{ k}\Omega.$$

A munkapont-beállításra használt másik módszer a **bázisosztós munkapont-beállítás**, amelynek kapcsolási rajza a 3.5. ábrán látható.



3.5. ábra. Munkapont-beállítás bázisosztóval

A munkapont-beállító elemek mérétezése egyszerűen elvégezhető, ha alkalmazzuk azt a gyakorlatban is szokásos feltételt, hogy a bázisosztó  $I_0$  árama az  $I_{B0}$  munkaponti bázisáramnak legalább tízszerese legyen:

$$I_0 \geq 10 \cdot I_{B0}.$$

A kimeneti körre felirható egyenlet az előzőekhez képest nem változik:

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

Ebből kiszámítható az emitter-ellenállás értéke:

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

$R_E$  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:

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

### 6. feladat

Számitsuk ki a 3.5. ábra szerinti erősítő munkapont-beállító ellenállásait, ha

$$U_T = 10 \text{ V}; U_{BE0} = 0,7 \text{ V}; I_{B0} = 50 \mu\text{A}; I_{C0} = 5 \text{ mA}; U_{CE0} = 5 \text{ V}; R_C = 220 \Omega; \text{ és } I_0 = 10 \cdot I_{B0}.$$

(Az adatok megegyeznek az 5. feladat adataival.)

### A 6. feladat megoldása

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

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

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

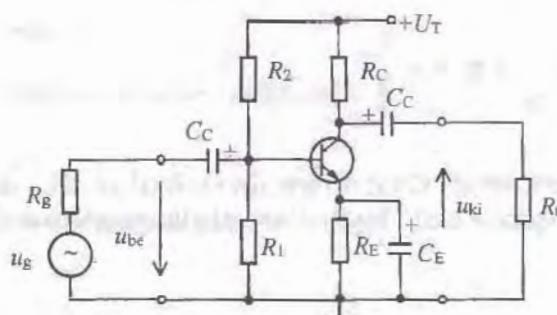
$$R_1 = \frac{U_{B0}}{9 \cdot I_{B0}} = \frac{4,8}{4,5 \cdot 10^{-4}} = 1,02 \cdot 10^4 \Omega = 10,2 \text{ k}\Omega.$$

**Összefoglalva** a tranzisztor munkapontjának beállításával kapcsolatos ismereteket:

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

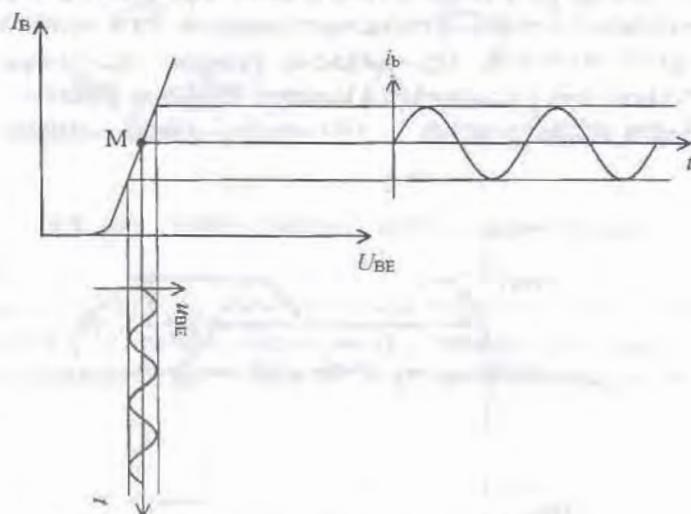
A tranzisztor munkapontjának beállítása után kisjelű feszültségerősítőként használjuk a közös emitteres kapcsolást. Azért, hogy vezérléskor az emitter-ellenállás ne csökkentse a bázis-emitter közötti váltakozó feszültséget, párhuzamosan kapcsolunk vele egy  $C_E$  kondenzátort. A kondenzátor kapacitását úgy kell megválasztani, hogy az  $R_E$ -hez képest igen nagy impedancia (szinte szakadás) legyen a lassan végbenyomó (egyenáramú) munkapontváltozás szempontjából, és rövidzárnak számítson a vezérlőjelek frekvenciáján. Így megmarad az emitter-ellenállás munkapont-stabi-

lizáló hatása, de nem akadályozza a tranzisztor vezérlését. Az emitter-kondenzátorral kiegészített közös emitteres kapcsolást mutatja a 3.6. ábra.



3.6. ábra. Közös emitteres alapkapcsolás

Az erősítőt a meghajtó generátor kis amplitúdójú, szinuszos váltakozó feszültséggel vezéri. Ez a bemeneti feszültség a munkapont környezetében a 3.7. ábrán látható változást hozza létre a bázisáramban.



3.7. ábra. A tranzisztor vezérlése

A kisjelű vezérlés miatt a jelleggörbénak az a szakasza, amelyben a változás történik, egyenesnek tekinthető. Ezért a bázisáram változásával egyenesen arányosan változik a kollektoráram. Az arányossági tényező a tranzisztor  $h_{21}$  áramerősítési tényezője. Az áramerősítési tényező tipikusan 100–500 közötti érték, a kollektoráram így a bázisáram 100–500-szorosa. Ez a kollektoráram folyik

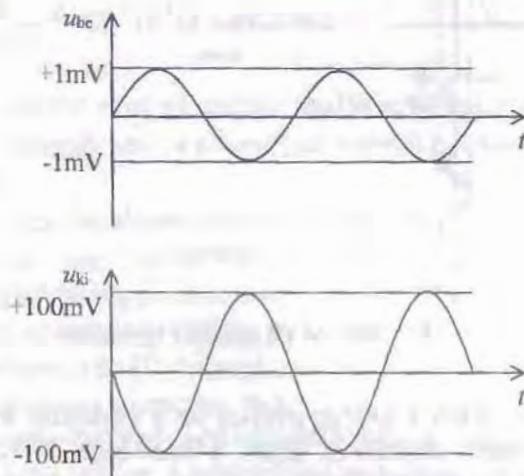
keresztül a kollektorellenálláson, létrehozva a kimeneti feszültséget. A ki- és bemeneti feszültség hányadosa az erősítő feszültségerősítése, ami az

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

összefüggésből számítható ki. Korszerű tranzisztoroknál az  $1/h_{22}$  nagy érték, ezért legtöbbször a párhuzamos eredő kiszámításánál elhanyagolható. Így az erősítés értéke közelítőleg:

$$A_U = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot (R_C \times R_t).$$

A képletben szereplő negatív előjel abból adódik, hogy az erősítő **fázist fordít**: ha a bemeneti feszültség pillanatnyi értéke éppen növekszik, akkor a 3.7. 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 levonódik, így csökkenő kimeneti feszültséget hoz létre. Végeredményben tehát, a bemeneti és a kimeneti feszültség ellentétes irányban változik. A 3.8. ábra példaként egy  $A_U = -100$  erősítésű erősítő jelalakjait mutatja.



3.8. 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:

$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11}.$$

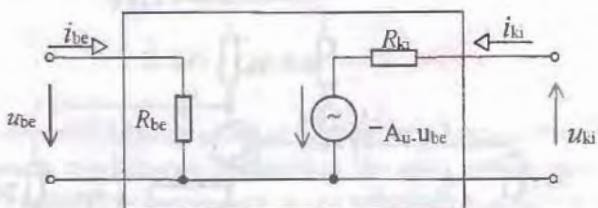
Bázisáram táplálású munkapont-beállításnál:

$$R_{be} = R_B \times h_{11},$$

az erősítő kimeneti ellenállása pedig

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

Az erősítő váltakozó áramú jellemzőinek (feszültségerősítés, be- és kimeneti ellenállás) ismeretében az erősítő a 3.9. ábrán látható négypólussal helyettesíthető.



3.9. ábra. A közös emitteres erősítő, mint négypólus.

A jellemzőket megadó kifejezésekből látható, hogy értéküket a  $h$ -paraméterek is befolyásolják. A 2.3.1. pontban leírtak szerint a  $h$ -paraméterek munkapontfüggőek, ezért tehát a **feszültség-erősítés, ill. a be- és kimeneti ellenállás értéke is munkapontfüggő**.

## 7. feladat

Számítsuk ki a 3.6. ábrán látható közös emitteres erősítő váltakozó áramú jellemzőit, ha ismertek az erősítő alkatrészei és a tranzisztor paraméterei!

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

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

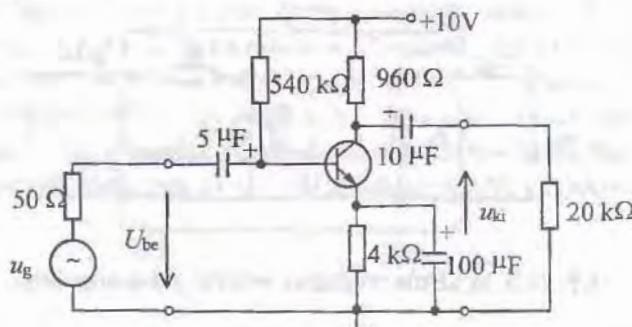
**A 7. feladat megoldása**

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

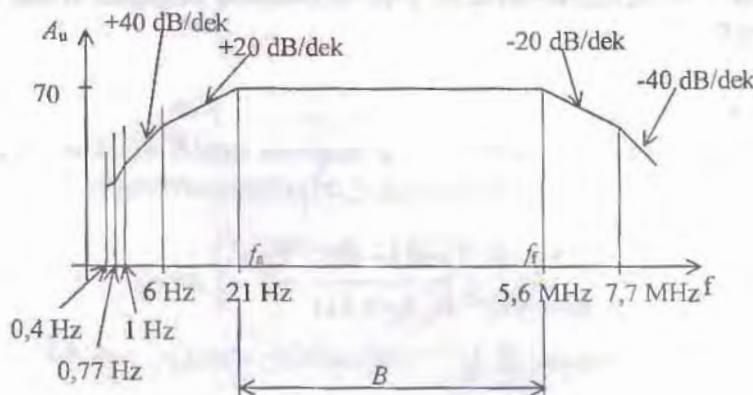
$$R_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11} = 10,2 \times 10,8 \times 2 = 1,45 \text{ k}\Omega.$$

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

Az erősítő váltakozó áramú jellemzői a bemeneti feszültség frekvenciájának függvényében változnak. A frekvenciafüggő viselkedést elsősorban a feszültségerősítés változásának vizsgálatával célszerű tanulmányozni, az erősítőre jellemző frekvenciaátviteli jelleggörbén. A 3.10. ábra  $A_u = -70$ ;  $R_{be} = 1,5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{ki} = 920 \Omega$  váltakozó áramú jellemzőkkel rendelkező erősítőjének **frekvenciaátviteli jelleggörbét** a 3.11. ábra mutatja.



3.10. ábra. Közös emitteres erősítő



3.11. ábra. Átviteli jelleggörbe

A jelleggörbe **kisfrekvenciás tartományában** látható töréspontokat az erősítő csatolókondenzátorai és emitterkondenzátorra hozza létre, az erősítőben hozzájuk csatlakozó ellenállásokkal együtt. minden töréspont egy  $RC$  tag határfrekvenciája, így az erősítés csökkenése a határfrekvencián 3 dB, a fazistolás pedig 45 fok. A határfrekvencia alatt az erősítés dekádonként 20 dB-lel csökken. A 20 dB/dekádosszakaszok az újabb töréspontok után összegződve dekádonként 40, ill. 60 dB-lel csökkennek az átvitelt. A legfelső kisfrekvenciás törésponti frekvencia felett tekinthető az erősítés frekvenciafüggeltek, ezért ez a frekvencia az erősítő  $f_a$  **alsó határfrekvenciája**.

A **nagyfrekvenciás tartományban** az erősítő tranzisztorának kapacitásai (l. a 2.3.1. pontot) okoznak frekvenciafüggést, a tranzisztorhoz kapcsolódó ellenállásokkal alkotva  $RC$  tagot. Az erősítésváltozás ebben a frekvenciatartományban is minden töréspont után  $-20$  dB/dekád. A legkisebb nagyfrekvenciás törésponti frekvencia az erősítő **f<sub>f</sub> felső határfrekvenciája**. Az erősítéscsökkenése ezen a frekvencián 3 dB, a fazistolás pedig 45 fok.

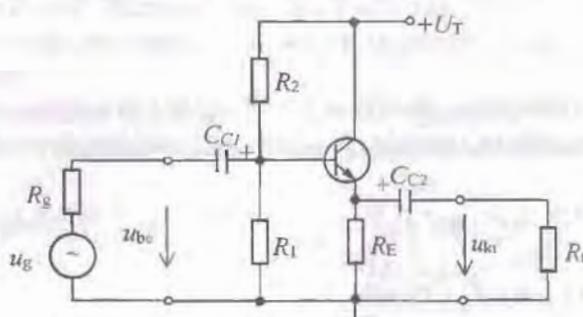
Az alsó és felső határfrekvenciák közötti frekvenciatartomány az **erősítő sávszélessége**:

$$B = f_f - f_a,$$

Szükség esetén a sávszélesség növelése az alsó határfrekvencia csökkentésével és a felső határfrekvencia növelésével lehetséges. Az alsó határfrekvencia csökkenésének módja a csatolókondenzátorok és az emitterkondenzátor kapacitásának növelése. A felső határfrekvencia növeléséhez kisebb belső kapacitású tranzisztort (nagyfrekvenciás tranzisztort) kell használni.

### 3.1.2. Közös kollektoros alapkapcsolás

A tranzisztor munkapontját ebben az alapkapcsolásban is be kell állítani az  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_E$  ellenállásokkal, a közös emitteres kapcsoláshoz hasonlóan.



3.12. ábra. A közös kollektoros alapkapcsolás

A 3.12. ábrán látható **közös kollektoros** (KK) alapkapcsolás tranzisztorának nincs  $R_C$  munkaellenállása, így a munkapont beállítására szolgáló ellenállások a következő egyenletekből számíthatók ki:

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

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

$$R_2 = \frac{U_T - U_{B0}}{10 \cdot I_{B0}}, \text{ amiből } R_l = \frac{U_{B0}}{9 \cdot I_{B0}}.$$

A közös kollektoros kapcsolást a beállított munkapont környezetében kis amplitúdójú szinuszos feszültséggel vezérelve változik a bázisáram (l. a 3.7. ábrát) és czzel 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 **KK kapcsolás nem fordít fázist**. A kimeneti feszültség a bemeneti feszültség változását a nyitott bázis-emitter átmenet miatt kis eltéréssel követi. Ezért ezt az áramkört gyakran **emitterkövetőnek** is nevezik. A közös kollektoros alapkapcsolás feszültségerősítése hozzávetőlegesen egységnyi,  $A_U = 1$ , valóságos értéke ennél valamivel kisebb:  $A_U = 0,95-0,98$ .

A kapcsolás tehát feszültségerősítésre nem használható. Alkalmazási területét a nagy bemeneti ellenállása és a kis kimeneti ellenállása határozza meg:

$$R_{be} \equiv R_l \times R_2 \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_l)],$$

$$R_{ki} \equiv \frac{h_{11}}{h_{21}} \times R_E = \frac{h_{11}}{h_{21}}.$$

## 8. feladat

Számítsuk ki egy bázisáram-táplálású, közös kollektoros kapcsolás munkapont-beállító ellenállásainak, valamint be- és kimeneti ellenállásának értékét!

Adatok:  $U_{BE0} = 0,6$  V;  $U_{CE0} = 6$  V;  $I_{C0} = 20$  mA;  $I_{B0} = 100$   $\mu$ A;  $R_l = 10$  k $\Omega$ ;

$I_{B0} = 100$   $\mu$ A;  $R_l = 10$  k $\Omega$ ;

**A 8. feladat megoldása**

$$R_E = \frac{U_T - U_{CE0}}{I_{C0}} = \frac{9 - 6}{2 \cdot 10^{-2}} = 1,5 \cdot 10^2 \Omega = 155 \Omega.$$

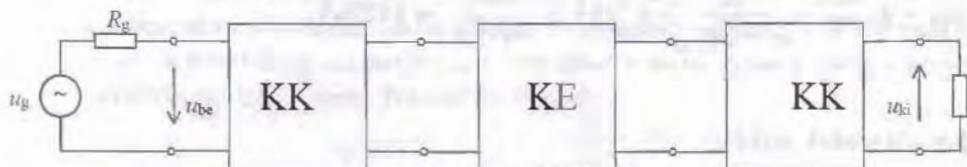
$$U_{B0} = I_{C0} \cdot R_E + U_{BE0} = 2 \cdot 10^{-2} \cdot 1,5 \cdot 10^2 + 0,6 = 3,6 \text{ V}.$$

$$R_B = \frac{U_T - U_{B0}}{I_{B0}} = \frac{9 - 3,6}{10^{-4}} = 5,4 \cdot 10^4 \Omega = 54 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{be} = R_B \times [h_{11} + h_{21}(R_E \times R_t)] = 54 \times [1,5 + 250 \cdot (0,15 \times 10)] = 22,1 \text{ k}\Omega;$$

$$R_{ki} = \frac{h_{11}}{h_{21}} \times R_E = \frac{1,5 \cdot 10^3}{250} \times 150 = 5,77 \Omega.$$

A nagy bemeneti ellenállás miatt a közös kollektoros fokozat kevésbé terhel a meghajtó generátort. A kis kimeneti ellenállás a terhelés jó feszültséggenerátoros meghajtását teszi lehetővé. A KK fokozatot általában **illesztő áramkörként** használjuk, főleg a generátor és a nagy erősítésű, közös emitteres fokozat bemenete, valamint a KE fokozat kimenete és a terhelés között. A szokásos elrendezése a 3.13. ábrán látható.



**3.13. ábra.** Közös kollektoros illesztőfokozat

**9. feladat**

A 3.13. ábra szerinti elrendezésben két egyforma, közös kollektoros erősítőt használunk a közös emitteres erősítő be- és kimenetén. Számítsuk ki a kimeneti feszültség értékét!

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

Adatok:  $u_g = 10 \text{ mV}$ ;  $R_{beKK} = 20 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{beKE} = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_g = 100 \Omega$ ;  $R_{kiKK} = 5 \Omega$ ;  $R_{kiKE} = 300 \Omega$ ;  $R_t = 500 \Omega$ ;  $A_{UKKü} = 0,99$ ;  $A_{UKEü} = -15$ .

**A 9. feladat megoldása**

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

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

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

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

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

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

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

KK fokozatok nélkül:

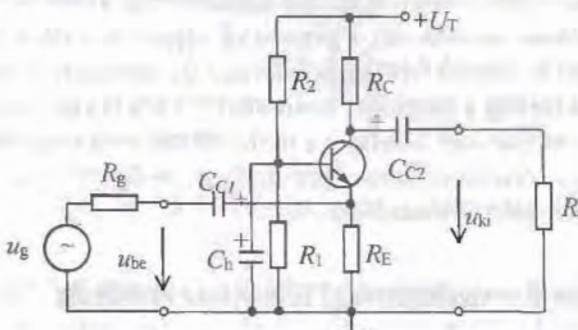
$$u_{\text{beKE}} = u_g \cdot \frac{R_{\text{beKE}}}{R_{\text{beKE}} + R_g} = 10 \cdot \frac{1}{1 + 0,1} = 9,1 \text{ mV.}$$

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

A kapott eredmények jól érzékelhetik a közös kollektoros fokozat illesztő szerepét.

### 3.1.3. Közös bázisú alapkapcsolás

A közös bázisú fokozat kapcsolási rajza a 3.14. ábrán látható.



3.14. ábra. Közös bázisú alapkapcsolás

A tranzisztor munkapont-beállítása megegyezik a közös emitteres kapcsolás munkapont-beállításával. A kapcsolás új eleme az  $C_h$  hidegitő 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 KE erősítő a bázist vezérli az emitterhez képest, a KB erősítő bemeneti feszültsége pedig az emittert vezérli a bázishoz képest. Tehát mindenkor esetben a vezérlés a tranzisztor bázis-emitter feszültségét változtatja. A két erősítő erősítése ezért közelítőleg megegyezik, a leírtakból viszont kitűnik, hogy a közös bázisú erősítő nem fordít fázist. Az erősítés értéke:

$$A_U \cong \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot (R_C \times R_L).$$

A bemeneti ellenállás értéke kicsi:

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

A kimeneti ellenállás közelítőleg megegyezik a munkaellenállás értékével:

$$R_{ki} \cong R_C.$$

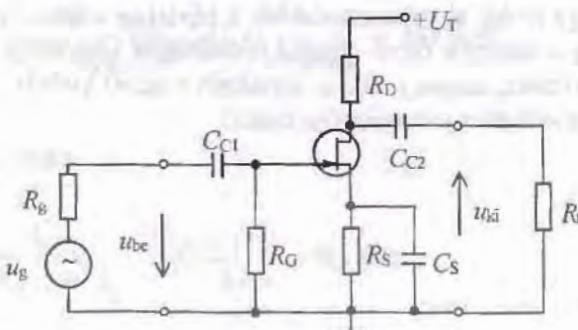
Az erősítés és a kimeneti ellenállás hozzávetőlegesen megegyezik a KE kapcsoláséval, a bemeneti ellenállás azonban a KE kapcsolás bemeneti ellenállásánál jóval kisebb.

A hidegítő kondenzátor azzal, hogy váltakozó áramú szempontból leföldeli a bázist, egyszersmind jelentősen lecsökkenti a tranzisztor kapacitásainak hatását is. Ezért egyrészt nagyobb lesz az erősítő felső határfrekvenciája, másrészről az erősítő csak **kis értékű kapacitással terheli a meghajtó áramkört**. Ez egy olyan speciális tulajdonsága a közös bázisú erősítőnek, amellyel a többi erősítő nem rendelkezik. Tipikus alkalmazási területe a híradástechnikai berendezések (rádió, tévé) nagyfrekvenciás bemeneti erősítőjeként való felhasználás.

### 3.1.4. Térvezérlésű tranzisztorral felépített erősítők

A térvezérlésű tranzisztorral épített erősítő alapkapcsolások közül a közös source- és a közös drain-elektródájú erősítőknek van gyakorlati jelentősége. Ebben két kapcsolásban használható ki a FET-ek azon előnyös tulajdonsága, hogy igen nagy a bemeneti ellenállásuk. Az ilyen erősítők vezérléséhez gyakorlatilag nem szükséges teljesítmény.

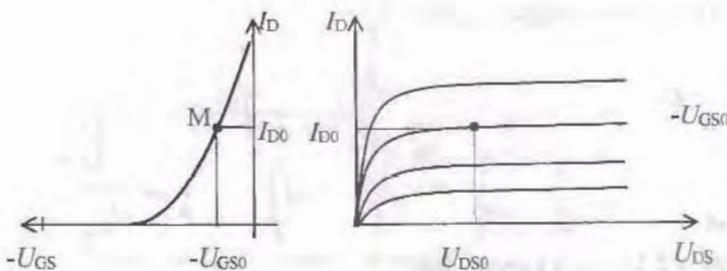
A 3.15. ábra egy n csatornás, záróréteges térvezérlésű tranzisztorral felépített **közös source-elektródájú** kisjelű feszültségerősítőt mutat.



3.15. ábra. Közös source-elektródájú erősítő

Az  $R_D$  drain-ellenállás a kapcsolás munkaellenállása, ezzel állítható be a feszültségerősítés értéke. Az  $R_S$  source- és az  $R_G$  gate-ellenállásokkal állítható be a munkapont.

A munkapont megválasztása a FET jelleggörbején történik. Ezt mutatja a 3.16. ábra



3.16. ábra. A FET munkapontjának megválasztása

A jelleggörbéről leolvashatóak a beállítandó értékek:  $I_{D0}$ ,  $U_{DS0}$ ,  $-U_{GS0}$ .

A kapcsolás  $R_G$  ellenállásán nem folyik áram, mert a FET működési elvéről következően  $I_G \approx 0$ . Az  $R_G$  ellenálláson ezért nem esik feszültség, vagyis a gate feszültsége  $I_G \approx 0$ .

Az  $R_S$  ellenálláson átfolyó  $I_S = I_D$  áram a FET source-elektródáján  $U_S = I_D \cdot R_S$  nagyságú pozitív feszültséget hoz létre. Így teljesül a FET működéséhez szükséges azon feltétel, hogy a source-elektródához képest a gate-elektródán negatív feszültség legyen, mert  $U_G = 0$  V és  $U_S = +I_D \cdot R_S$ . Így a beállítandó munkaponthoz tartozó  $-U_{GS0}$  feszültség az  $R_S$  ellenállással hozható létre:

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

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 erősítése az

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

kifejezésből számítható ki. A bemeneti ellenállás gyakorlatilag megegyezik az  $R_G$  ellenállással:

$$R_{be} = R_G,$$

a kimeneti ellenállás pedig:

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

### 10. feladat

Méreteljük a 3.15. 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;  $R_t = 20$  kΩ.

Számítsuk ki a váltakozó áramú jellemzőket!

### A 10. feladat megoldása

$$R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

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

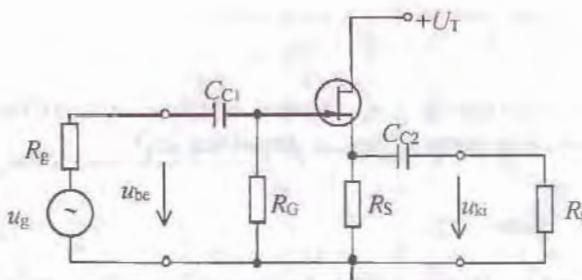
$$R_D = \frac{U_T - U_{DS0}}{I_{D0}} - R_S = \frac{12 - 5}{2 \cdot 10^{-3}} = 3,5 \cdot 10^3 \Omega = 3,5 \text{ k}\Omega.$$

$$A_U = -y_{21} \cdot \left( \frac{1}{y_{22}} \times R_D \times R_t \right) = -10 \cdot 10^{-3} \cdot \left( \frac{1}{5 \cdot 10^{-5}} \times 2,5 \cdot 10^3 \times 2 \cdot 10^4 \right) = -25,9$$

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

$$R_{ki} = \frac{1}{y_{22}} \times R_D = 2 \cdot 10^4 \times 3,5 \cdot 10^3 = 2,98 \cdot 10^7 \Omega = 2,98 \text{ M}\Omega.$$

Az n csatornás, záróréteges tervezérlésű tranzisztorral felépített közös drain elektrodájú kapcsolás a 3.17. ábrán látható.



3.17. ábra. Közös drain elektródájú kapcsolás

A közös drain elektródájú kapcsolás – más néven source-követő – nem fordít fázist, feszültségátvitelle kisebb, mint egy:  $A_U < 1$ . (Tényleges feszültségátvitelc kb.0,9–0,98.) A bemeneti ellenállás megegyezik az  $R_G$  ellenállással:  $R_{be} = R_G$ . A kimeneti ellenállás kicsi, értéke:

$$R_{ki} = \frac{1}{y_{22}} \times R_S.$$

A nagy bemeneti és a kis kimeneti ellenállás miatt elsősorban feszültségmérő műszerek bemeneti fokozataként, ill. többfokozatú erősítők előerősítő és kimeneti fokozataként alkalmazzuk ezt az alapkapsolást.

A záróréteges térvízelésű tranzisztor helyett a megismert kapsolásokban más típusú munkapont-beállítással MOSFET tranzisztorokat is alkalmazhatunk.

### 3.1.5. Többfokozatú erősítők

A gyakorlati alkalmazások nagy részében egyetlen erősítőfokozat erősítése nem elegendő. Több fokozatú erősítőt kell alkalmazni akkor is, ha egy fokozat erősítése ugyan elegendő lenne, de a bemeneti, ill. a kimeneti ellenállás értéke nem megfelelő az illesztéshez.

A több, egymás után kapcsolt erősítőfokozatból kialakított kapsolást **lánckapcsolásnak** nevezünk. A láncba kapcsolt erősítőfokozatok eredő erősítése az egyes fokozatok erősítéseinek szorzata:

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

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

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

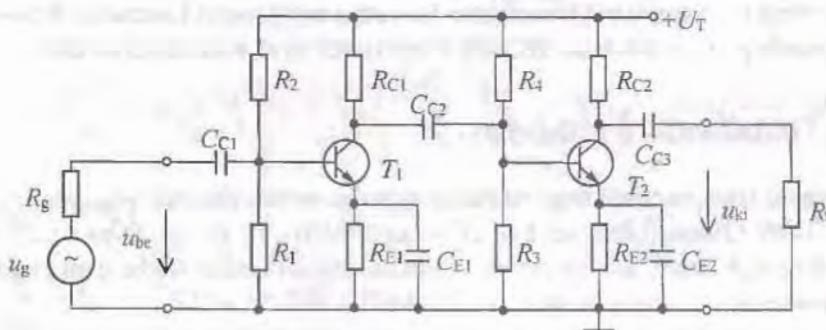
Az eredő bemeneti ellenállás az első fokozat bemeneti ellenállása, a kimeneti ellenállás pedig az utolsó fokozat kimeneti ellenállása lesz:

$$R_{\text{ebe}} = R_{\text{beelső}}; R_{\text{eki}} = R_{\text{kiutolső}}.$$

A többfokozatú erősítő eredő feszültségerősítésének sávszélessége a láncban lévő fokozatok felső határfrekvenciái közül a legalacsonyabb és az alsó határfrekvenciái közül a legnagyobb különbségéből számítható.

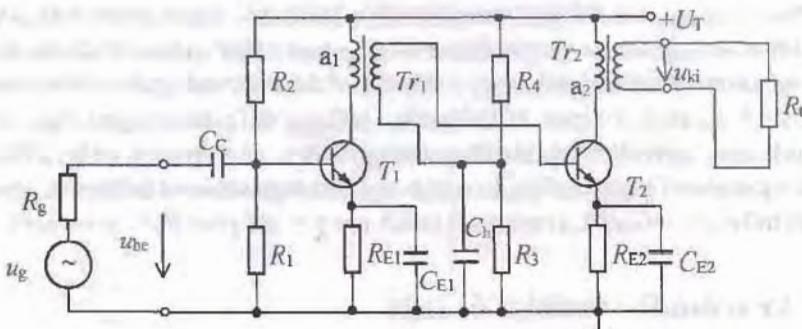
Az egyes erősítőfokozatok  $RC$  csatolással, induktív csatolással és galvanikus csatolással kapcsolhatók össze.

**Az  $RC$  csatolású erősítőláncban** az egyes fokozatok között váltakozó áramú szempontból a csatoló kondenzátor biztosítja a kapcsolatot. 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 csatolókondenzátorok helyes megválasztásával biztosítható az erősítőlánc szükséges alsó határfrekvenciája, ahogyan ezt a 3.1.1. pontban részleteztük. A 3.18. ábra egy kétfokozatú, közös emitteres erősítőkből felépített erősítőláncot mutat.



3.18. ábra.  $RC$  csatolású erősítő

**A transzformátoros (induktív) csatolású** erősítőkben a fokozatok egyenáramú elválasztása és a váltakozó feszültségű csatolása transzformátorral történik a 3.19. ábrán látható módon.



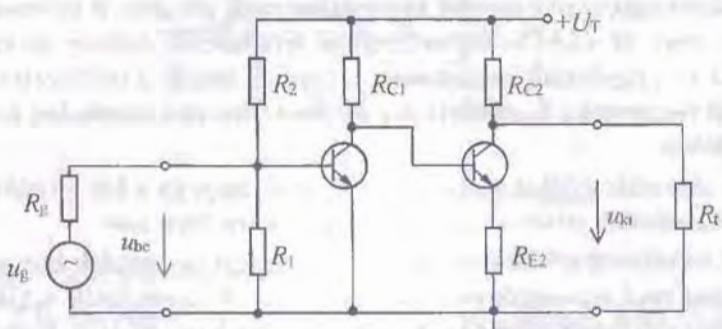
3.19. ábra. Transzformátoros csatolású erősítő

A  $T_1$  tranzisztor munkaellenállása ebben az esetben a második fokozat bemeneti ellenállásának a kollektorkörbe transzformált értéke,  $T_2$  munkaellenállása pedig az  $R_t$  terhelés  $Tr_2$  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 alkalmazása azonban néhány jelentős hátrányaival is jár. Ezek közül a legfontosabb a sávszélesség csökkenése, hiszen a nagyfrekvenciás átvitel a tekercselési kapacitás miatt romlik, a kisfrekvenciás átvételnek pedig a megalosítható indukció szab határt. További hátrány, hogy a vasmag nemlineáris mágnesezési görbéje miatt az erősítendő szinuszos jel alakja eltorzul.

A **galvanikus** (közvetlen) **csatolású erősítőláncban** az egyes fokozatok között egyenáramú csatolás van, ezért az ilyen erősítőlánc egyenfeszültség erősítésére is alkalmas. Ilyenkor emitterkondenzátort sem célszerű alkalmazni. Kétfokozatú, egyencsatolt erősítőt mutat a 3.20. ábra.



3.20. ábra. Galvanikus csatolású erősítő

A láncban csak az első fokozat munkapontja állítható be bázisosztóval, a további fokozatok munkapontja a galvanikus csatlás miatt már meghatározott. Az ábrán látható erősítőnél ez azt jelenti, hogy a második fokozat munkaponti bázisfeszültsége megegyezik az első fokozat kollektorán lévő egycnfeszültséggel. Így az egyes fokozatok nem üzemelhetnek ideális munkapontban. Jó minőségi jellemzőkkel rendelkező egyenfeszültségű erősítők csak bonyolult kapcsolással építhetők, ilyenek az integrált műveleti erősítők, amelyeket tankönyv 3.5. alfejezetében ismerhetünk meg.

### 3.1.6. Az erősítők torzítása és zaja

Torzításról akkor beszélünk, ha az erősítő kimeneti jelének változása nem követi egyenes arányosság szerint a bemeneti jel változását. A torzítás legjelentősebb forrása a tranzisztor nemlineáris karakterisztikája, ezért az ebből eredő torzítás a **nem-lineáris torzítás**. Nagysága erősen függ a bemeneti jel amplitúdójától, hiszen kisebb amplitúdó mellett a jelleggyörbe görbülete kevésbé számottevő, nagyobb amplitúdonál viszont már közelítőleg sem tekinthető egyenesnek.

A nemlineáris torzítás két összetevője a harmonikus torzítás és a modulációs torzítás.

**A harmonikus torzítás** egy adott frekvenciájú bemeneti jel esetén irja le az erősítő torzítását. A jelleggyörbe görbülete miatt a kimeneten a bemeneti jel frekvenciáján (alapharmonikus) kívül megjelennek a felharmonikusok is. A felharmonikusok az alapharmonikus frekvenciájának egész számú többszörösei. A harmonikus torzítás arról ad felvilágosítást, hogy mekkora a kimeneti jel felharmonikustartalma. Számszerűen a  $k_h$  **harmonikus torzítási tényezővel** adható meg, amely a kimeneti jel felharmonikusainak effektív értékét viszonyítja a kimeneti jel effektív értékéhez. Megadása százalékosan szokásos. Ha a jelleggyörbe lineáris lenne, nem keletkeznének felharmonikusok, így a harmonikus torzítási tényező értéke is  $k_h = 0$  lenne.

**A modulációs torzítás** a kimeneti jelben a nemlineáris jelleggyörbe miatt meglévő alap- és felharmonikus frekvenciák **keveredése** miatt jön létre. A keveredés következménye, hogy az alap- és felharmonikus frkvenciák összeg- és különbségi frekvenciái is megjelennek a kimeneti jelben. Ezeknek a jelösszetevőknek az amplitúdóját viszonyítja a  $k_m$  **modulációs torzítási tényező a torzitatlan kimeneti jel amplitúdójához**.

A torzítási tényezök értékét méréssel határozzák meg, és a két torzítási tényező együttes megadásával jellemzik az erősítő nemlineáris torzítását.

Az erősítők kimenetén a felerősített hasznos jel mellett zavarójelek és megjelennek, elválaszthatatlanul összegződve a hasznos jellel. A zavarójelek egyik része az erősítőre ható váltakozó mágneses és villamos terek hatásából, ill. a tápfeszültség búgófeszültségből származik. Ezek hatása viszonylag egyszerű módszerekkel (árnyékolás, szűrés) elhanyagolható mértékűre csökkenhető.

A zavarójelek másik része – ez a zaj – az erősítő felépítő alkatrészek zajából ered. Valamennyi elektronikus alkatrészben keletkezik zaj a töltéshordozók hőmozgása (Johnson-zaj) és fluktuációja (áramzaj) miatt. Az alkatrészekben keletkezett zaj nagyságát a katalógusok az **F zajtényezővel** adják meg. Az alkatrészek zajából adódó erősítőzaj jellemzése a **jel-zaj viszonyval** történik. Ez a mennyiség a kimeneten megjelenő jel- és zajfeszültség hányadosa, dB-ben kifejezve:

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

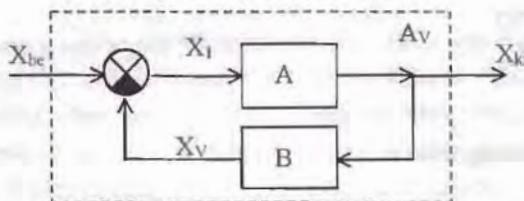
A jel-zaj viszony méréssel határozható meg.

## 3.2. Visszacsatolások

A visszacsatolás az erősítők jellemzőinek módosítására, ill. speciális feladatokat ellátó áramkörök létrehozására szolgáló áramköri megoldás.

A gyakorlati úgy valósítható meg, hogy az erősítő kimeneti jeleinek egy részét visszavezetjük a bemenetre. Az erősítő így a visszacsatolt jel és az eredeti bemeneti jel együttesen vezérli. Abban az esetben, ha a visszacsatolt jel ellenétes fázisú az eredeti bemeneti jelhez képest, akkor az erősítő bemenetére a **két jel különbsége** jut. A visszacsatolásnak ez a fajtaja a **negatív visszacsatolás**.

Ha a bemeneti jel és a visszacsatolt jel azonos fázisú, akkor a **két jel összege** vezérli az erősítőt, ezt **pozitív visszacsatolásnak** nevezzük. A visszacsatolás rendszerteknikai megvalósítását a hatásláncon tanulmányozhatjuk. Ezt mutatja a 3.21. ábra.



3.21. ábra. A visszacsatolás hatáslánca

A hatáslánc elemei a következők:

- Az  $X$  mennyiségek a jelek, amelyek feszültségek vagy áramok lehetnek. Az  $X_V$  visszacsatolt jel, és az  $X_{\text{be}}$  bemeneti jel  $X_1$  összege vagy különbsége a vezérlőjel, ami az erősítő bemenetére jut.

- Az erősítő, amelynek erősítése

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

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

$$B = \frac{X_V}{X_{ki}}.$$

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

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

A hatáslánc alapján felfirhatók 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 erősítése:

$$A_V = \frac{X_{ki}}{X_{be}} = \frac{A}{1 + BA}.$$

A visszacsatolt erősítő erősítése negatív visszacsatolás esetén tehát kisebb mint az eredeti erősítés. Az erősítéscsökkenés nagyságát meghatározó  $1 + B \cdot A$  mennyiséget a **visszacsatolás mértékének** nevezik. 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:

$$X_I = X_{be} + X_v$$

Ezt az előző levezetésben figyelembe véve, a visszacsatolt erősítés értéke:

$$A_v = \frac{A}{1 - BA}.$$

A hurokerősítés nagyságától függően három eset lehetséges:

1.  $H < 1$ . Ilyenkor a visszacsatolt erősítés nagyobb lesz, mint az eredeti erősítés
2.  $H > 1$ . Ez az 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.  $H = 1$ . Ilyenkor a visszacsatolás mértéke éppen nulla, vagyis matematikailag a visszacsatolt erősítés 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 erősítők esetén nem megengedhető, hiszen így az erősítő nem használható (de egyes áramkörökben éppen ezt használjuk ki).

**Összefoglalva** a pozitív visszacsatolásról leírtakat, megállapítható, hogy a hurokerősítés értékétől függően a visszacsatolt erősítő működése bizonytalanná váthat. Ezért az **erősítőtechnikában pozitív visszacsatolást nem használunk**.

Egyetlen olyan áramkörtípus van, amelynél a pozitív visszacsatolás  $H = 1$  esetét használjuk ki, ez az áramkör a tankönyv 3.4. alfejezetében megtalálható szinuszos oszcillátor.

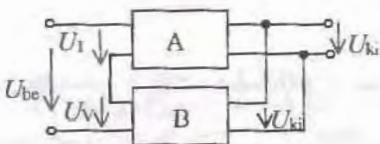
### 3.2.1. Negatív visszacsatolás

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 jellet sorosan vagy párhuzamosan. Tehát a következő visszacsatolásokat hozhatjuk létre:

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

**Soros feszültség-visszacsatolás** látható a 3.22. ábrán.



3.22. ábra. Soros feszültség-visszacsatolás

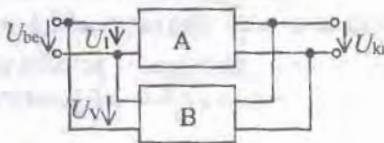
A visszacsatoló hálózat a kimeneti feszültség B tényezővel arányos részét juttatja vissza az erősítő bemenetére. A visszacsatolt feszültség a bemeneti feszültséggel sorosan és vele ellentétes fázisban jelentkezik, így az erősítőt vezérlő feszültség:

$$U_1 = U_{be} - U_V.$$

A visszacsatolási tényező soros feszültség-visszacsatolás esetén feszültségátvitel jellegű mennyisége:

$$B = \frac{U_V}{U_{ka}}.$$

**Párhuzamos feszültség-visszacsatolás** elvi megoldása a 3.23. ábrán látható.

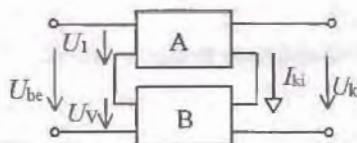


3.23. ábra. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás

A visszacsatoló hálózat ebben az esetben is a kimeneti feszültség B-vel arányos részét juttatja vissza a bemenetre. A visszacsatolt feszültség a bemeneti feszültséggel párhuzamosan kapcsolódik, azonban a bemeneti feszültséggel ellentétes

fázishelyzete miatt csökkenti az erősítő bemenetére jutó feszültséget. A vezérlő feszültség tehát a bemeneti- és a visszacsatolt feszültségek különbsége.

A **soros áram-visszacsatolást** megvalósító hálózat a 3.24. ábrán látható.

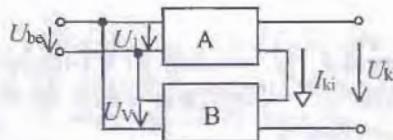


3.24. ábra. Soros áram-visszacsatolás

A bemeneti körbe sorosan visszajutó visszacsatolt feszültség a kimeneti árammal arányos. Az arányossági tényező a visszacsatoló hálózat B átvitele:

$$B = \frac{U_V}{U_{ki}}.$$

Az előzőekből már egyértelműen következik a 3.25. ábrán látható **párhuzamos áram-visszacsatolást** megvalósító hálózat.



3.25. ábra. Párhuzamos áram-visszacsatolás

A kimeneti árammal arányos visszacsatolt feszültség fázishelyzete ellentétes a bemeneti feszültség fázishelyzetével, így különbségük vezéri az erősítőt.

A negatív visszacsatolás váltakozó áramú jellemzőkre gyakorolt hatását a feszültség- és áramerősítés, a be- és kimeneti ellenállás, a sávszélesség, a torzítás és a zaj változásának elemzésén keresztül vizsgáljuk.

**Soros típusú visszacsatolásoknál** az erősítőt vezérlő \$U\_1\$ feszültség kisebb, mint az eredeti \$U\_{be}\$, a bemeneti áram azonban nem változik. Ezért a feszültségerősítés változik az

$$A_{UV} = \frac{A_U}{1+H}.$$

összefüggés szerint, az áramerősítés közel az eredeti marad. A feszültségerősítés csökkenése miatt az erősítőt visszacsatolás nélkül vezérlő jel és a visszacsatolás utáni vezérlőjel közötti összefüggés

$$U_{\text{be}} = U_1 \cdot (1 + H),$$

ezért az erősítő bemeneti ellenállása is megnövekszik:

$$R_{\text{beV}} = R_{\text{be}} \cdot (1 + H).$$

A **párhuzamos típusú visszacsatolások** az erősítő vezérlő áram értékét befolyásolják, így itt a feszültségerősítés gyakorlatilag nem változik, az áramerősítés viszont lecsökken a visszacsatolás mértékénél megfelelően:

$$A_{\text{iV}} = \frac{A_i}{1 + H}.$$

Ezzel együtt az eredetihez képest lecsökken a bemeneti ellenállás is a visszacsatolás mértékével:

$$R_{\text{beV}} = R_B \times \frac{h_{11}}{1 + H}.$$

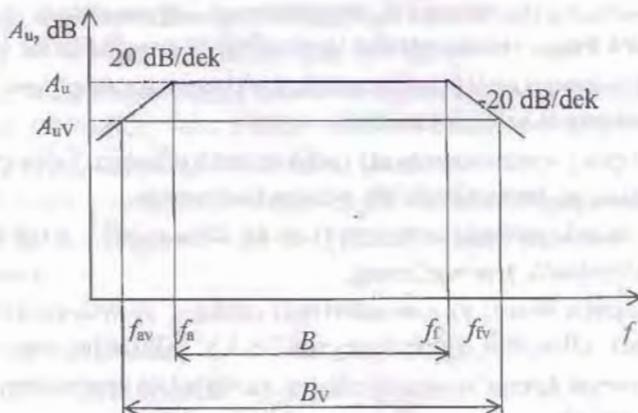
**Feszültség-visszacsatolásnál** a visszacsatolt jel a kimeneti feszültséggel arányos. A visszacsatolt erősítő kimeneti ellenállása ebben az esetben a visszacsatolás mértékének megfelelően lecsökken:

$$R_{\text{kiV}} = \frac{R_{\text{ki}}}{1 + H}.$$

A kimeneti árammal arányos **áram-visszacsatolás** szintén a visszacsatolás mértékével növeli a kimeneti ellenállást:

$$R_{\text{kiV}} = R_{\text{ki}} \cdot (1 + H).$$

A negatív visszacsatolás hatással van az erősítő sávszélességére is. A sávszélességet a feszültségerősítés alsó és felső határfrakvenciájának különbségekent értelmezük. A feszültségerősítést a soros típusú visszacsatolások változtatják, ezért a sávszélességet is csak ezek befolyásolják. A soros feszültség- és áram-visszacsatolás sávszélességre gyakorolt hatását a **3.26.** ábra mutatja.



3.26. ábra. A visszacsatolt erősítő sávszélessége

Az ábrából látható, hogy az alsó határfrekvencia lecsökken, a felső határfrekvencia pedig megnő. A  $20 \text{ dB/dek}$  szakaszon ezek a változások egyenesen arányosak az erősítés változásával, így:

$$f_{aV} = \frac{f_a}{1 + H}, \text{ ill. } f_{fV} = f_f \cdot (1 + H)$$

a sávszélesség tehát jelentősen megnő (mivel  $B \cdot A_U$  állandó).

(Fontos megjegyezni, hogy az  $f_{aV}$  és  $f_{fV}$  határfrekvenciák nem kerülhetnek a jelleg-görbe  $40 \text{ dB/dek}$  áados, ill. meredekebb szakaszára, mert itt az erősítő erősítése bizonytalanná válik, ill. az erősítő begerjedhet).

Kedvezően befolyásolják a soros típusú, negatív visszacsatolások az erősítő kimenetén megjelenő zajfeszültség értékét és az erősítő torzítását is. A visszacsatoló hálózat az erősítő által termelt zajfeszültség egy részét és a felharmonikusok feszültségének egy részét is visszacsatolja a bemenetre, ellentétes fázisban. **Igy csökken a zajfeszültség és a torzítás is.** A csökkenés nagysága a visszacsatolás mértékével arányos:

$$u_{zV} = \frac{u_z}{1 + H}, \text{ ill. } k_v = \frac{k}{1 + H}.$$

**Összefoglalva** a negatív visszacsatolás erősítők jellemzőire 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,
- negatív visszacsatolás esetén csökken a kimeneten megjelenő zajfeszültség és a visszacsatolt hálózat torzítása,
- soros típusú visszacsatolásnál csökken a feszültségerősítés és nő a bemeneti ellenállás, az áramerősítés kb. változatlan marad,
- soros visszacsatolás esetén csökken az alsó- és nő a felső határfrekvencia, tehát növekszik a sávszélesség,
- párhuzamos típusú visszacsatolásnál csökken az áramerősítés és csökken a bemeneti ellenállás, a feszültségerősítés kb. változatlan marad,
- párhuzamos típusú visszacsatolásnál (a definíció értelmében) a sávszélesség nem változik,
- feszültség-visszacsatolásnál csökken a kimeneti ellenállás,
- áram-visszacsatolásnál növekszik a kimeneti ellenállás.

A visszacsatolás típusa		A befolyásolt jellemző					
		$R_{be}$	$R_{ld}$	$A_u$	$A_l$	$B$	Torzítás, zaj
<b>SOROS</b>	<b>feszültség</b>	nő	csökken	csökken	nem vált.	nő	csökken
	<b>áram</b>	nő	nő	csökken	nem vált.	nő	csökken
<b>PÁRHUZAMOS</b>	<b>feszültség</b>	csökken	csökken	nem vált.	csökken	nem vált.	csökken
	<b>áram</b>	csökken	nő	nem vált.	csökken	nem vált.	csökken

### 3.2.2. Visszacsatolások az erősítőkben

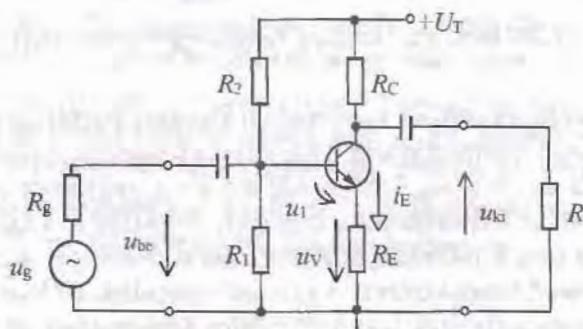
A visszacsatolás célja, hogy az erősítő tulajdonságait a felhasználás céljának megfelelően módositsa.

A leggyakrabban előforduló célok pl.a következők.

- Szélessavú erősítő készítéséhez a sávszélesség növelése. Ez a feladat soros típusú visszacsatolással oldható meg.
- Kiszajú és kistorzítású erősítő készítése. Ez a feladat is soros típusú visszacsatolást igényel.
- Nagy bemeneti ellenállású erősítő készítésére szintén a soros visszacsatolás alkalmas.
- Kis kimeneti 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 sávszélességet, nagy bemeneti és kis kimeneti ellenállást, kis torzítást és zajt érhetünk el, ha többfokozatú erősítőben soros feszültség-visszacsatolást hozunk létre.

Az egyfokozatú, közös emitteres erősítőben úgy készíthető a legegyszerűbben soros áram-visszacsatolás, ha a kapcsolásból elhagyjuk az emitter-kondenzátort, amint azt a 3.27. ábra mutatja.



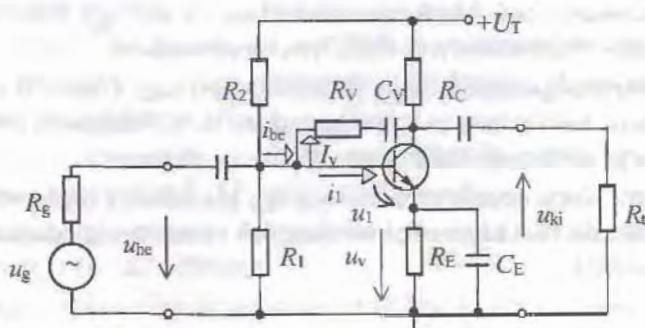
3.27. ábra. Soros negatív áram-visszacsatolás

Az emitter-ellenálláson átfolyó  $i_E \equiv i_C$  kimeneti árammal arányos áram hozza létre a visszacsatolt feszültséget. Így a B visszacsatolási tényező:

$$B = \frac{u_V}{u_{ki}} = \frac{i_C \cdot R_E}{i_C \cdot (R_C \times R_t)} = \frac{R_E}{R_C \times R_t}.$$

A visszacsatolt feszültség a tranzisztor emitterére kerül, sorba kapcsolódva a bázison lévő bemeneti feszültséggel. A tranzisztor bázisa és emittere közé, mint  $u_1$  vezérlőfeszültség, a bemeneti és a visszacsatolt feszültség különbsége jut. Az így megvalósított soros, negatív, áram-visszacsatolás kedvező irányban módosítja a bemeneti ellenállást, a sávszélességet, a zajfeszültséget és a torzítást. Kedvezőtlenül alakul viszont a feszültségerősítés és a kimeneti ellenállás.

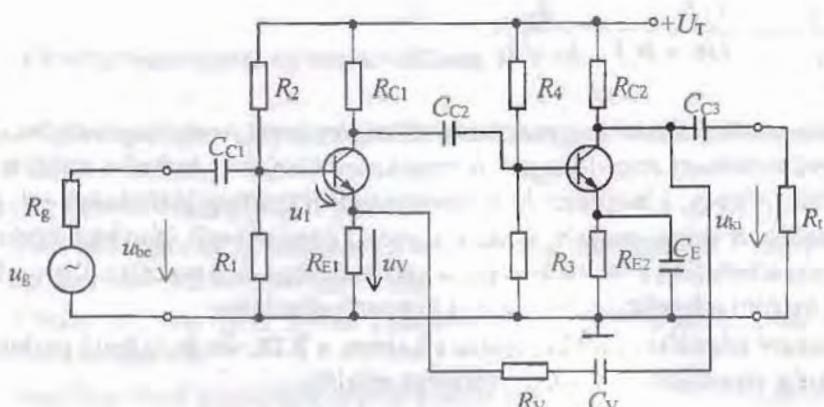
A kimeneti ellenállás csökkentésére alkalmas a 3.28. ábrán látható párhuzamos feszültség-visszacsatolású közös emitteres erősítő.



3.28. ábra. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás

Az  $R_V$  visszacsatoló ellenállás a fázisfordított kimeneti feszültség egy részét visszavezeti a bemenetre, párhuzamosan kapcsolva a bemeneti feszültséggel. A fázisfordítás miatt az  $u_V$  és az  $u_{be}$  különbsége vezérli a tranzisztor bázisát. A visszacsatolás csökkenti az áramerősítést, a bemeneti ellenállást és a kimeneti ellenállást. Nem változtatja meg a feszültségerősítést, a sávszélességet, a zajt és a torzitást. Ezzel a megoldással lccsökkenhető a kimeneti ellenállás, de lecsökken a bemeneti ellenállás is. A kapcsolás ezen igen kedvezőtlen tulajdonságát az alkalmazás során figyelembe kell venni!

Nagy feszültségerősítés, nagy bemeneti és kis kimeneti ellenállás érhető el a 3.29. ábrán látható kétfokozatú crósítővel, amelyben az  $R_V$  és  $R_E$  ellenállás soros negatív feszültség-visszacsatolást hoz létre.



3.29. ábra. Soros, negatív feszültség-visszacsatolás

### 3.3. Teljesítményerősítők

A teljesítményerősítők feladata, hogy egy adott értékű terhelő-ellenálláson a lehető legnagyobb teljesítményt adják le.

Az erősítő a tápegységből felvett egyenáramú teljesítményből a vezérlés hatására váltakozó áramú teljesítményt állít elő. Ennek érdekében a teljesítményerősítőkben felhasznált erősítőeszközt a lehető legjobban kivezéreljük, tehát nagyjelű üzemben működtetjük. Nagyjelű üzemben az erősítőeszköz már nem a munkapont kis környezetében működik, ahol a jelleggörbéje lineárisnak tekinthető, hanem a jelleggörbe teljes kivezérlési tartományát igénybe vesszük. Az erősítőeszközök jelleggörbéi viszont nemlineárisak, így **az erősítendő jel torzulást szenned**.

Mivel a teljesítményerősítők esetében 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 kimeneti teljesítmény és a tápegységből fclvett egyenáramú teljesítmény hányadosa:

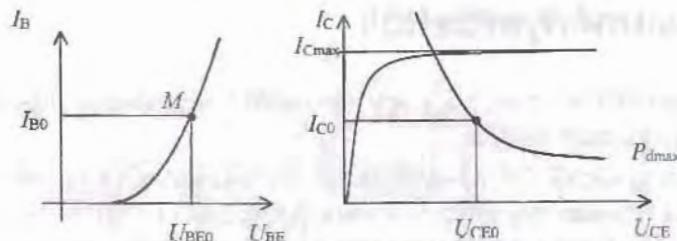
$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_T} .$$

A **torzítás** a tranzisztor nemlineáris jelleggörbéje miatt lép fel, hiszen a nagyjelű vezérlés miatt a jelleggörbe már közelítőleg sem tekinthető egyenesnek. A torzítási tényezővel (l. a 3.1.6. pontot) jellemezhető.

#### 3.3.1. Erősítők osztályozása

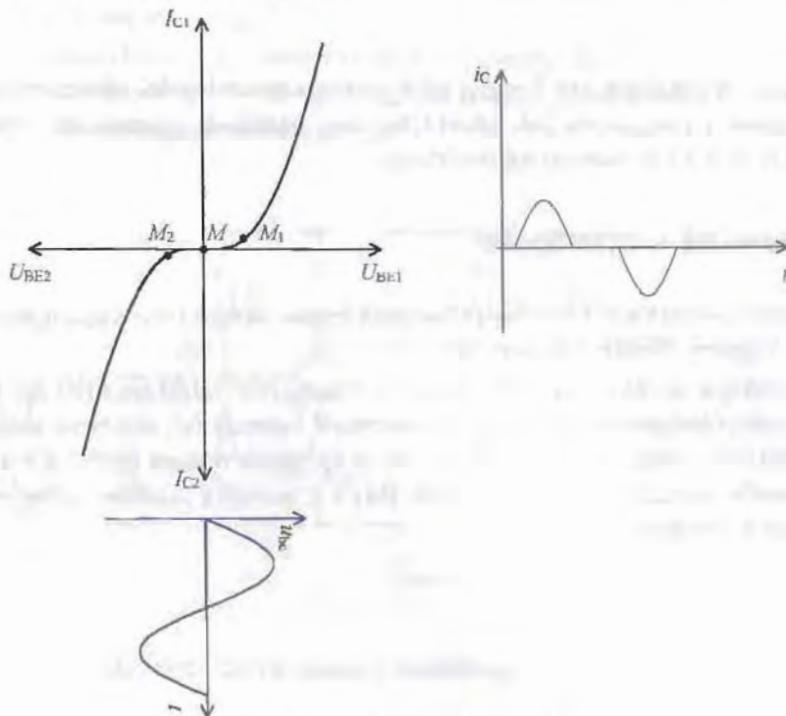
A teljesítményerősítőket a bennük felhasznált tranzisztor(ok) munkapontjának beállításától függően osztályokba soroljuk.

Az **A-osztályú** munkapont-beállításnál a tranzisztor munkapontját az  $U_{CEO} \approx U_{CEmax}/2$  feszültségnél és olyan  $I_C0$  áramértéknél vesszük fel, amelynél még éppen nem lépjük túl a maximális disszipációt. Ilyen feltételek mellett érhető el a tranzisztor maximális kivezérelhetősége. A 3.30. ábra a tranzisztor kimeneti jelleggörbén mutatja be a munkapont helyét.



3.30. ábra. Az A-osztályú munkapont

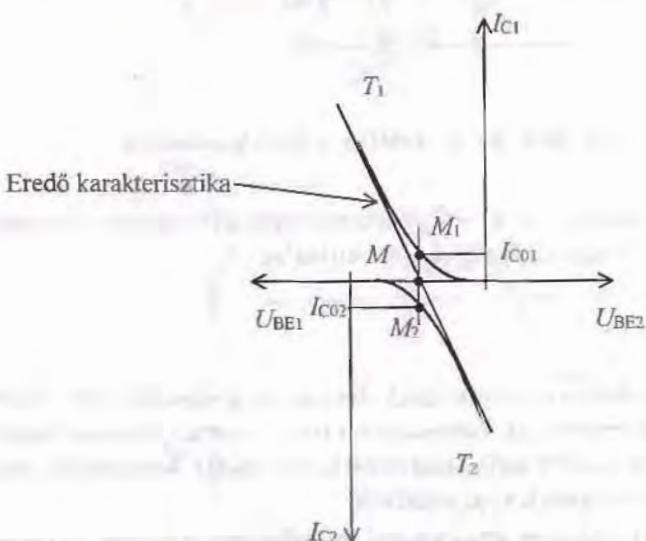
A munkapont helyzetéből következik, hogy a kapcsolás vczérlés nélkül is vesz fel teljesítményt a tápegységből, annak ellenére, hogy váltakozó áramú teljesítményt nem ad le. Ez a teljesítmény  $P_d = U_{CE0} \cdot I_{C0}$ . Így az A-osztályú munkaponttal rendelkező erősítő rossz hatásfokkal működik. A hatásfok akkor javítható, ha csökken a tápegységből felvett teljesítmény vezérlés nélkül. Két tranzisztor használva az erősítő építéséhez, ezek munkaponti árama a lezárás határára választható meg. Ez a B-osztályú munkapont. A két tranzisztor így felváltva erősíti a bemeneti szinuszos jel két félperiódusát. A 3.31. ábra a két tranzisztor jelleggörbéjén mutatja a munkapont helyét, **B-osztályú beállítás** esetén.



3.31. ábra. A B-osztályú munkapont

A tranzisztorok munkaponti árama vezérlés nélkül közelítőleg nulla, ezért a B-osztályú munkapont jó hatásfokot eredményez. A két tranzisztor eredő jelleggörbje azonban erősen görbült, így az erősítő torzítása nagy lesz.

Viszonylag kis torzítás és viszonylag jó hatásfok, tehát optimális beállítás érhető el, ha a két tranzisztor **AB-osztályú munkapontban** üzemelhetjük. A 3.32. ábrán látható, hogy az eredő jelleggörbe közel lineáris és a munkaponti áram is kisebb, mint a rossz hatásfokú A-osztályú beállításban.



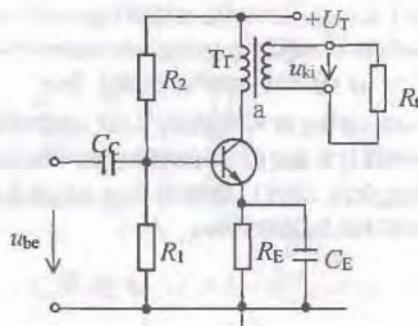
3.32. ábra. AB-osztályú munkapont

Az erősítő hatásfoka tovább javítható, ha a munkapont a lezárási tartományba esik (C-osztályú munkapont), mert így csak adott szintnél nagyobb vezérlőjel esetén folyik kollektoráram. Ez a beállítás rendkívül nagy torzítást eredményez, a gyakorlatban csak ritkán, hangolt nagyfrekvenciás teljesítményerősítőkben alkalmazzák.

**Összefoglalva:** az egy tranzisztorral megvalósítható A-osztályú teljesítményerősítő legjellemzőbb vonása a rossz hatásfok. A két tranzisztor igénylő B- és AB-osztályú erősítők közül a B-osztályút nagy torzítás, az AB-osztályút az együttesen elérhető legjobb hatásfok és legkisebb torzítás jellemzi.

### 3.3.2. Teljesítményerősítő-kapcsolások

Egyszerű kapcsolású, A-osztályú teljesítményerősítő készíthető KE-es kapcsolással a 3.33. ábra szerint.



3.33. ábra. Az A-osztályú erősítő kapcsolása

A kapcsolás munkapontja az  $R_1 - R_2$  bázisosztóval állítható be a kivezérlési tartomány közepére. A tranzisztor munkaellenállása az

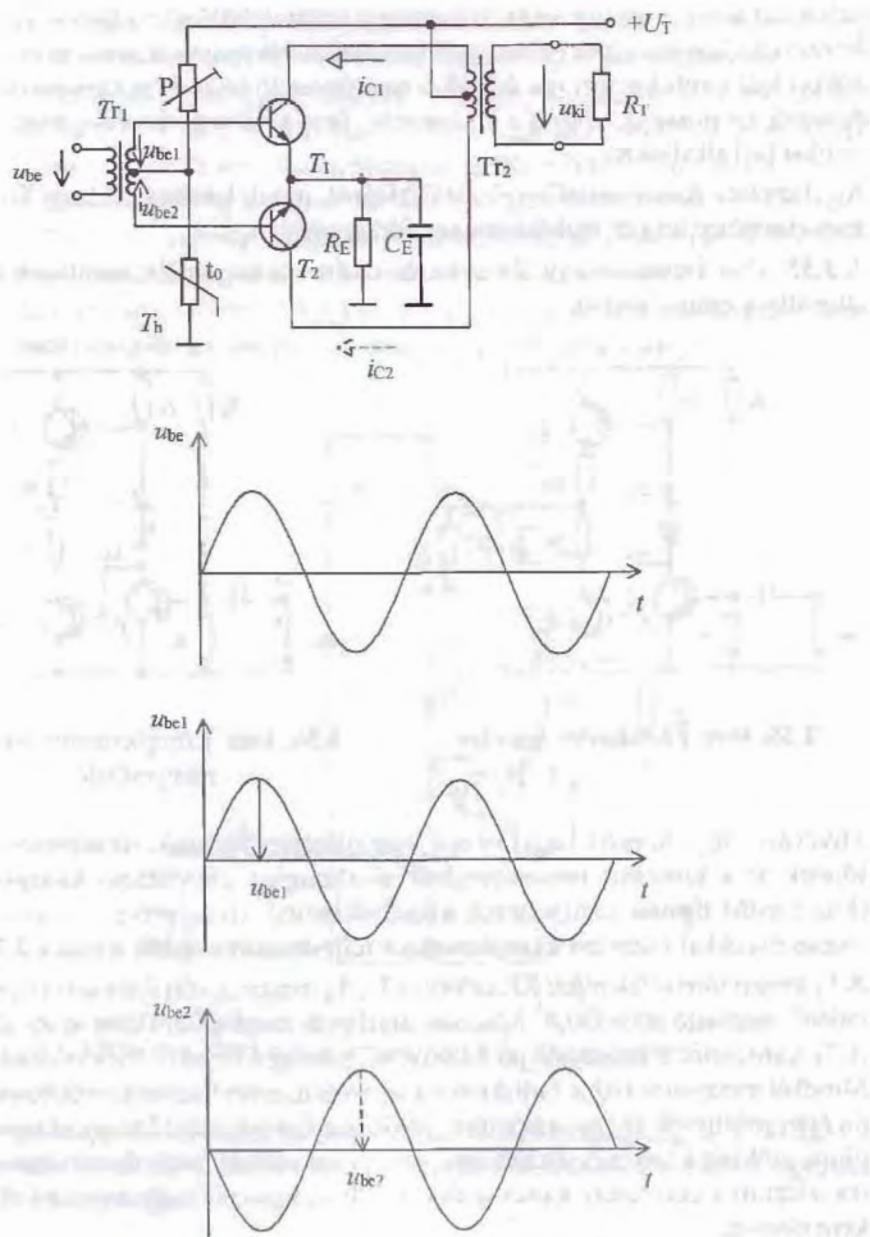
$$R_C = \alpha^2 \cdot R_1$$

ellenállás. A transzformátor áttételének helyes megválasztásával illeszthető az általában kis értékű terhelés (pl. hangszóró) a tranzisztorhoz. A rossz hatásfok miatt ezt az erősítőt csak kisebb teljesítmények előállítására használják, hiszen hozzávetőlegesen 20%-os hatásfokkal működik.

A két tranzisztorral felépített **ellenütemű teljesítményerősítők** legtöbbször AB-osztályú munkapontban működnek. Egy lehetséges gyakorlati megvalósítást mutat a 3.34. ábra.

A két tranzisztor ellenfázisú vezérlőjeleket igényel, ezeket állítja elő a  $T_1$  fázisfordító transzformátor. Szekunder tekercsének középleágazásához képest – ami a bázisosztó miatt egy rögzített feszültségű pont – a két végpontja között ellentétes fázisban változik a szinuszos feszültség, amint azt a 3.34. ábra is mutatja.

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. Végcérdenyben tehát a két tranzisztor, egymást váltva erősít fel a bemeneti feszültség két félperiódusát. A tranzisztorok kollektoráramai átfolynak a  $T_2$  kimeneti transzformátor középleágazású primer tekercsén. Az  $i_{C1}$  a pozitív félperiódusban, az  $i_{C2}$  pedig a negatív félperiódusban indukál feszültséget a szekunder tekercsben. A kimeneti transzformátor tehát összemásolja a két tranzisztor által fel-erősített jel pozitív és negatív félperiódusát a terhelésre. A kimeneti transzformátor ezen kívül, az áttételének helyes megválasztásával, a terhelést is illeszti a tranzisztorokhoz.



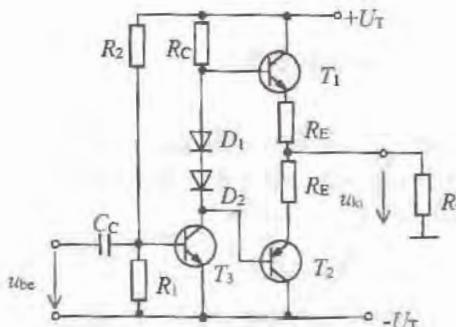
3.34. ábra. Ellenütemű teljesítményerősítő és ellenfázisú vezérlőjelei

A P potenciometter az erősítőosztálynak megfelelő munkapont beállítására szolgál. A  $T_h$ -val jelölt termisztor negatív hőfoktényezőjű és az  $R_E$  emitter-ellenállással együtt a kapcsolás munkapontjának hőmérséklet-stabilizálására szolgál. A tranzisztorokon

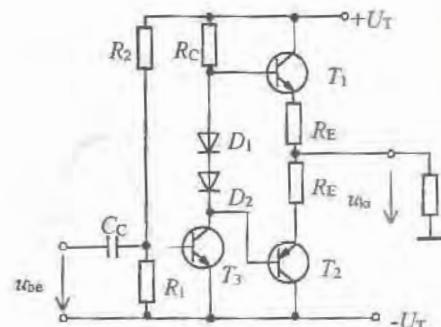
keletkező jelentős disszipációs teljesítmény miatt itt különösen fontos a hőmérsékletváltozás következményeinek csökkentése. A két tranzisztornak azonos jellemzőkkel kell rendelkeznie. Így érhető el az erősítendő jel pozitív és negatív félperiódusának azonossága, vagyis a kis torzítás. Erre a célra párból válogatott tranzisztorokat kell alkalmazni.

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

A 3.35. ábra áramköre egy olyan közös emitteres kapcsolás, amelynek  $R_C$  és  $R_E$  ellenállása azonos értékű.



3.35. ábra. Fázishasító áramkör



3.36. ábra. Komplementer teljesítményerősítő

Mivel  $R_C = R_E = R$ , ezért  $|u_{ki1}| = |u_{ki2}|$ , de ellentétes fázisúak. Az ellenfázisú vezérlőjelek és a kimeneti transzformátor alkalmazása elkerülhető **komplementer** (kiegészítő) **típusú** tranzisztorok alkalmazásával. Ilyen p-n-p, ill. n-p-n típusú tranzisztorokkal felépített **komplementer teljesítményerősítőt** mutat a 3.36. ábra.

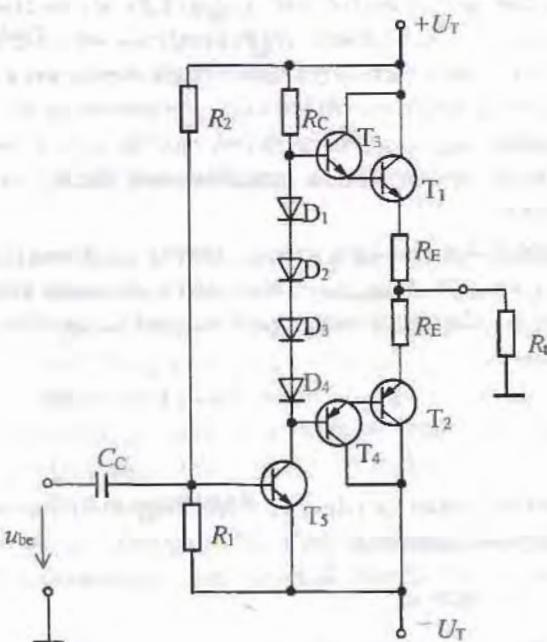
A T<sub>3</sub> tranzisztorral felépített KE erősítő a T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> tranzisztorral felépített teljesítményerősítő meghajtó (előerősítő) fokozata, amelynek munkaellenállása az  $R_C$  ellenállás. A T<sub>1</sub> tranzisztor a szinuszos jel pozitív, a T<sub>2</sub> pedig a negatív félperiódusát erősíti. Mindkét tranzisztor közös kollektoralos kapcsolású, ezért feszültségerősítésük  $A_U \approx 1$ , de áramerősítésük és így teljesítményerősítésük is jelentős. Ebben a kapcsolásban nincs szükség a terhelés illesztésére, mert a kis ellenállású terhelés (hangszóró) a tranzisztorok emitterére kapcsolódik, amelyek hasonló nagyságrendű ellenállást képviselnek.

A munkapont-beállítás úgy történik, hogy a közvetlen csatolás miatt a meghajtó fokozat T<sub>3</sub> tranzisztorának munkaponti kollektorfeszültsége meghatározza a T<sub>2</sub> munkaponti bázisfeszültségét is. Ehhez képest a T<sub>1</sub> bázisfeszültségét a D<sub>1</sub> és D<sub>2</sub> diódák nyitófeszültségeinek összege adja. A diódákat itt szinteltolóként alkalmazzuk, feladatuk, hogy a két tranzisztor bázisa között biztosítsák a működéshez szük-

séges  $U_{BE01} + U_{BE02}$  feszültséget. A két dióda nyitófeszültsége hozzávetőlegesen ekkora. A tranzisztorok  $R_E$  emitter-ellenállásai stabilizálják a munkapontot.

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 egy tápfeszültségről működtetjük, akkor ezen a ponton  $U_T/2$  értékű egyenfeszültség lesz, ezért az  $R_E$ -t csatoló kondenzátorral kell leválasztani. A kis torzítás ebben a kapcsolásban is úgy érhető el, ha azonos paraméterekkel rendelkező, válogatott komplementer tranzisztorpárokat használunk.

Nagyobb teljesítményerősítés érhető el, ha a tranzisztorokat **Darlington-kapcsolású tranzisztorpárra** cseréljük ki, amint azt a 3.37. ábra mutatja.



3.37. ábra. Darlington-kapcsolású teljesítményerősítő

A Darlington-kapcsolású tranzisztorpár első tranzisztorának  $i_E \approx i_C$  áramát a második tranzisztor  $h_{21}$ -szeresére erősíti. Így eredőben a két tranzisztor együttes áramerősítési tényezője:

$$h_{21e} = h_{21-1} \cdot h_{21-2},$$

ill. 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-párok bázisa közötti szinteltolást itt is diódák végzik (a négy tranzisztor miatt négy dióda).

### 3.4. Szinuszos oszcillátorok

A szinuszos oszcillátor (rezgéskeltő) áramkör feladata, hogy egy adott frekvenciájú szinuszos időfüggvénnyel leírható kimeneti feszültséget állítson elő a tápfeszültségből. Az oszcillátort jelforrásként használjuk más áramkörök bemeneti feszültségének előállítására. Oszcillátort leggyakrabban erősítőből készítünk pozitív visszacsatolást hozva létre a ki- és beimenet között. Amint azt már a 3.2. alfejezetben láttuk, 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 létrejötének két feltétele van:

- Az **amplitúdó-feltétel** betartásával elérhető az állandó amplitúdójú kimeneti jel. Ehhez az szükséges, hogy az erősítő pontosan akkora erősítéssel rendelkezzen, amekkora a visszacsatoló hálózat csillapítása:

$$A_u = \frac{1}{B}.$$

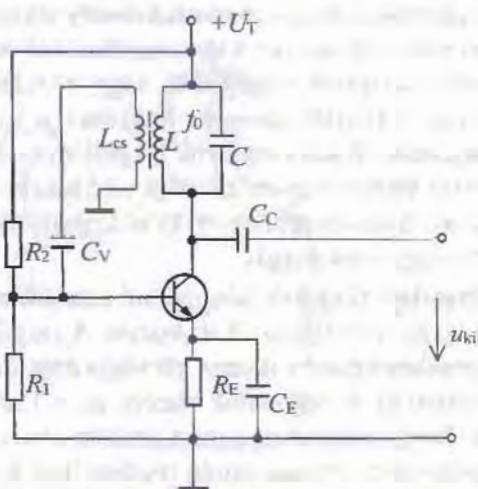
- A **fázisfeltétel** betartása lehetővé teszi, hogy a visszacsatolás pozitív legyen, így létrejöhessen az oszcilláció:

$$\varphi_A + \varphi_B = 0^\circ, 360^\circ \text{ stb.},$$

vagyis az erősítő  $\varphi_A$  fázistolása és a visszacsatoló hálózat  $\varphi_B$  fázistolása együttesen garantálja a pozitív visszacsatolást.

A két feltételnek csak egyetlen frekvencián szabad teljesülnie, azon a frekvencián, amelyen az oszcillátort működtetni akarjuk. Ennek a frekvenciának a beállítása  $LC$  vagy  $RC$  hálózattal lehetséges. Ha az előállítandó frekvencia a kisfrekvenciák tartományába esik, akkor az oszcillátor (gyakorlati okokból)  $RC$ , a nagyfrekvenciák tartományában pedig  $LC$  hálózattal valósítható meg.

Az  **$LC$  oszcillátorok** frekvenciáját meghatározó hálózat általában párhuzamos rezgőkör. A 3.38. ábra áramköre a Meissner-féle  $LC$  oszcillátor (hangolt kollektorkörű oszcillátor).



3.38. ábra. Meissner-oszcillátor

A tranzisztor munkaellenállása a párhuzamos rezgőkör rezonancia-ellenállása, ezért az oszcillátor csak az  $f_0$  rezonanciafrekvencián működik. A pozitív visszacsatolást az  $L_{CS}$  csatolótekercs biztosítja, amely induktív csatolással a rezgőkör feszültségének egy részét visszavezeti egyenáramot leválasztó  $C_V$  kondenzátoron keresztül a bázisra. A rezgőkori tekercs és a csatolótekercs közötti menetszámtáttével megegyezik az erősítő erősítésével, így teljesül az amplitúdófeltétel. A fázisfeltétel úgy biztosítható, hogy az erősítő  $\varphi_A = 180^\circ$ -os fázisfordítását a csatolótekercs fázisfordító bekötése ( $\varphi_B = 180^\circ$ ) kompenzálja.

Nagy jelentősége 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.

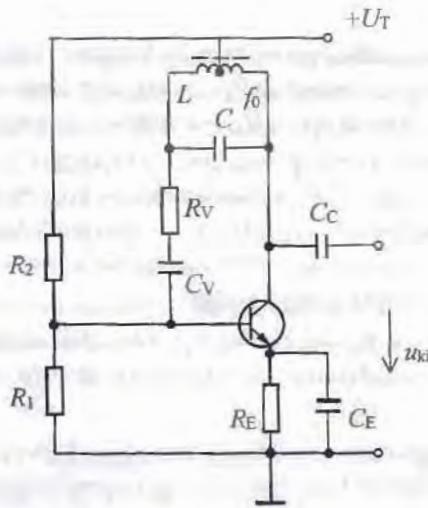
Az oszcillátorok legfontosabb minőségi jellemzője a **frekvenciastabilitás**, amely azt mutatja, hogy milyen mértékben változik meg az oszcillátor frekvenciája külső hatások miatt. Ilyen lehet pl. a tápfeszültség ingadozása, az alkatrészek hőmérsékletfüggése stb. Számszerűen az  $S_f$  stabilitási tényezővel jellemzhető. Ez a mennyiség a frekvencia megváltozásának nagyságát viszonyítja a frekvencia eredeti értékéhez:

$$S_f = \frac{\Delta f}{f_0} .$$

A Meissner-oszcillátor – és valamennyi  $LC$  oszcillátor – stabilitása kb.  $10^3 - 10^4$  nagyságrendű. Pl. egy  $f_0 = 1$  MHz frekvenciájú,  $S_f = 10^{-3}$  frekvenciastabilitású oszcillátor max. frekvenciaváltozása  $\Delta f = 10^3$  Hz.

A frekvenciastabilitás jelentősen javítható **kvarckristály** alkalmazásával. A kvarckristály egy meghatározott frekvencián képes mechanikai rezgést végezni, ha a mechanikai rezgés frekvenciájával megegyező, vagy közelébe eső frekvenciájú feszültséget kapcsolunk rá. A kristály önrezgési frekvenciája igen pontos, stabilitása  $S_f = 10^{-6} - 10^{-8}$  nagyságrendű. Kvarckristályok rezgési frekvenciája 10 kHz és 10 MHz közé esik. A kristály Meissner-oszcillátorban való alkalmazására mutat példát a 3.38. ábra. A visszacsatoló ágban elhelyezett kvarckristály határozza meg az oszcillátor által előállított rezgés pontosságát.

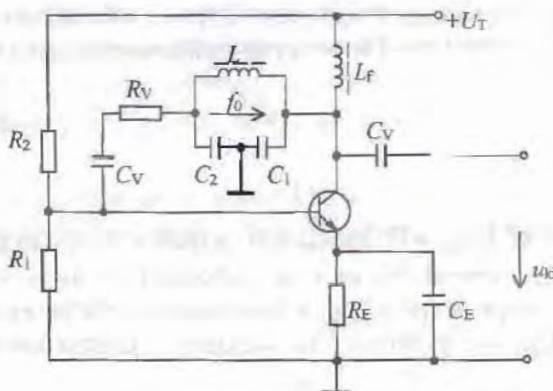
A 3.39. ábrán látható **Hartley-** (induktív hárompont) **oszcillátorban** is párhuzamos rezgőkör határozza meg az oszcillációs frekvenciát. A rezgőkör tekercs középleágazású, és ehhez a ponthoz képest a tekercs két végpontja között ellentétes fázisú szinuszos feszültség alakul ki. A végpontok közötti  $\phi_B = 180^\circ$ -os fázisfordítás az erősítő  $\varphi_A = 180^\circ$ -os fázisfordításával együtt pozitív visszacsatolást jelent. Az amplitúdófeltétel teljesítéséhez a visszacsatoló részben lévő  $R_V$  ellenállást úgy kell megválasztani, hogy csillapítása megegyezzen az erősítő erősítésével.



3.39. ábra Hartley-oszcillátor

A rezgőkör két végpontja közötti  $\phi_B = 180^\circ$ -os fázistolás kapacitív hárompont kapcsolású rezgőkörrel is létrehozható. Az így felépített **Colpitts-** (kapacitív hárompont) **oszcillátor** látható a 3.40. ábrán.

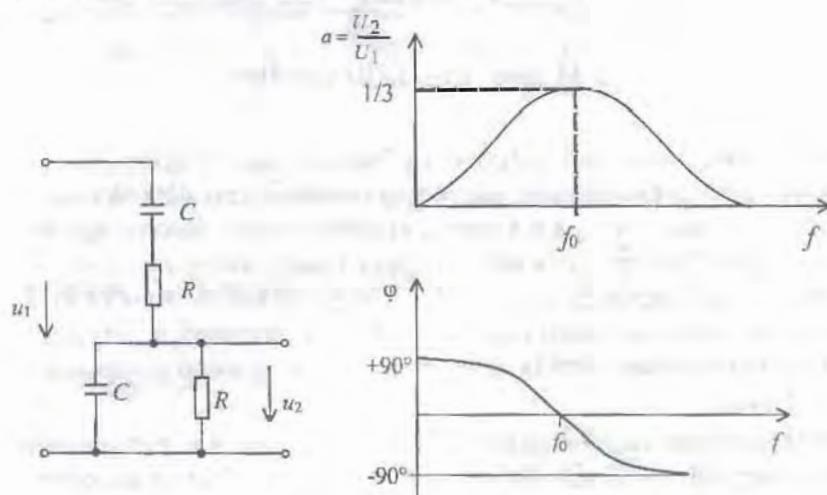
Az erősítő erősítésének nagyságát az  $R_C$  munkaellenállás határozza meg, ezért az  $R_C$  és az  $R_V$  helyes megválasztásával állítható be az amplitúdófeltétel. A pozitív visszacsatolás csak az  $f_0$  rezonanciafrekvencián valósul meg, ezért a kimeneti jel frekvenciája is csak  $f_0$  lehet.



3.40. ábra. Colpitts-oszcillátor

Az alkalmazás során követelményként jelentkezhet a kimeneti jel frekvenciájának változtatása. Ennek legegyszerűbb módja a megismert kapcsolásokban, ha a rezgőkör kondenzátora változtatható kapacitású forgókondenzátor. Az  $LC$  oszcillátorokkal kb. 100 kHz-nél nagyobb frekvenciájú jelek állíthatók elő, mert ennél kisebb frekvencián nehezen vagy egyáltalán nem megvalósítható induktivitásra és kapacitásra lenne szükség.

Az alacsonyabb frekvenciák tartományában – hozzávetőlegesen az 1Hz–1 MHz tartományban – szinuszos jelek előállítására  **$RC$  oszcillátorokat** alkalmazunk. A legszélesebb körben a Wien-hidas  $RC$  oszcillátor használatos. A Wien-híd kapcsolását, átvitelét és fázistolását a 3.41. ábra mutatja.

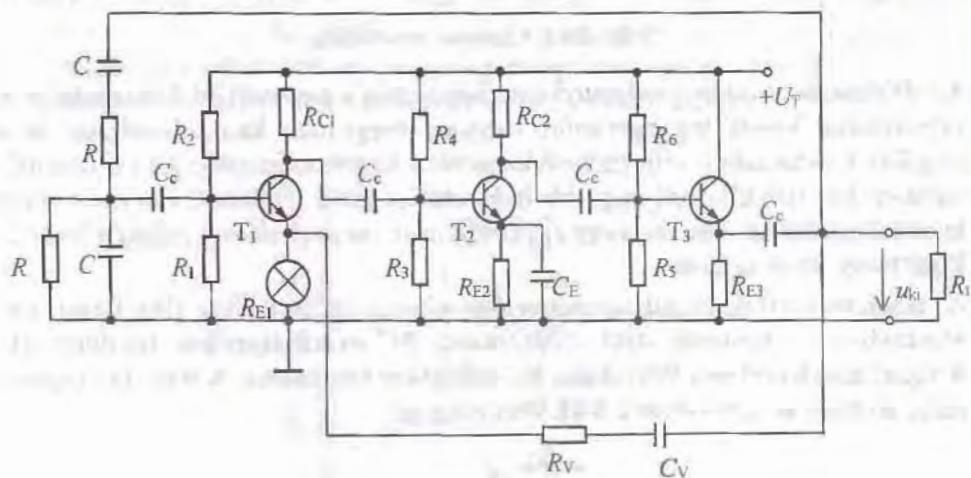


3. 41. ábra. Wien-híd

Az azonos  $R$  és  $C$  elemekből felépített frekvenciafüggő feszültségesztő az  $f_0$  frekvencián  $\phi = 0^\circ$  fázistolással és  $a=1/3$  átvitellel rendelkezik. Az  $f_0$  értéke:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Egy  $A_U = 3$  erősítésű és  $\phi_A = 0^\circ$  fázistolású erősítőt a Wien-híddal pozitívan visszacsatolva teljesül az amplitúdó- és a fázisfeltétel is. A szükséges fázistolás kétfokozatú közös emitteres erősítővel, a háromszoros erősítés pedig negatív visszacsatolással állítható be. A Wien-hidas oszcillátor kapcsolási rajzát a 3.42. ábra mutatja.



3.42. ábra. Wien-hidas oszcillátor

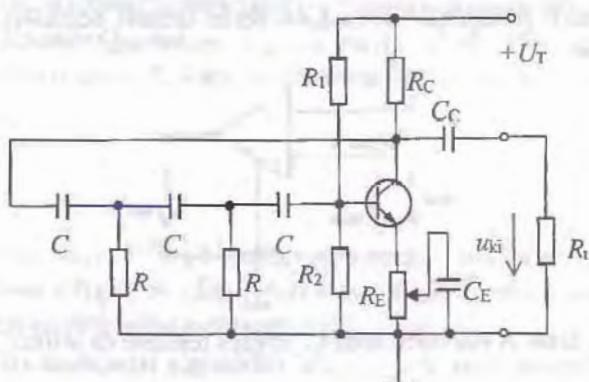
A  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztorokkal felépített kétfokozatú erősítő kimenetére egy közös kollektoros fokozat kapcsolódik, amely nem módosítja sem a fázistolást, sem pedig az erősítést. Feladata, hogy kis kimeneti ellenállása miatt feszültséggenerátorosan táplálja a Wien-hidat és a terhelést. A negatív visszacsatolás egy soros feszültség-visszacsatolás a kimenet és az első fokozat emittere között, amit az  $R_V$  cs az  $R_{EI}$  helyén lévő izzólámpa valósít meg ( $C_V$  csak az egyenáramú leválasztáshoz szükséges). A visszacsatolás mértéke éppen akkora, hogy az eredménytelen visszacsatolt erősítés  $A_{UV} = 3$  legyen.

A izzólámpa olyan feszültségsűrű ellenállás, amelynél kis feszültségváltozás viszonylag nagy ellenállásváltozást 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 ellenállásváltozást okoz, így a negatív visszacsatolás miatt a kimeneti feszül-

ség visszaáll eredeti értékére. Végeredményben tehát az izzólámpa gondoskodik a kimeneti feszültség amplitúdójának állandó értéken tartásáról.

Az oszcillátor frekvenciájának változtatása a Wien-híd  $R$  ellenállásainak együttes változtatásával lehetséges. Ilyenkor az ellenállások helyett kettős potenciométert alkalmazunk.

Egyszerű felépítése miatt gyakran használjuk a 3.43. ábrán látható **fázistolós RC oszcillátor**, olyan esetekben, amikor nem szükséges a frekvencia változtatása.



3.43. ábra. Fázistolós RC oszcillátor

A három egyforma  $RC$  tag együttesen  $180^\circ$ -os fázistolást hoz létre, amely a közös emitteres erősítő fázistolásával teljesíti az oszcilláció fázisfeltételét. A kimeneti feszültség amplitúdóját az  $R_E$  és  $C_E$  elemek stabilizálják. Az oszcillációs frekvencia értéke:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C},$$

ill. a visszacsatolás és az erősítés mértéke

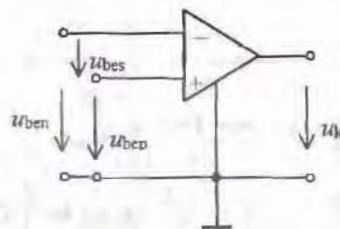
$$B = \frac{1}{29}; \text{ és } |A_U| = 29.$$

### 3.5. Műveleti erősítők

A műveleti erősítők nagy bonyolultságú, igen jó minőségi jellemzőkkal rendelkező egyenfeszültség-erősítők, amelyeket integrált áramkori technológiával gyártanak.

Ez a technológia bonyolult áramkörök alkatrészeinek és a közöttük lévő összekötéseknek egyidejű létrehozására alkalmas. A gyártás eredménye egy tokozott, kivezetésekkel ellátott, a továbbiakban alkatrészként felhasználható áramkori egység.

A műveleti erősítők jelképi jelölése a 3.44. ábrán látható, bejelölve a be- és kimeneti feszültségeket is.

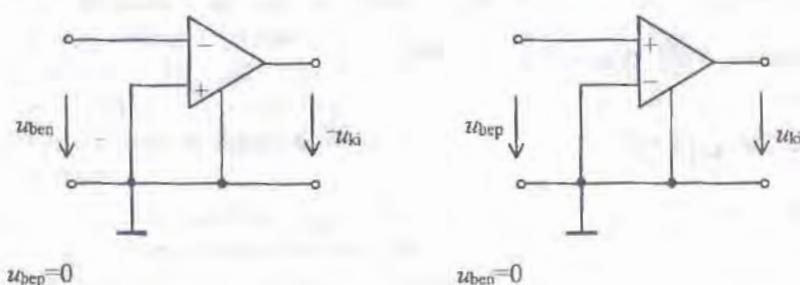


3.44. ábra. A műveleti erősítő jelképi jelölése és jelfeszültségei

Az erősítő a két bemenete közé kerülő  $U_{bes}$  **szimmetrikus** bemeneti feszültséget erősíti, amely a negatív és a pozitív bemenetre adott feszültségek különbsége:

$$U_{bes} = U_{ben} - U_{bep}.$$

A szimmetrikus bemeneti feszültség **földfüggetlen**, ami azt jelenti, hogy nem a földpotenciálhoz viszonyított feszültség, hanem két **aszimmetrikus** (földpotenciálhoz képesti) feszültség különbsége. A kimeneti feszültség minden esetben aszimmetrikus. A vezérlés két speciális esetét, az aszimmetrikus vezérléseket mutatja a 3.45. ábra.



3.45. ábra. A műveleti erősítők aszimmetrikus vezérlése

A műveleti erősítő negatív bemenetét vezérelve ( $U_{\text{bep}} = 0$ ) az erősítő fázist fordít, szokásos elnevezéssel invertál. A negatív bemenet ezért **invertáló bemenetnek** nevezzük. Ha  $U_{\text{ben}}$  egyenfeszültség, akkor a kimeneti feszültség ennek felerősített értéke, **ellentétes polaritással**. Váltakozó feszültséggel vezérelve az invertáló bemenetet, a kimeneten a felerősített váltakozó feszültség jelenik meg ellentétes fázissal.

A pozitív bemenetet vezérelve ( $U_{\text{ben}} = 0$ ) az erősítő nem fordít fázist, ezért ezt a bemenetet **nem invertáló bemenetnek** hívjuk.

A műveleti erősítők használat szempontjából legfontosabb jellemzői a következők:

1. **Nyílthurkú feszültségerősítés**,  $A_{U0}$ . A műveleti erősítő több nagy erősítésű egycsatolt fokozatból áll. Ezek eredő erősítése a nyílthurkú erősítés:

$$A_{u0} = \frac{U_{ki}}{U_{bes}}.$$

Jellemző értéke:  $A_{U0} = 10^5 - 10^7$ , tehát igen nagy. Ebből a szükséges erősítést visszaesztolással állítjuk be. (Ettől való megkülönböztetésül hívjuk nyílthurkúnak a műveleti erősítő belső erősítését.)

2. **Szimmetrikus bemeneti ellenállás**,  $R_{bes}$ . A műveleti erősítő két bemenete között mérhető ellenállás. Jellemző értéke:  $R_{bes} = 1 \text{ M}\Omega - 10^4 \text{ M}\Omega$ .
3. **Kimeneti ellenállás**,  $R_{kio}$ . Jellemző értéke:  $R_{kio} = 50 - 150 \Omega$ .
4. **Nyugalmi bemeneti áram**,  $I_b$ . A műveleti erősítő bemenetein folyó munkaponti (nyugalmi) áramok átlaga:

$$I_b = \frac{I_{bp} + I_{bn}}{2}.$$

5. **Bemeneti ofszetfeszültség**,  $U_{bo}$ . A műveleti erősítő két bemenete közötti feszültsékgükönség, amely gyártási pontatlanságból adódik. Jellemző értéke  $U_0 = 0,5 - 10 \text{ mV}$ .
6. **Bemeneti ofszetáram**,  $I_{bo}$ . A műveleti erősítő két bemenetén folyó áramok különbsége:  $I_{bo} = I_{bp} - I_{bn}$ . Jellemző értéke:  $I_{bo} = 100 \text{ pA} - 70 \text{ nA}$ .
7. **Sávszélesség, a feszültségerősítés határfrekvenciája**,  $f_0$ . A műveleti erősítő egycsatolt fokozatokból áll, ezért a sávszélesség megegyezik a felső határfrekvenciával. Ezen a frekvencián a műveleti erősítő  $A_{u0}$  nyílthurkú feszültségerősítése 3 dB-vel csökken.
8. **A kivezérlés határfrekvenciája**,  $f_{KV}$ . Az a frekvencia, amelyet túllépve a kimeneti feszültség már torzított lesz. Szinuszos feszültség esetén ez a torzítás úgy jelentkezik, hogy a kimeneti feszültség „háromszögesedik”.

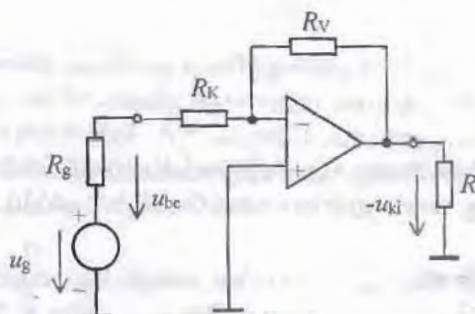
9. **Tápfeszültségtartomány,  $U_T$ .** A műveleti erősítők általában kettős tápfeszültséggel működnak, széles tápfeszültségtartományban. Jellemző értéke min.  $U_{T\min} = \pm 3$  V, max.  $U_{T\max} = \pm 20$  V. Tipikus értéke  $U_t \pm 15$  V.
10. **Maximális kimeneti áram,  $I_{\text{kmax}}$ .** A műveleti erősítő kimenete károsodás nélkül ennél nagyobb áramot nem képes elviselni. Tipikus értéke:  $I_{\text{kmax}} = 20$  mA.
- A műveleti erősítővel felépített kapcsolásokban az erősítés jellemzők számításánál a műveleti erősítőt, mint alkatrészt ideálisan tekintjük. Az ideális műveleti erősítő jellemzői:

$$A_{u0} = \infty; R_{\text{bes}} = \infty; R_{\text{ki}} = 0; U_{\text{bep}} - U_{\text{ben}} = 0.$$

Figyelembe véve az előzőekben felsorolt valóságos jellemzőket megállapítható, hogy nem követünk el nagy hibát, ha a műveleti erősítőt ideálisan tekintjük.

### 3.5.1. Alapkapcsolások műveleti erősítővel

A műveleti erősítők kapcsolásokban a szükséges erősítést negatív visszacsatolással állítjuk be, lecsökkentve ezzel az igen nagy értékű, nyílhurkú 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 az **invertáló alapkapcsolás-hoz** jutunk. Ilyen erősítőt mutat a 3.46. ábra, az  $R_V$  visszacsatoló és az  $R_S$  soros ellenállásból kialakított visszacsatolással.



3.46. ábra. Invertáló alapkapcsolás

Ideálisan tekintett műveleti erősítővel számolva az invertáló alapkapcsolás változó áramú jellemzői:

$$A_{uV} = \frac{R_V}{R_S}; R_{\text{beV}} = R_S; R_{\text{kv}} \equiv 0.$$

A feszültségerősítést tehát csak a visszacsatolás ellenállásai határozzák meg, mert a műveleti erősítő nyilthurkú erősítését végtelennek tekintjük.

A bemeneti ellenállás megegyezik a soros ellenállással, mert a műveleti erősítő bemeneti ellenállását végtelennek tekintjük, így a generátort csak a soros ellenállás terhelí.

A kimeneti ellenállás az ideális műveleti erősítőre jellemző  $R_{ki0} \approx 0$  miatt közelítőleg szintén zérus.

Bizonyítható, hogy az előző összefüggésekkel számított értékek a valóságos műveleti erősítő adataival számítottaktól még 1% -kal sem térnek el.

### 11. feladat

Készítsünk  $A_{uv} = -40$  erősítésű és  $R_{beV} = 100 \text{ k}\Omega$  bemeneti ellenállású erősítőt, műveleti erősítővel!

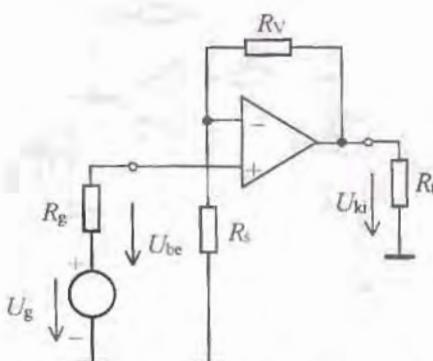
#### A 11.feladat megoldása

A negatív erősítés (fázisfordítás) miatt a 3.46. ábrán látható invertáló alapkapcsolást kell használni.

Mivel  $R_{beV} = R_S$ , ezért  $R_S = 100 \text{ k}\Omega$ .

$$A_{uv} = -\frac{R_V}{R_S}; \text{ ebből } R_V = -A_{uv} \cdot R_S = 40 \cdot 10^5 = 4 \cdot 10^6 \Omega = 4 \text{ M}\Omega.$$

A bemeneti jellel a visszacsatolt műveleti erősítő pozitív bemenetét vezérelve a **nem invertáló alapkapcsoláshoz** jutunk, amelynek kapcsolási rajza a 3.47. ábrán látható.



3.47. ábra. Nem invertáló alapkapcsolás

A kapcsolás váltakozó áramú jellemzői ideális műveleti erősítő feltételezve:

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_V}{R_S}; R_{be} = \infty; R_{ki} \equiv 0.$$

A nem invertáló kapcsolás legfontosabb sajátossága a nagy bemeneti ellenállás. A visszacsatolás miatt a műveleti erősítő egyébként is nagy bemeneti ellenállása jelentősen megnő, ezért a gyakorlatban szokás generátor-ellenállások mellett végtelennek tekinthető.

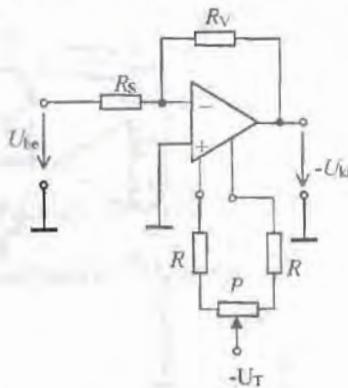
### 3.5.2. Műveleti erősítők munkapont-beállítása

A műveleti erősítő munkapont-beállítása a különböző forrásokból származó kimeneti hibafeszültségek kiküszöbölését, kompenzálsát jelenti.

Hibafeszültségnek azt az egyenfeszültséget nevezük, amely **vezérlés nélkül** is megjelenik a kimeneten. Ezért, ha az alapkapsolásokat 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

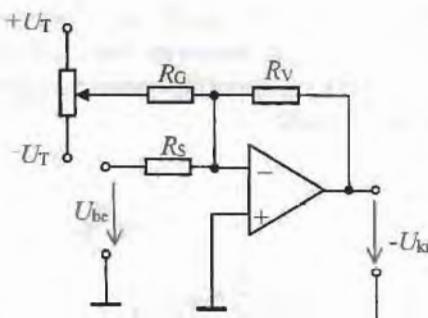
- a bemeneti ofszetfeszültség,
- a bemeneti ofszetáram,
- a bemeneti nyugalmi áram.

A bemeneti **ofszetfeszültség** miatti hibafeszültség kompenzálsának megkönnyítésére a műveleti erősítő gyártója külön kivezetésekkel látja el az erősítőt. A kivezetések közé a műveleti erősítő adatlapján szereplő, potenciometert is tartalmazó hálózatot kapcsolva elvégezhető a hibafeszültség kiegyenlítése. A 3.48. ábra példaként egy ilyen kompenzáló hálózatot mutat.



3.48. ábra. Az ofszetfeszültség kompenzálása

Az **ofszetáram** a két bemeneten folyó áram különbsége. A miatta létrejő hibafe-szültség kompenzációja úgy lehetséges, ha a bemenetekben folyó áramokat, erre alkalmas kapcsolással, azonossá tesszük. Az egyszerűsége miatt leggyakrabban alkalmazott kapcsolást a 3.49. ábra mutatja.

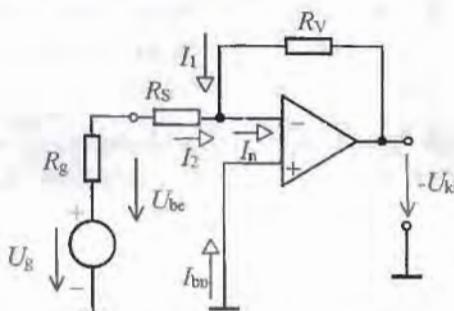


3.49. ábra. Az ofszetáram kompenzációja

A  $P$  potenciometről és az  $R_G$  ellenállásból álló hálózat áramgenerátort modellez. Ehhez az szükséges, hogy az  $R_G$  ellenállás nagy,  $M\Omega$  nagyságrendű legyen. A  $P$  potenciometér középső állásában nem folyik áram az  $R_G$  ellenálláson. A negatív tápfeszültség irányába mozdítva a potenciometér csúszkáját, a műveleti erősítő bemenetről áramot vezetünk el az  $R_G$  ellenálláson keresztül. A pozitív tápfeszültség felé mozdítva a potenciometert 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 potenciometterrel kiegyenlíthető.

A nem invertáló alapkapcsolásban is mindenkitofszt kompenzálo hálózat változatlan formában alkalmazható.

A **bemeneti nyugalmi áram** miatti hibafeszültség keletkezése a 3.50. ábrán követhető.

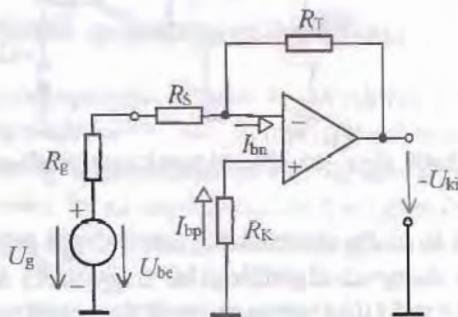


3.50. ábra. A bemeneti nyugalmi áram hatása

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

$$U_n = I_{bn} \cdot [R_V + (R_S + R_g)].$$

Ez a feszültség a negatív bemenetre kerül, míg a pozitív bemeneten a feszültség zérus értékű. Mivel az erősítő a két bemenete közötti feszültségek különbséget erősíti, ezért az  $U_n$  felerősített értéke hibafeszültséggéként megjelenik a kimeneten. A 3.51. ábrán a kompenzáció módja látható.



3.51. ábra. A hibafeszültség kompenzációja

Az  $R_K$  kompenzáció ellenállásán az  $I_{bp}$  áram folyik és rajta

$$U_{bp} = I_{bp} \cdot R_K$$

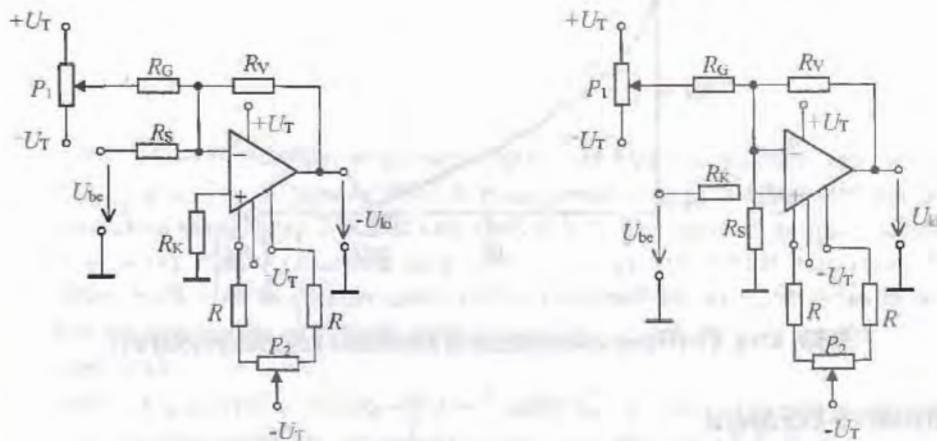
feszültséget hoz létre. Ha az  $U_{bp}$  és az  $U_{bn}$  feszültségek megegyeznek, akkor a műveleti erősítő két bemenete között nincs feszültségek különbség, tehát nincs hibafeszültség sem. Feltételezve, hogy  $I_{bn} = I_{bp}$ , a két feszültség azonosságának feltétele:

$$R_K = R_V \times (R_S + R_g).$$

A kifejezésben szereplő  $R_g$  ellenállás a feszültséggenerátoros meghajtás miatt mindenkor sokkal kisebb, mint az  $R_S$ , ezért jó közelítéssel igaz, hogy

$$R_K = R_V \times R_S.$$

A 3.52. ábra összefoglalva mutatja minden alapkapcsolásra a munkapont-beállítást.

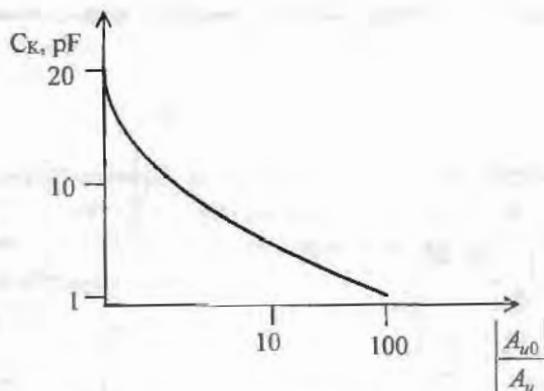


3.52. ábra. Az alapkapcsolások munkapont-beállítása

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  $P_1$  potenciométerrel beállítjuk a lehető legkisebb kimeneti hibafeszültséget.
- A  $P_2$  potenciométerrel a hibafeszültséget nullára (vagy legalább az elérhető legkisebb értéke) állítjuk be.

A beállított munkapontú, visszacsatolt műveleti erősítőt **frekvenciakompenzálsal** kell ellátni azért, hogy ne történhessen **gerjedés**. A frekvenciakompenzáshoz a műveleti erősítő erre a cérla 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 kompenzálo alkatrészek értéke. A 3.53. ábra egy olyan műveleti erősítő frekvenciakompenzáshoz nyújt segítséget, amelynél csak egy kondenzátor szükséges.



3.53. ábra. Grafikon a kompenzáló kapacitás meghatározásához

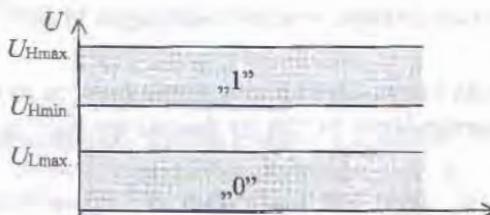
### Ellenőrző kérdések

- Mit értünk az erősítők feszültséggenerátoros meghajtásán?
- Ismertessük a bipoláris tranzisztoros erősítők munkapont-beállítási módszereit!
- Rajzoljuk fel a KE erősítő kapcsolási rajzát és magyarázzuk el működését!
- Milyen elemek határozzák meg a KE erősítő alsó és felső határfrekvenciáját?
- Ismertessük nagyságrendileg helyesen a KK erősítő váltakozó áramú jellemzőit és alkalmazási területeit!
- Hogyan állítható be a térvizérlésű tranzisztoros erősítők munkapontja?
- Hogyan számíthatók ki a többfokozatú erősítők eredő váltakozó áramú jellemzői?
- Ismertessük a visszacsatolás hatásláncának egyes elemeit és jeleit!
- Hogyan módosítják a különböző típusú negatív visszacsatolások az erősítő jellemzőit?
- Ismertessük a teljesítményerősítők munkaponti osztályainak sajátosságait!
- Rajzolunk fel egy ellenütemű, ill. egy komplementer teljesítményerősítő kapcsolást és hasonlítsuk össze működésüket!
- Ismertessük az oszcilláció amplitúdo- és fázisfeltételeit!
- Rajzoljuk fel a tranzisztoros Wien-hidas oszcillátor kapcsolási rajzát és elemezük működését!
- Soroljuk fel és értelmezzük a műveleti erősítők jellemző adatait!
- Ismertessük a műveleti erősítők alapkapsolások munkapont-beállításának módját!

## 4. DIGITÁLIS ALAPARAMKÖRÖK

A tankönyv előző fejezetében megismert alkatrészek közös jellemzője, hogy analóg jeleket dolgoztak fel. **Az analóg jelek folyamatosan változó jelek, változási tartományukban tetszőleges értéket lehetnek fel.** A következőkben olyan alkatrészeket és áramkörököt ismerünk meg, amelyek digitális jeleket dolgoznak fel. **A digitális jelek csak meghatározott értéket lehetnek fel, az egyik értékükről a másikra ugrásszerűen változnak meg.** Fizikailag ezek az értékkek legtöbbször feszültségszintek.

A digitális alkatrészek és áramkörök két feszültségszintű digitális jelét dolgoznak fel. A két feszültségszint egy lehetséges elrendezését mutatja a 4.1. ábra.



4.1. ábra. A digitális jel feszültségszintjei

Az egyik feszültségszint 0 V közelébe esik, kisebb, mint egy előre meghatározott  $U_{Lmax}$  feszültség. A jelölésben szereplő L betű az angol *low – alacsony* szó rövidítése. Az ebbé a tartományba eső feszültségszint a digitális jel  **$U_L$  alacsony logikai szintje**. A másik feszültségszint meghatározott  $U_{Hmin}$  és  $U_{Hmax}$  feszültségek közé esik. A H betű a *high – magas* rövidítése. Az ebbé a tartományba eső feszültség a digitális jel  **$U_H$  magas logikai szintje**.

A 4.1. ábra feszültségeirendezése a **pozitív feszültségrendszer– pozitív logika**. Pozitív feszültségrendszer, mert az  $U_L$  és az  $U_H$  szint is a pozitív feszültségek tartományába esik és pozitív logika, mert a kisebb feszültséghez tartozik az alacsony logikai szint, a nagyobb feszültséghez a magas logikai szint. (Más feszültségszinteket és logikákat is használnak.)

## 4.1. A digitális technika alapjai

### 4.1.1. Számrendszer

A digitális jelek matematikai leírására a kettes számrendszer a legalkalmasabb, hiszen a két feszültségszinthez egyértelműen hozzárendelhető **a kettes számrendszer két számértéke, a 0 és az 1**, amint azt a 4.1. ábra is mutatja. Ezért a számrendszer gyakran bináris (kétértékű) számrendszernek nevezzük.

A bináris számrendszer **helyiértékes**, tehát a számok nagyságrendje attól függ, hogy melyik helyiértéken helyezkednek el. Pl. az 1011 bináris szám által hordozott érték:

$$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0.$$

Az egyes helyiértékek nagyságrendjét kettő hatványai határozzák meg. A legkisebb helyiértéktől indulva a helyiértékek:

$$2^0 = 1; 2^1 = 2; 2^2 = 4; 2^3 = 8; 2^4 = 16; 2^5 = 32; 2^6 = 64 \text{ stb.}$$

A bináris számok egy helyiértékén szereplő számjegyet bináris digitnek, vagy röviden bitnek nevezzük.

A digitális jelek leírására használatos kettes számrendszer és az általunk egyéb téren megszokott tízes számrendszer között az átalakítást egy-egy példán keresztül mutatjuk be.

Kettes számrendszerből tízesbe való áttérésnél az egyes bináris helyiértékeken keletkező számértékeket összegezve, a tízes számrendszerbeli értéket kapjuk. Pl. egy négy helyiértékes bináris szám esetén:

$$1011 = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11,$$

a szokásos jelölésekkel:  $1011_2 = 11_{10}$ .

Kettes számrendszerbeli törtek átalakításánál is hasonló módszert alkalmazunk. Pl.

$$0.01101_2 = 0 \cdot \frac{1}{2^1} + 1 \cdot \frac{1}{2^2} + 1 \cdot \frac{1}{2^3} + 0 \cdot \frac{1}{2^4} + 1 \cdot \frac{1}{2^5}.$$

A kettes számrendszerbeli pontot kettedes (bináris) pontnak nevezzük.

A tízes számrendszerből kettesbe való áttérésnél az átalakítandó számot kettő hatványaiból kell összerakni. Az erre használt módszer szerint, az osztásnál keletkezett maradékot – amely csak 0, vagy 1 lehet – feljegyezzük, majd a hányadost újra osztjuk kettővel, a maradékot feljegyezzük stb. Példaként oldjuk meg a következő feladatot!

$$183_{10} = \dots \dots \dots _2$$

maradék  
↓  
183| 1  
91| 1  
45| 1  
22| 0  
11| 1      ↑ összeolvasás iránya  
5| 1  
2| 0  
1| 1  
0|

hányados ⇒

A feljegyzett maradékokat alulról felfelé összeolvasva megkapjuk a decimális szám bináris megfelelőjét:

$$183_{10} = 10110111_2.$$

A tizedes törtek átalakításánál, a törtet kettővel szorozzuk, a szorzat egész részét feljegyezzük, majd a tört részt újra szorozzuk kettővel stb. Pl.

$$0,36_{10} = \dots \dots \dots _2.$$

a szorzat egész része  
↓  
0,36|  
a szorzat törtrésze ⇒ 0,72| 0  
                        0,44| 1  
                        0,88| 0      ↓ az összeolvasás iránya  
                        0,76| 1  
                        0,52| 1  
                        0,04| 1  
                        stb.

$$0,36_{10} = 0,010111\dots_2.$$

A digitális jelek leírására és az ezeket feldolgozó áramkörök működésének jellemzésére a bináris számrendszer igen jól használható. Kiolvasni és kimondani egy sok-bites számot azonban igen nehézkes, ezért erre a célra a tömörebb leírást és jobb kimondhatóságot biztosító tizenhatos, vagy másiképpen hexadecimális számrendszer használjuk.

**A hexadecimális számrendszerben** a mennyiségek leírására 16 számjegyet használunk:

0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F.

Ebben a számsorban a betűk is számértéket jelentenek: A = 10; B = 11; C = 12; D = 13; E = 14; F = 15. Bevezetésükre azért volt szükség, mert egy helyiértéken nem állhat két számjegy. Ilyen jelölésrendszert használva egy hexadecimális szám pl. a 39C4F.

A tizenhatos számrendszer is helyiértékes, ezért igaz, hogy  $39C4F = 3 \cdot 16^4 + 9 \cdot 16^3 + C \cdot 16^2 + 4 \cdot 16^1 + F \cdot 16^0$ . Összegezve az egyes helyiértékek számértékeit, kiszámíthatjuk a hexadecimális szám tízes számrendszerbeli megfelelőjét:

$$39C4F_{16} = 3 \cdot 65536 + 9 \cdot 4096 + 12 \cdot 256 + 4 \cdot 16 + 15 \cdot 1 = 236623_{10}.$$

Tízes számrendszerből a tizenhatosba való átszámítás a bináris számrendszernél már megismert módszer szerint lehetséges, de az osztószám 16. Az átalakítás módja jól követhető a következő példán.

$$\begin{array}{r} 48526_{10} = \\ & 16 \\ 48526 & | E \\ 3032 & | 8 \\ 189 & | D \\ 11 & | B \\ 0 & | \end{array}$$

Tehát:  $48526_{10} = BD8E_{16}$

Szokásos, az indexbe írt 16 helyett a hexadecimális mennyiség jelölésére a H betűt használni: BD8E H (vagy BD8EH formában).

A kettes és a tizenhatos számrendszer közötti átalakítás egyszerűen elvégezhető, mert a két számrendszer alapszámai közötti összefüggés: A 4-es kitevő miatt a bináris számot 4 bites csoportokra kell osztani és ezeket a csoportokat kell egy hexadecimális számmal leírni.

Példaként alakitsunk át egy 12 bites bináris számot hexadecimálissá!

$$110001111001_2 = \dots_{16}.$$

A megoldás első lépése a bináris szám számjegyeinek 4 bites csoportokra való felosztása:

$$1100 \ 0111 \ 1001.$$

Második lépésként a csoportokat átírjuk hexadecimálisba:

$$1100_2 = 12_{10} = C_{16}$$

$$0111_2 = 7_{10} = 7_{16}$$

$$1001_2 = 9_{10} = 9_{16}$$

$$\text{Tehát: } 110001111001 = C79 \text{ H}$$

A hexadecimálisból binárisba való átérés az előzőek megfordításából adódik. Pl.

$$6H4A \text{ H} = \quad \text{2 esetén}$$

$$6_{16} = 0110_2$$

$$B_{16} = 1011_2$$

$$4_{16} = 0100_2$$

$$A_{16} = 1010_2$$

Tehát egy hexadecimális helyértéket minden négy bites bináris számmal írunk le!

A feladat eredménye így: 6B4A H=01101011010010102

#### 4.1.2. Kódolás

Az információ leírását valamelyen egyezményes jelrendszerben kódolásnak nevezzük.

Kódolás például a tízes számrendszerbeli szám átírása bináris számrendszerbe. Ebben az esetben a tízes számrendszerbeli szám az információ, a bináris számrendszer az egyezményes jelrendszer, az átírás folyamata pedig a kódolás. Természetesen a bináris szám visszairható a tízes számrendszerbe, ilyenkor a kódolási folyamatot visszafelé hajtjuk végre. Ezt nevezzük **dekódolásnak**. A kódolás, ill. dekódolás elnevezés csak attól függ, hogy melyik egyezményes jelrendszert tekintjük kiindulási információnak. Ezért általában fogalmazva a **kódolás** (ill. a dekódolás) átérés **egyik egyezményes jelrendszerből a másik egyezményes jelrendszerre**. A jelrendszeret **kódrendszernek** nevezzük, ezek egyes elemei a **kódszavak**. Ilyen értelemben pl. a tízes és a kettes számrendszer is kódrendszer, az egyes számok pedig a kódszavak.

A kódokat kódolt tartalmuk szerint a numerikus és az alfanumerikus kódok csoportjába soroljuk.

A **numerikus kódrendszer** csak számokat kódolnak. A leggyakrabban alkalmazottak a következők:

1. Bináris kód. A számokat a kettes számrendszerrel megismertek szerint kódoljuk.
2. BCD kód. A decimális számokat helyiértékenként 0-tól 9-ig 4 biten binárisan kódoljuk. Ilyen ered a kódrendszer elnevezése: Binary Coded Decimal – binárisan kódolt decimális. A kódolás menetét jól mutatja a következő példa:

$$359_{10} = \dots \text{BCD}$$

Minden helyiértéken álló decimális számot 4 biten binárisan kódolunk:

$$3_{10} = 0011_2; \quad 5_{10} = 0101_2; \quad 9_{10} = 1001_2$$

Tehát a 359 tízes számrendszerbeli szám BCD kódja:

$$359_{10} = 001101011001_{\text{BCD}}$$

A dekódoláskor a BCD kódszót 4 bites csoportokra bontjuk a legkisebb helyiértéktől indulva és ezeket átírjuk decimálisba. Pl.

$$1001000100000111_{\text{BCD}} = \dots_{10}$$

A legkisebb helyiértéktől indulva és 4 bites csoportokat képezve:

$$0111_2 = 7_{10}; \quad 0000_2 = 0_{10}; \quad 0001_2 = 1_{10}; \quad 1001_2 = 9_{10},$$

tehát a dekódolt szám:  $9107_{10}$ .

3. N-ből 1 kód. Olyan 0 és 1 számjegyekből álló kód, amelyben N db bit van, de ezek közül minden kódszóban 1 csak egyetlen egyes lehet. Pl. egy 4-ből 1 kódrendszerben a tízes számrendszerbeli számok kódolása így történhet:

decimális szám	4-ből 1 kód
0	0001
1	0010
2	0100
3	1000

4. Johnson-kód. Ennek a kódnak az a jellemzője, hogy az egymást követő kódszavakban a legkisebb helyiértéktől egyelőre minden növekszik az egyesek száma. Majd, ha már minden biten egyes van, akkor a nullák száma növekszik egyelőre. Ezekhez a kódszavakhoz lehet hozzárendelni egy másik kódrendszer elemeit.

Pl. egy lehetséges kódolás, négy bites Johnson-kód esetén

decimális szám	Johnson-kód
0	0000
1	0001
2	0011
3	0111
4	1111
5	1110
6	1100
7	1000

5. Hárömtöbbletes kód. A decimális számokhoz a náluk hárommal nagyobb szám bináris megfelelőjét rendeljük hozzá:

decimális szám	3- többletes kód
0	0011
1	0100
2	0101
3	0110
4	0111
5	1000
6	1001
7	1010
8	1011
9	1100

6. Komplemens kód. A komplemens kiegészítőt jelent. A bináris kódok esetében a kiegészítést egyre, ill. kettőre lehet elvégezni.

Az **egyes komplemens kódban** a bináris szám bitjeit egyre egészítjük ki. Pl. az 101011 bináris szám egyes komplemense: 010100 (vegyük észre, hogy egyszerűen a nullák helyett egyest, az egyesek helyett nullát kell írni).

**Kettes komplemens kódban** a bináris számot előbb átírjuk egyes komplemens kódba, majd hozzáadunk egyet. Pl. az előző szám kettes komplemense:

$$\begin{array}{r} 010100 \\ + \quad \quad 1 \\ \hline \end{array}$$

$$010101$$

Az **alfanumerikus kódok** betűket, számjegyeket, írásjeleket és egyéb speciális jelekkel kódolnak. A leggyakrabban használt alfanumerikus kód az ASCII-kód. A rövidítés az American Standard Code for Information Interchange. A kódrendszerben az egyes jelekhez 8 bites bináris kódot rendel egy egyezményes és nemzetközileg is elfogadott kódtáblázat.

## ASCII-kódok. 4.1. táblázat

dec	hex	char	dec	hex	char	dec	hex	char	dec	hex	char	dec	hex	char	dec	hex	char	dec	hex	char
0	00	NUL	32	20	space	64	40	@	96	60	`	128	80	Ç	160	A0	á	192	C0	ł
1	01	❶ SOH	33	21	!	65	41	À	97	61	à	129	81	Ù	161	A1	í	193	C1	ł
2	02	❷ STX	34	22	"	66	42	฿	98	62	฿	130	82	é	162	A2	ó	194	C2	ł
3	03	❸ ETX	35	23	#	67	43	฿	99	63	฿	131	83	ä	163	A4	ú	195	C3	ł
4	04	❹ EOT	36	24	\$	68	44	฿	100	64	฿	132	84	ă	164	A5	ñ	196	C4	ł
5	05	❺ ENQ	37	25	%	69	45	฿	101	65	฿	133	85	à	165	A6	Ñ	197	C5	+
6	06	❻ ACK	38	26	&	70	46	฿	102	66	฿	134	86	å	166	A7	"	198	C6	μ
7	07	❾ BEL	39	27	.	71	47	฿	103	67	฿	135	87	ç	167	A8	%"	199	C7	τ
8	08	❿ BS	40	28	(	72	48	฿	104	68	฿	136	88	è	168	A9	ł	200	C8	ϕ
9	09	❻ TAB	41	29	)	73	49	฿	105	69	฿	137	89	ë	169	AA	¬	201	C9	ø
10	0A	❻ LF	42	2A	*	74	4A	฿	106	6A	฿	138	8A	è	170	AA	¬	202	CA	Ω
11	0B	❽ VT	43	2B	+	75	4B	฿	107	6B	฿	139	8B	í	171	AB	]	203	CB	δ
12	0C	❾ FF	44	2C	,	76	4C	฿	108	6C	฿	140	8C	î	172	AC	...	204	CC	~
13	0D	❻ CR	45	2D	-	77	4D	฿	109	6D	฿	141	8D	ѝ*	173	AD	ı	205	CD	ç
14	0E	❻ SO	46	2E	.	78	4E	฿	110	6E	฿	142	8E	Ā	174	AE	»	206	CE	ε
15	0F	❻ SI	47	2F	/	79	4F	฿	111	6F	฿	143	8F	Ā/Ā*	175	AF	«	207	CF	◊
16	10	❻ DLE	48	30	0	80	50	฿	112	70	฿	144	90	É	176	B0	„	208	D0	ż
17	11	❻ DC1	49	31	1	81	51	฿	113	71	฿	145	91	ș	177	B1	„	209	D1	ł
18	12	❻ DC2	50	32	2	82	52	฿	114	72	฿	146	92	€	178	B2	■	210	D2	ż
19	13	❻ DC3	51	33	3	83	53	฿	115	73	฿	147	93	đ/đ*	179	B3	—	211	D3	sz
20	14	❻ DC4	52	34	4	84	54	฿	116	74	฿	148	94	ð	180	B4	—	212	D4	ł
21	15	❻ NAK	53	35	5	85	55	฿	117	75	฿	149	95	ò/ò*	181	B5	—	213	D5	ř
22	16	❻ SYN	54	36	6	86	56	฿	118	76	฿	150	96	ù/ù*	182	B6	—	214	D6	ř
23	17	❻ ETB	55	37	7	87	57	฿	119	77	฿	151	97	ù/ù*	183	B7	—	215	D7	z
24	18	❻ CAN	56	38	8	88	58	฿	120	78	฿	152	98	ÿ/ÿ*	184	B8	—	216	D8	—
25	19	❻ EM	57	39	9	89	59	฿	121	79	฿	153	99	ö	185	B9	—	217	D9	•
26	1A	❻ SUB	58	3A	:	90	5A	฿	122	7A	฿	154	9A	Ü	186	BA	—	218	DA	—
27	1B	❻ ESC	59	3B	;	91	5B	฿	123	7B	฿	155	9B	ę	187	BB	—	219	DB	—
28	1C	❻ FS	60	3C	<	92	5C	฿	124	7C	฿	156	9C	Ł	188	BC	—	220	DC	—
29	1D	❻ GS	61	3D	=	93	5D	฿	125	7D	฿	157	9D	¥	189	BD	—	221	DD	—
30	1E	❻ RS	62	3E	>	94	5E	^	126	7E	~	158	9E	Pt	190	BE	—	222	DE	—
31	1F	❻ US	63	3F	?	95	5F	—	127	7F	□	159	9F	ſ	191	BF	—	223	DF	—

\*CWI kód

### 4.1.3. Logikai algebra

A logikai algebra segítségével a szóban megfogalmazott feladatokat logikai függvény formájában irhatjuk fel. A logikai függvényeket a logikai algebra törvényei és alaptételei által lehet a legegyszerűbb alakra hozni. Az egyszerűsítés célja az, hogy a feladatot megvalósító áramkör a legkevesebb alkatrészről legyen felépíthető. A logikai algebrát másképpen Boole-algebrának nevezzük.

Pl. legyen a feladat egy gépkocsiriasztó készítése, amely úgy működik, hogy:

- akkor riaszt, ha az ajtót, a motorháztetőt vagy a csomagtartó tetejét kinyitják,
- akkor riaszt, ha a tulajdonos nem kapcsolta ki a riasztót.

Ezt az egyszerű feladatot úgy oldjuk meg, hogy a megfogalmazott eseményeket **feltételeknek** tekintjük, amelyeknek **függvénye** a feladatban meghatározott összefüggések szerint a riasztás bekövetkezte. Tehát, történjen riasztás, ha **vagy** az ajtót, **vagy** a motorháztetőt, vagy a csomagtartót kinyitották **és** a tulajdonos **nem** kapcsolta ki a riasztót. A szövegben szereplő ÉS, VAGY, NEM a feltételek között teremt függvénykapcsolatot, meghatározva ezzel a függvényt.

Ezek a függvénykapcsolatok a logikai algebra alapfüggvényei. A logikai algebra az egyszerűbb leírás érdekében egy jelölésrendszert használ a függvények leírására:

- a feltételeket az ABC nagybetűvel jelöljük és független változónak hívjuk,
- a függvényt leggyakrabban F betűvel jelöljük,
- az ÉS kapcsolat jelölésére a szorzás jelét (+) használjuk, pl. A + B,
- a VAGY kapcsolat jelölésére az összeadás jelét (+) használjuk, pl. A+B,
- a NEM (tagadás) jelölésére a felülvonást használjuk, pl. A .

Ha a példában az ajtó kinyitását A-val, a csomagtartót B-val, A motorháztetőt C-val jelöljük, riasztó kikapcsolását pedig D-val, akkor a logikai függvény:

$$F^4 = (A + B + C) \cdot \bar{D} .$$

Ez a logikai függvény **algebrai alakban** való leírása. Az F felső indexében a szám azt jelöli, hogy a függvény független változóinak száma négy. A független változók **igazak** vagy **hamisak** lehetnek, így a függvény is lehet igaz vagy hamis értékű: igaz, ha bekövetkezik, hamis, ha nem. Ehhez a két értékhez jól illeszkedik a kettes számrendszer. A hamis értékét 0-val, az igazat 1-gel jelölve egyszerűen leírhatók a **logikai alapfüggvények** egy olyan táblázattal, amelyből változók bármilyen értéke mellett kiolvasható a függvény értéke. Az ilyen táblázatot **igazságtablázatnak** nevezzük. Kétváltozós (A, B) függvényekre az igazságtablázatok:

**ÉS függvény:**

$$\begin{array}{c|c} B & A \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{array}$$

**VAGY függvény:**

$$\begin{array}{c|c} B & A \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{array}$$

**NEM függvény:**

$$\begin{array}{c|c} & F \\ \hline & 1 \\ 0 & \\ 1 & \end{array}$$

Ugyanezek a függvények algebrai alakban:

$$F^2 = A \cdot B; F^2 = A + B; F = \overline{A}.$$

Gyakran az alapfüggvények angol elnevezését használjuk:

AND (ÉS), OR (VAGY), ill. NOT (negáció)

Szavakban megfogalmazva:

- az ÉS függvény akkor igaz, ha az A és a B változó is igaz,
- a VAGY függvény akkor igaz, ha **bármelyik** változó igaz,

Az alapfüggvényekből adódik néhány sokszor használt egyszerű függvény.

A NEM-ÉS, másnéven NAND függvény az ÉS függvény tagadása. Algebrai alakja:

$$F^2 = \overline{A \cdot B}.$$

A NAND függvény igazságítáblázata:

$$\begin{array}{c|c} B & A \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{array}$$

A NEM-VAGY, másnéven NOR függvény, a VAGY függvény tagadása.

$$\begin{array}{c} F^2 = A + B \\ \hline \begin{array}{c|c} B & A \\ \hline 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{array} \end{array}$$

A kizáró-VAGY, másnéven XOR (Exclusive OR) függvény:

$$F^2 = A \cdot B + A \cdot \overline{B}.$$

Egyszerűbb leírására külön műveleti jelet alkalmaz a logikai algebra, ez a „körkereszt”. Ezzel:

$$F^2 = A \oplus B$$

B	A		F
0	0		0
0	1		1
1	0		1
1	1		0

Az igazságáblázat alapján a függvénykapcsolat úgy fogalmazható meg, hogy a kizáró-VAGY kapcsolat a változók azonosságát zárja ki és csak akkor igaz, ha az egyik változó igaz, a másik pedig hamis. A XOR függvényt ezért szokás **antivalencia függvénynek** is nevezni.

A **megengedő-ÉS függvény** vagy másképpen ekvivalencia a változók azonossága esetén igaz.

$$F^2 = \overline{A} \cdot \overline{B} + A \cdot B$$

B	A		F
0	0		1
0	1		0
1	0		0
1	1		1

A kétváltozós függvényekhez hasonlóan a logikai függvények több változóval is felírhatók. Pl. egy négyváltozós NAND kapcsolat:

$$F^4 = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D}.$$

Egy bonyolult gyakorlati feladat logikai függvényének felírásánál gyakran előfordul, hogy nem a legegyszerűbb függvény adódik. A függvények egyszerűsítését a logikai algebra törvényei és alaptételei teszik lehetővé.

A **logikai algebra törvényei** a kommutativitás (felcserélhetőség), az asszociativitás (csoportosíthatóság) és a disztributivitás (szétválaszthatóság).

A **kommutativitás** az ÉS, ill. VAGY műveletben szereplő változók felcserélhetőségét jelenti:

$$A + B = B + A,$$

$$A \cdot B = B \cdot A.$$

Az **asszociativitás** lehetővé teszi, hogy a függvényben szereplő azonos műveleteket tetszőleges sorrendben hajtsuk végre:

$$A + (B + C) = (A + B) + C,$$

$$(A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C).$$

**A disztributivitás törvénye** szerint minden mindegy, hogy előbb a VAGY és azután az ÉS kapcsolatát végezzük-e el, vagy fordítva:

$$A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C),$$

$$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C).$$

**A logikai algebra alaptételei** egyszerű logikai azonosságokat írnak le:

$$(1) A \cdot \overline{A} = 0;$$

$$(2) A + \overline{A} = 1;$$

$$(3) \overline{\overline{A}} = A;$$

$$(4) A + A = A;$$

$$(5) A \cdot A = A;$$

$$(6) A \cdot 0 = 0;$$

$$(7) A + 0 = A;$$

$$(8) A \cdot 1 = A;$$

$$(9) A + 1 = 1.$$

A felsoroltak mellett alaptéteként alkalmazzuk a De-Morgan-tételt:

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B};$$

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}.$$

A törvények és az alaptételek alkalmazása jól követhető a következő példákon.

### 12. feladat:

Egyszerűsítse a logikai függvényeket!

a)  $F^3 = A \cdot B + A \cdot B \cdot C;$

b)  $F^3 = A \cdot B \cdot C + A \cdot \bar{C} + A \cdot \bar{B} \cdot C;$

c)  $F^3 = \bar{A} \cdot B + B \cdot \bar{C}.$

#### a) feladat megoldása

$$F^3 = A \cdot B + A \cdot B \cdot C.$$

A disztributivitást felhasználva kiemelhető  $A \cdot B$ :

$$F^3 = A \cdot B \cdot (1 + C).$$

A (9) téTEL miatt:

$$F^3 = A \cdot B \cdot 1.$$

A (8) téTEL szerint:

$$F^3 = A \cdot B$$

#### A b) feladat megoldása

$$F^3 = A \cdot B \cdot C + A \cdot \bar{C} + A \cdot \bar{B} \cdot C,$$

A disztributivitást alkalmazva az első és a harmadik változócsoporthoz:

$$F^3 = A \cdot C \cdot (B + \bar{B}) + A \cdot \bar{C}.$$

A (2) téTEL miatt:

$$F^3 = A \cdot C \cdot 1 + A \cdot \bar{C}.$$

A (8) téTEL miatt:

$$F^3 = A \cdot C + A \cdot \bar{C}.$$

Újra a disztributivitást használva:

$$F^3 = A \cdot (C + \bar{C})$$

A (2) térel miatt:

$$F^3 = A.$$

### A c) feladat megoldása

$$F^3 = \overline{\overline{A} \cdot B + B \cdot \overline{C}}.$$

A De-Morgan-tételt használva:

$$F^3 = \overline{\overline{A} \cdot B} \cdot \overline{B \cdot \overline{C}}.$$

Újra alkalmazva a két változócsoporthoz

$$F^3 = (A + \bar{B}) \cdot (\bar{B} + C).$$

A disztributivitás miatt:

$$F^3 = A \cdot \bar{B} + \bar{B} \cdot \bar{B} + A \cdot C + \bar{B} \cdot C.$$

Az (5) térel miatt:

$$F^3 = A \cdot \bar{B} + \bar{B} + A \cdot C + \bar{B} \cdot C.$$

Az első, a második és a negyedik változócsoporthoz kiemelhető  $\bar{B}$  (disztributivitás!):

$$F^3 = \bar{B} \cdot (A + 1 + C) + A \cdot C.$$

A (9) térel szerint:

$$F^3 = B \cdot 1 + A \cdot C.$$

A (8) térel alkalmazva:

$$F^3 = \bar{B} + A \cdot C.$$

## 4.2. Alapáramkörök

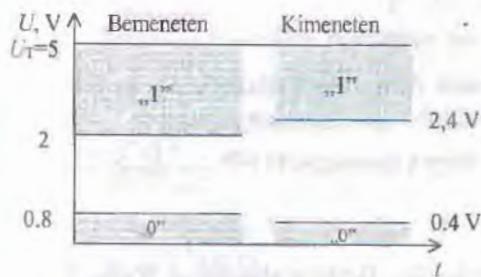
A digitális alapáramkörök meghatározott feladatra, integrált technológiával készített áramkörök, amelyeket alkatrészkként használunk az összetett digitális áramkörök építéséhez. Ilyen feladat lehet pl. egy digitális óra elkészítése, amihez – ha kis integrálltságú (LSI) áramkörökből építjük – nagyobbrészt kapuáramköröket, számláló áramköröket és regisztereket használunk.

A digitális áramkörök belső megvalósítását tekintve bipoláris tranzisztoros vagy MOS tervezérlésű tranzisztoros felépítésük lehetnek.

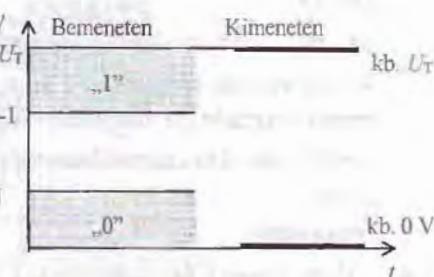
A bipoláris tranzisztorokból felépített, különböző feladatot ellátó áramkörök a **TTL** (Transistor-Transistor-Logic) áramkörök. A MOS tervezérlésű tranzisztorokból felépítettek a MOS áramköröcsaládba tartoznak. Ez utóbbiak közül a legszélesebb körben a komplementer MOS, röviden **CMOS** áramköröket alkalmazzák. A CMOS áramkörök p- és n-csatornás tervezérlésű tranzisztorokból épülnek fel.

A digitális áramkörök fő jellemző adatai:

- Tápfeszültség,  $U_T$ . A TTL áramkörök tápfeszültsége  $5 \text{ V} \pm 5\%$ . A MOS áramkörök viszonylag széles tápfeszültség-tartományban működnek, szokásos tápfeszültségük  $U_T = 3 \text{ V} - 15 \text{ V}$ .
- Logikai feszültségszintek. A logikai-0 (hamis) és a logikai-1 (igaz) értékekhez tartozó feszültségtartomány. A gyártók által garantált feszültségtartományokat külön-külön megadják a bemenetre és a kimenetre, és ezeket a 4.2., ill. a 4.3. ábra mutatja.



4.2. ábra. A TTL áramkörök logikai szintjei



4.3. ábra. A MOS áramkörök logikai szintjei

- Zajtartalék vagy zajérzéketlenség. Ezen a feszültségtartományon belüli feszültségváltozás nem változtatja meg az áramkör logikai állapotát. Ez egy áramkör kimenete és az azt követő áramkör bemenete között értelmezett mennyiség. A TTL áramköröknél a 4.2. ábrából következően logikai-0 és 1 szinten is 0,4 V az értéke, mert  $0,8 - 0,4 = 0,4 \text{ V}$ , ill.  $2,4 - 2 = 0,4 \text{ V}$ . A CMOS áramköröknél a 4.3. ábra alapján 0 és 1 szinten is kb. 1 V.

- Kimeneti terhelhetőség, fan-out. Azt adja meg, hogy az áramkör kimenetét hány kapuáramkör bemenete terhelheti.
- Jelkésleltetési idő,  $t_{pd}$  (propagation delay). Az áramkör sebességére, gyorságára jellemző idő. Az áramkör bemenetén történt változás és ennek hatására a kimeneten bekövetkezett változás időpontja között eltelt idő.
- Maximális disszipációs teljesítmény,  $P_{dmax}$ . Az a legnagyobb veszteségi teljesítmény, amit az áramkör a környezetébe hőteljesítmény formájában le tud adni.

Ősszehasonlítva a TTL és a MOS áramkörcsaládot az utóbbi három jellemző szempontjából a következő megállapításokat tehetjük:

- A MOS áramkörök kimeneti terhelhetősége jóval nagyobb, mint a TTL áramköröké, mert a MOS tranzisztorok gyakorlatilag nem igényelnek a vezérlésükhez teljesítményt.
- A jelkésleltetési idő szempontjából a TTL áramkörök kedvezőbbek. A MOS áramkörök átlagosan 5-15-ször lassabban működnek.
- A MOS áramkörök veszteségi teljesítménye jóval kisebb, mint a TTL áramköröké, átlagosan 10-30-szoros a viszony.

A digitális alapáramkörök típusjelölése sok információt tartalmaz. Az áramkörök jelölése betűkből és számjelekből áll. A TTL áramkörökben a betűjel: SN. Az ezt követő két szám az áramkör működési hőmérséklettartományát mutatja:

SN 74...	normál kivitel: 0...+70 °C,
SN 84...	ipari kivitel: -25...+85 °C,
SN 54...	katonai kivitel: -55...+125 °C.

Az ezt követő számjegyek az áramkör funkciójára utalnak. Pl. az SN 7408 típusú áramkör ÉS függvényt megvalósító áramköröket tartalmaz.

Az SN utáni két számot követheti – még a típusjelzés előtt – L, H, S, LS betűjelzés.

Jelentésük:

- L (low power), kis fogyasztású áramkörök. Belső kialakításuk olyan, hogy a jelöletlen normál sorozatnál kisebb a disszipált és a tápegységből felvett teljesítményük. Megjegyzendő azonban, hogy ezzel együtt növekszik a jelkésleltetési idő.
- H (high speed), nagy sebességű áramkörök. Kis jelkésleltetési idővel rendelkeznek, ezért működésük gyorsabb, mint a normál típusé. Az áramkör disszipációja azonban nagyobb a normál típusnál.
- S (Schottky-diódás), nagy sebességű típus. A Schottky-dióda alkalmazásával megnövelik az áramkörben lévő tranzisztorok működési sebességét. Így az áramkör sebessége nő, de a disszipáció nem.

- LS (low power Schottky). Ezeket az áramköröket a kis teljesítményfelvétel és a nagy működési sebesség jellemzi.

A CMOS áramkörök gyártótól függően két családba tartoznak. Az MM54C/MM74C... sorozat és a CD40... sorozat is tartalmazza a legalapvetőbb áramköröket, de a bővebb áramkörkészlettel a CD 40... sorozat rendelkezik.

A működési hőmérséklettartományt az MM jelölés melletti további két szám jelöli:

MM54C -55...+125 °C;

MM74C -40...+85 °C.

A két szám után szereplő C betű a CMOS felépítésre utal.

A CD40... sorozatnál a típusjel legvégén szereplő betű jelöli a működési hőmérséklettartományt:

...M -55...+125 °C;

...C -40...+85 °C.

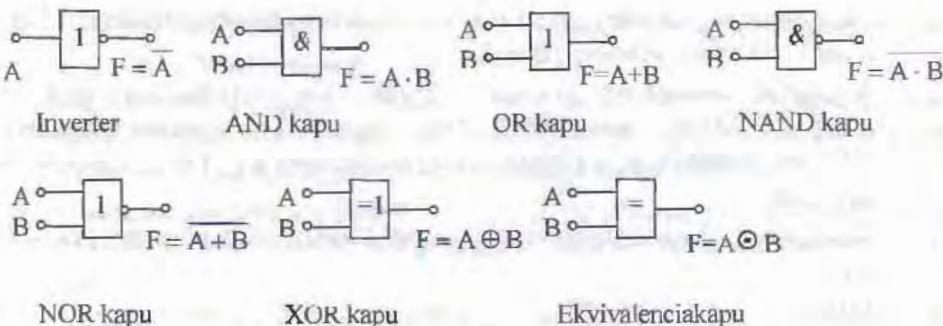
Az áramkörök egyéb jellemzői mindenkorban azonosak.

#### 4.2.1. Kapuáramkörök

A kapuáramkörök a logikai alapfüggvényeket megvalósító digitális integrált áramkörök. Szokásos elnevezésük angol nyelvű. A megvalósított függvény és a hozzá tartozó kapuk elnevezése:

függvény	kapuáramkör
negáció	inverter
ÉS	AND
VAGY	OR
NEM-ÉS	NAND
NEM-VAGY	NOR
kizáró VAGY	XOR (antivalencia)
megengedő ÉS	ekvivalencia

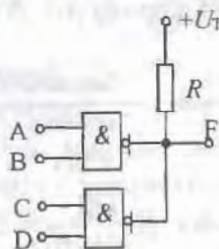
Az AND, OR, NAND, NOR kapuk bemeneteinek száma típusonként változó. Léteznek 2, 3, 4 és 8 bemenetű kapuáramkörök. A kapuáramköröket kapcsolási rajzokon jelképi jelölésekkel ábrázoljuk. Ezket foglalja össze a 4.4. ábra.



4.4. ábra. A kapuáramkörök jelképi jelölései

A kapuáramköröket kapcsolástechnikailag háromféle kimeneti megoldással gyártják. Az általános megoldás az un. **totem-pole** (totem-oszlop) kimenet, amely olyan belső áramkörű kialakítást jelent, amely a logikai-0 és a logikai-1 szintet is kis kimeneti ellenálláson szolgáltatja. Ennek a kimeneti megoldásnak az általa meghajtott áramkörök szempontjából ez kedvező tulajdonsága. Hátrány viszont, hogy több ilyen kialakítású kimenetet összekötve az áramkörök tönkremennék.

A **nyitott kollektoros** (open collector, OC) kimeneti megoldással rendelkező kapuáramkörök kimenetei összeköthetők. Ennek módját a 4. 5. ábra mutatja.

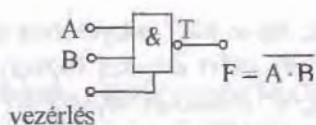


4.5. ábra. A nyitott kollektoros kimenetek összekötése

Az ábra szerint ahhoz, hogy a nyitott kollektoros kimenetek működjenek, egy ellenálláson keresztül kell a tápfeszültségüket biztosítani. Az ábra a nyitott kollektoros kimenet jelképi jelölését is mutatja.

A kimenetek összeköthetőségét más elven biztosítja a **háromállapotú** (tri-state) **kimeneti** megoldás. A kapuáramkörök rendelkeznek egy vezérlőbemenettel, amellyel a kapu kimenete un. harmadik állapotba hozható. Ennek az állapotnak az a jellemzője, hogy ilyenkor a kapu kimenete igen nagy impedanciát mutat, szinte szakadásként viselkedik. A kapunak tehát lehet 0, 1 és nagyimpedanciás kimeneti állapota. Több

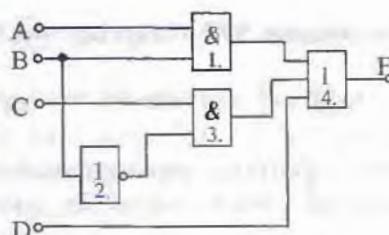
háromállapotú kimenetű kaput összckötve, a vezérlőbermeneteken keresztül lehet állerni, hogy egy időben csak egy kapuáramkör kimenete legyen aktív. A háromállapotú kimenettel rendelkező áramkörök jelképi jclölését mutatja a 4.6. ábra NAND kapu esetén.



4.6. ábra. Háromállapotú kimenet

#### 4.2.2. Kombinációs hálózatok

A kombinációs hálózatok kapuáramkörökből felépített, az alapfüggvényeknél bonyolultabb logikai függvényeket megvalósító hálózatok. A 4.7. ábrán egy olyan kombinációs hálózat látható, amely invertelekkel, ÉS és VAGY kapukból épül fel, ezért NÉV (nem-és-vagy) rendszerűnek nevezük.



4.7. ábra. NÉV rendszerű kombinációs hálózat

A hálózat által megvalósított logikai függvényt a hálózat **analízisével** állapíthatjuk meg. Ez azt jelenti, hogy a bemenetektől indulva lépésről-lépéstre felírjuk az egyes kapuk kimenetén megjelenő logikai függvényt, addig, amíg a kimenetre nem érünk. Az 1. ÉS kapu kimenetén lévő függvény:

$$F_1 = A \cdot B .$$

A 2. inverter kimenetén:

$$F_2 = \bar{B} .$$

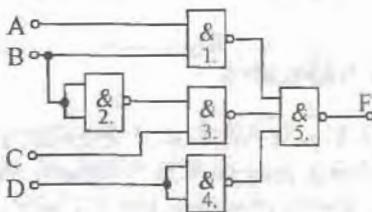
A 3. ÉS kapu kimenetén:

$$F_3 = F_2 \cdot C = \bar{B} \cdot C .$$

A 4. VAGY kapu kimenetén:

$$F = F_1 + F_3 + D = A \cdot B + \bar{B} \cdot C + D.$$

Mivel a logikai függvények, bármilyen bonyolultak is, csak negációból, ÉS, ill. VAGY kapcsolatokból állnak, ezért minden logikai függvény megvalósítható inverterek, ÉS, ill. VAGY kapuk felhasználásával. A NÉV rendszert emiatt **funkcionálisan teljes rendszernek** nevezzük.



4.8. ábra. NAND kapukból felépített hálózat

A 4.8. ábra kombinációs hálózata NAND kapuból épül fel. Végezzük el az analizist!

$$F_1 = \overline{A \cdot B},$$

$$F_2 = \overline{\overline{B} \cdot B} = \overline{B},$$

$$F_3 = \overline{\overline{F}_2 \cdot C} = \overline{\overline{B} \cdot C},$$

$$F_4 = \overline{\overline{D} \cdot D} = \overline{D},$$

$$F = \overline{F_1 \cdot F_3 \cdot F_4} = \overline{\overline{A \cdot B} \cdot \overline{\overline{B} \cdot C} \cdot \overline{D}}.$$

A De-Morgan-tételt kétszer alkalmazva:

$$F = A \cdot B + \overline{B} \cdot C + D.$$

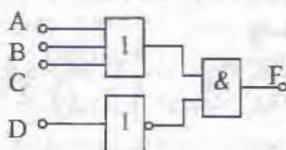
A csak NAND kapuból felépített hálózat is megvalósítja tehát ugyanazt a függvényt, amit a NÉV rendszer. Ez általában is igaz: csak NAND kapuk felhasználásával is megvalósítható bármilyen logikai függvény. Ezért a NAND rendszer is funkcionálisan teljes rendszer.

Hasonlóképpen bizonyítható, hogy NOR kapukkal is bármilyen logikai függvény megvalósítható, ezért a NOR is funkcionálisan teljes rendszer.

Végezetül készítsünk egy kombinációs hálózatot NÉV rendszerben, amely a 4.1.3. pontban példaként szereplő autóriasztó logikai függvényét valósítja meg. Az ott feltürt függvény:

$$F^4 = (A + B + C) \cdot \overline{D}.$$

Az A, B, C változók VAGY kapcsolatát három bemenetű VAGY kapu hozza létre. A változó negáltját egy inverter állítja elő, végül ennek a két részfüggvénynek az ÉS kapcsolatát egy ÉS kapu realizálja. A hálózat a 4.9. ábrán látható.



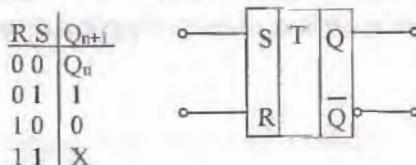
4.9. ábra. NÉV kombinációs hálózat

#### 4.2.3. Tárolók

A tárolók egy bit információ tárolására alkalmas áramkörök. Az információ a tároló megfelelő vezérlésével beírható a tárolóba, ill. a vezérlés megváltoztatásával kitörölhető. Az egy bit tárolására alkalmas áramkörök gyakorlatban elterjedt neve flip-flop. A flip-flopok beírása, ill. törlése a belső felépítéstől függ, ezért többféle tárolót különböztetünk meg:

- R-S típusú tárolók,
- inverz R-S vagy másnéven  $\bar{R} - \bar{S}$  tárolók,
- J-K tárolók,
- T (trigger) tárolók,
- D (delay) tárolók.

Az **R-S tárolók** S (set – írás) bemenete szolgál a beírásra, vagyis egy olyan kimeneti állapot létrehozására, amikor a Q kimeneten logikai-1 szint jön létre. Ez jelzi az I információs bit tárolását. Az R (reset – törlés) bemenetre adott vezérlés a Q kimeneten logikai-0 állapotot hoz létre, a flip-flop törlődik, tehát a továbbiakban 0 információs bitet tárol. A tárolók működését, valamennyi lehetséges bemeneti vezérlés hatását a **vezérlési táblázat** (igazságtablázat) foglalja össze. A 4.10. ábrán az R-S taroló vezérlési táblázata mellett a tároló jelképi jelölése is látható.



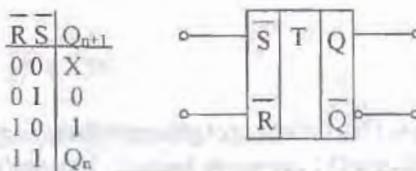
4.10. ábra. Az R-S tárolók vezérlési táblázat és jelképi jelölése

A vezérlési táblázat egyes sorait elemczve a következőket lehet megállapítani:

- $R = 0; S = 0$  vezérlésre a tároló  $Q$  kimenetén a vezérlés előtti állapot, röviden  $Q_n$  előző állapot, marad meg.
- Az  $R = 0; S = 1$  vezérlésre beírás történik, tehát a kimenet vezérlés utáni, röviden  $Q_{n+1}$  következő állapota, logikai-1 értékű lesz.
- Az  $R = 1; S = 0$  vezérlés esetén a tároló következő állapota a  $Q_{n+1} = 0$ , vagyis a törölt állapot lesz.
- Az  $R = 1; S = 1$  vezérlés ellenőrizhetetlen kimeneti állapotot idéz elő, mert a belső áramkörök működése ilyenkor bizonytalan. Logikailag sem értelmezhető ez a vezérlés, mert azt jelentené, hogy egyszerre kívánjuk a flip-flopot beírni és törölni, a vezérlés ezért nem megengedett. Ez a felhasználás szempontjából hátrányos tulajdonság.

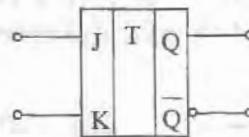
A jelképi jelölésben szereplő  $T$  betű az áramkör funkciója. Jelentése: tároló. minden tároló rendelkezik negált kimenettel is, ami sok esetben igen célszerű, hiszen így rendelkezésünkre áll a tárolt információ és a negáltja is.

**Az inverz R-S ( $\bar{R} - \bar{S}$ ) tároló minden tekintetben fordított működésű az R-S tárolóhoz képest, amint azt a 4.11. ábra vezérlési táblázata mutatja.**

4.11. ábra. Az  $R - \bar{S}$  flip-flop vezérlési táblázata és jelképi jelölése

**A J-K tároló** belső áramköri kialakítása olyan, hogy a J bemeneten keresztül a tároló beírható, a K bemeneten keresztül törölhető. A tárolónak nincs tiltott vezérlési állapota. A 4.12. ábra vezérlési táblázata szerint  $J = 0; K = 0$  vezérlésre a tároló megtartja előző állapotát,  $J = 1; K = 1$  vezérlésre pedig a kimeneti állapotot az előző állapot negáltja lesz (a tároló átbillen).

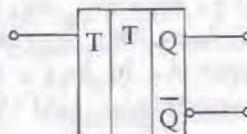
JK	$Q_{n+1}$
0 0	$\overline{Q_n}$
0 1	0
1 0	1
1 1	$\overline{Q_n}$



4.12. ábra. A J-K tároló vezérlési táblázata és jelképi jclölése

A **T típusú tároló** egy bemenettel rendelkezik, ez az ún. T trigger bemenet. A bemenetre logikai-0 szintet adva a tároló kimeneti állapota nem változik, míg ha logikai-1 vezérlést kap, akkor az előző kimeneti állapot ellenétesre változik. A trigger elnevezés abból adódik, hogy a  $T = 1$  vezérlés hatására létrejövő kimeneti állapotváltozást triggerelésnek hívjuk. A vezérlési táblázat és a jelképi jelölés a 4.13. ábrán látható.

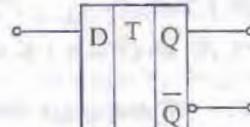
T	$Q_{n+1}$
0	$\overline{Q_n}$
1	$Q_n$



4.13. ábra. A T flip-flop vezérlési táblázata és jelképi jclölése

A **D flip-flop** kimenetén olyan logikai érték jelenik meg, amilyet a bemenetre kapcsoltunk. Ezt a működést szemlélteti a 4.14. ábra.

D	$Q_{n+1}$
0	0
1	1



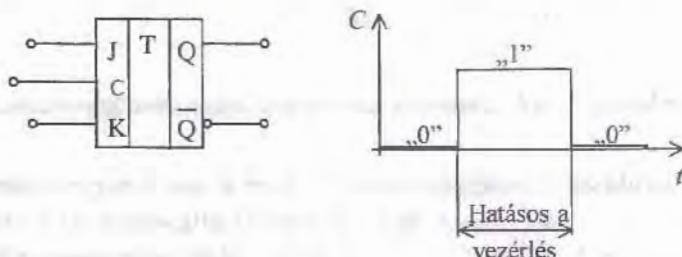
4.14. ábra. A D tároló vezérlési táblázata és jelképi jelölése

A tárolók bemenetérc adott vezérlés kimenetrc gyakorolt hatása **órajellel** (Clock) ütemezhető. Az órajellel is vezérelt tárolókat **dinamikus tárolóknak** nevezzük. Az előzőekben ismertetett tárolókat ezektől való megkülönböztetésül a továbbiakban **sztatikus tárolónak** hívjuk.

A dinamikus tárolók lehetnek:

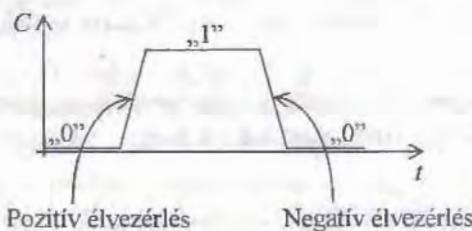
- kapuzott tárolók,
- élvezérelt tárolók,
- mester-szolga (master-slave) tárolók.

A **kapuzott tárolók** akkor érzékelik a vezérelést, ha a kapuzó bemenetükre logikai-1 szint kerül. A 4.15. ábra egy kapuzott J-K tároló vezérlését mutatja.

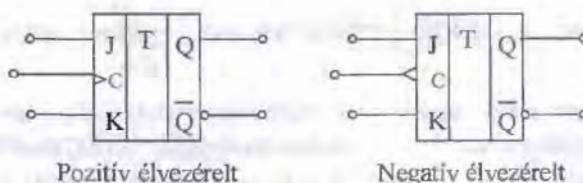


4.15. ábra. Kapuzott J-K tároló

Az **élvezérelt tárolók** vezérlési lehetősége az órajel változásának időpontjához kötődik. Ez vagy az órajel  $0 \rightarrow 1$  átmenete, vagy az  $1 \rightarrow 0$  átmenet. Az első esetben felfutó ére működő, **pozitív élvezérelt** a flip-flop, a második esetben pedig lefutó ére működő, **negatív élvezérelt**. A 4.16. ábra az élvezérelt J-K tárolók vezérlését, a 4.17. ábra pedig a pozitív és negatív élvezérelt J-K tárolók jelképi jelölését mutatja.

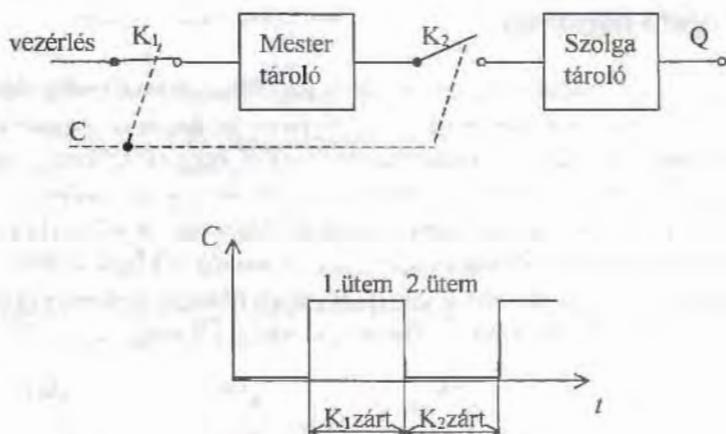


4.16. ábra. Az élvezérelt J-K tárolók vezérlése



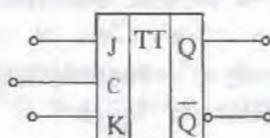
4.17. ábra. Élvezérelt J-K tároló

A **mester-szolga** (master-slave) tároló kétütemű tároló, amelynek működési elve a 4.18. ábrán követhető.



4.18. ábra. Mester-szolga elv

A K<sub>1</sub> és K<sub>2</sub> kapcsolók az órajel ütemében ellentétesen működnek, amint azt az ábra is mutatja. A K<sub>1</sub> kapcsoló zárt állásában vezérelhető a mestertároló. Az órajel 2. ütemében nyit a K<sub>1</sub> és zár a K<sub>2</sub> kapcsoló, ezért K<sub>2</sub> kapcsolón keresztül a mester tartalma átirányít a szolgába és így megjelenik a kimeneten is (ezalatt a nyitott K<sub>1</sub> miatt a mester állapota már nem változhat). A mester-szolga tárolók jelképi jelölése a 4.19. ábra szerinti.

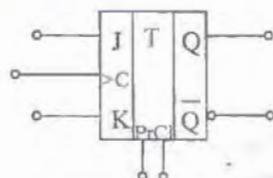


4.19. ábra. Mester-szolga J-K tároló

A dinamikus tárolók egyes típusait úgy gyártják, hogy az órajeltől függő dinamikus vezérlőbemeneteken kívül **órajeltől függetlenül hatásos** törlő és beíró bemenetekkel is rendelkeznek. Ezeknek a **sztatikus bemeneteknek** az elnevezése:

- preset – beíró bemenet,
- clear – törlő bemenet.

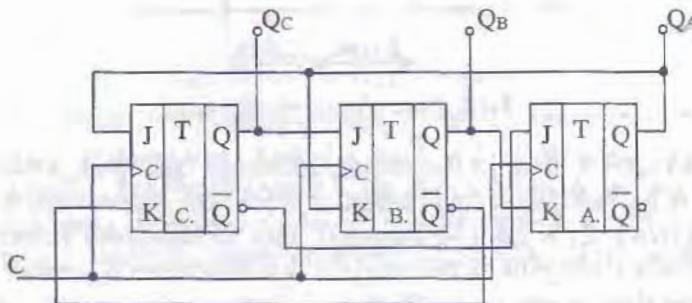
Ilyen bemenetekkel is rendelkező J-K tárolót mutat a 4.20. ábra.



4.20. ábra. Sztatikus és dinamikus vezérlésű J-K tároló

#### 4.2.4. Sorrendi hálózatok

A sorrendi vagy szekvenciális hálózatok olyan flip-flopokból felépülő, többkimenetű hálózatok, amelyek a kimeneteiken az órajelek hatására előre meghatározott állapotok sorozatát veszik fel. Felépítésükre jellemző, hogy tárolókból – általában J-K flip-flopokból – épülnek fel és a sorrendiség (szekvencia) úgy valósul meg, hogy minden kimeneti állapot függ az előző kimeneti állapottól. A 4.21. ábra példaként egy három kimenetű sorrendi hálózatot mutat. A tárolók a közös órajel miatt egyszerre működnek, ezért a hálózat szinkron sorrendi hálózat. Érdemes megfigyelni, hogy a tárolók elvezéreltek, ezért a változás időpontja jól meghatározott.



4.21. ábra. Szinkron sorrendi hálózat

A hálózat működésének elemzéséhez (sorrendi hálózat analízise) írjuk fel a tárolók vezérlési függvényeit a kapcsolási rajz alapján:

$$J_C = Q_A; \quad J_B = Q_C; \quad J_A = Q_C,$$

$$K_C = \overline{Q_B}; \quad K_B = Q_A; \quad K_A = Q_B.$$

A további vizsgálathoz tételezzük fel, hogy a kimenetek éppen  $Q_C = 0; Q_B = 0; Q_A = 0$  állapotban vannak. Ilyenkor az egyes tárolók bemenetén lévő vezérlések a vezérlési függvények alapján a következők:

$$J_C = 0; \quad J_B = 0; \quad J_A = 1,$$

$$K_C = 1; \quad K_B = 0; \quad K_A = 0.$$

Ezek a vezérlések a J-K tároló vezérlési táblázata (4.12. ábra) alapján, a következő kimeneti állapotokat hozzák létre:

- a C jelű tároló a vezérlés hatására törlődik (most 0-ban marad a kimenete),  $Q_C = 0$ ,
- a B tároló megtartja előző állapotát, tehát  $Q_B = 0$ ,
- az A tároló beíródik,  $Q_A = 1$ .

Így a hálózat új kimeneti állapota:

$$Q_C = 0; Q_B = 0; Q_A = 1.$$

Ez az állapot új vezérléseket jelent a tárolóknak:

$$J_C = 1; J_B = 0; J_A = 1,$$

$$K_C = 1; K_B = 1; K_A = 0.$$

Így, ha érkezik egy órajel, akkor a tárolók új kimeneti állapota:

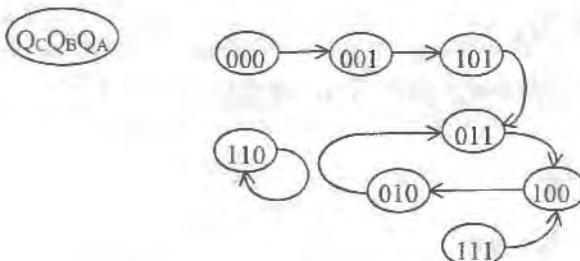
- a C tároló megváltoztatja az előző állapotát,  $Q_C = 1$ ,
- a B tároló törlődik,  $Q_B = 0$ ,
- az A tároló beíródik,  $Q_A = 1$ .

Az új kimeneti állapot tehát  $Q_C = 1; Q_B = 0; Q_A = 1$ .

Ez újabb vezérlést jelent a tárolóknak, ezért az újabb órajel hatására ismét megváltozik a kimeneti állapotuk stb. Az analizist addig kell végezni, amíg az elvileg lehetséges összes kimeneti állapotot megvizsgáljuk. Az előzőekben bemutatott szöveges elemzés helyett áttekinthetőbb, ha az eredményeket táblázatba foglaljuk.

C	$J_C K_C$	$J_B K_B$	$J_A K_A$	$Q_C$	$Q_B$	$Q_A$
				0	0	0
1.	0 1	0 0	1 0	0	0	1
2.	1 1	0 1	1 0	1	0	1
3.	1 1	1 1	0 0	0	1	1
4.	1 0	0 1	1 1	1	0	0
5.	0 1	1 0	0 0	0	1	0
6.	0 0	0 0	1 1	0	1	1
						⇐ már előfordult;
				1	1	1
1.	1 0	1 1	0 1	1	0	0
				1	1	0
1.	0 0	1 0	0 1	1	1	0
				1	1	0
						⇐ feltételezett új kimeneti állapot;
						⇐ már előfordult;
						⇐ feltételezett új kimeneti állapot;
						⇐ már előfordult.

Az eredmény megadása történhet táblázatosan, az állapotok bináris alakjának fel-sorolásával, úgy ahogyan az előző táblázat utolsó három oszlopa mutatja. Sokkal szemléletesebb azonban az állapotdiagrammal való megadás. Ezt mutatja a megoldott példa kimeneti állapotait ábrázolva a 4.22. ábra.



4. 22. ábra. Állapotdiagram

Az állapotdiagram nyilai azt mutatják, hogyan követik egymást a kimeneti állapotok. Az eredményt értelmezve látható, hogy

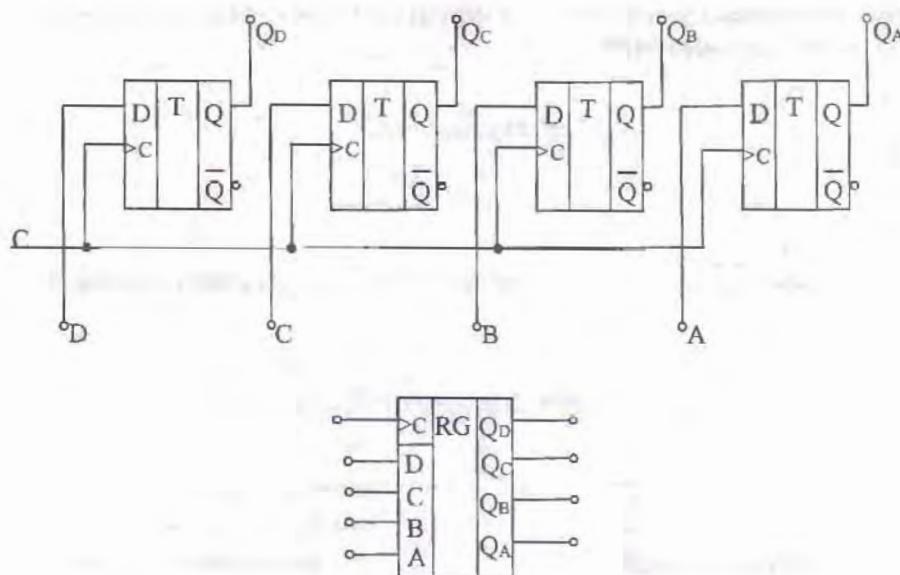
- ha a hálózat kimenete éppen 110 állapotban van, akkor ez az órajelek hatására nem változik meg. Az 110 állapot egy önmagában záródó hurkot alkot,
- bármilyen más kimeneti állapotból a hálózat az órajelek hatására a 011-100-010-011... ciklusba kerül és a továbbiakban ebben a ciklusban marad.

#### 4.2.5. Regiszterek

A regiszterek **több bit egyidejű tárolására** alkalmas áramkörök. Egyes típusaik a tárolási feladatokon kívül a tárolt információ **léptetésére** is alkalmasak. Így a regiszterek két típusa az

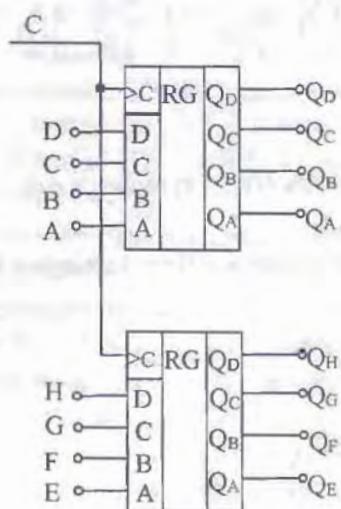
- átmenneti tárolók vagy pufferregiszterek,
- léptetőregiszterek.

Az átmenneti tárolók minden flip-flopjába egyszerre történik az információ beírása. A beírást az órajel vezéri. A tárolt információ a regiszter kimenetén hozzáférhető. A 4.23. ábra példaként egy **4 bites pufferregiszter** belső felépítését és jelképi jelölését mutatja.



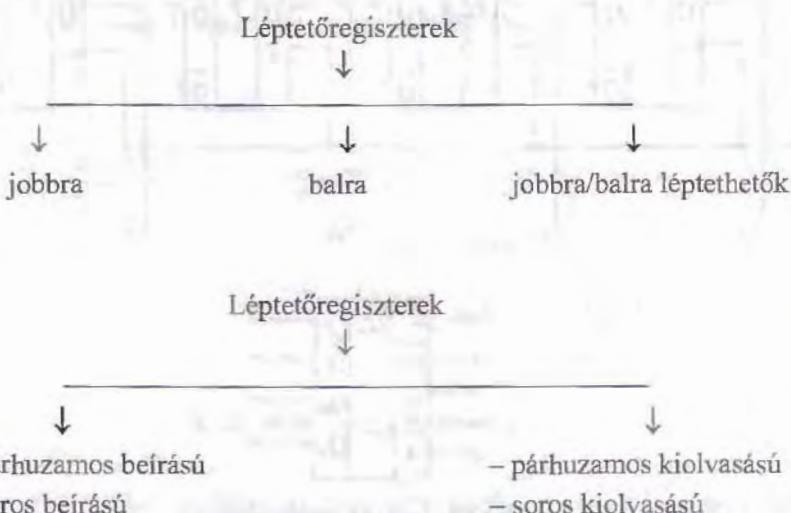
4.23. ábra. Pufferregiszter

A 4.23. ábrán látható, hogy a regiszterek felépítéséhez **D típusú tárolókat** használunk. Ha a tárolandó információ több bitet tartalmaz, mint amennyit egy regiszter képes tárolni, akkor több regiszterből készítünk nagyobb kapacitású (tárolóképességű). Két négy bites egységből összeállított 8 bites regisztert mutat a 4.24. ábra.

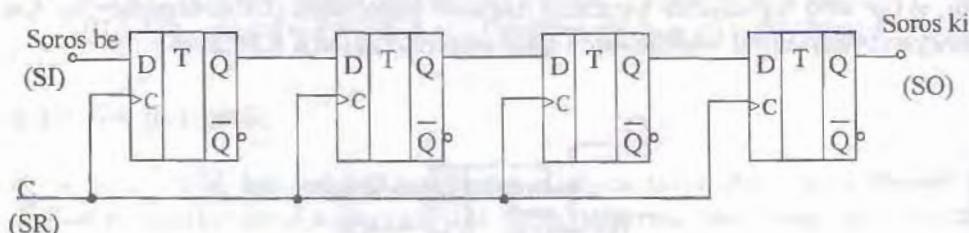


4.24. ábra. A regiszterek kapacitásának bővítése

**A léptetőregiszterek** a léptetés iránya, valamint az információ beírása és kiolvasása szempontjából csoportosíthatók:



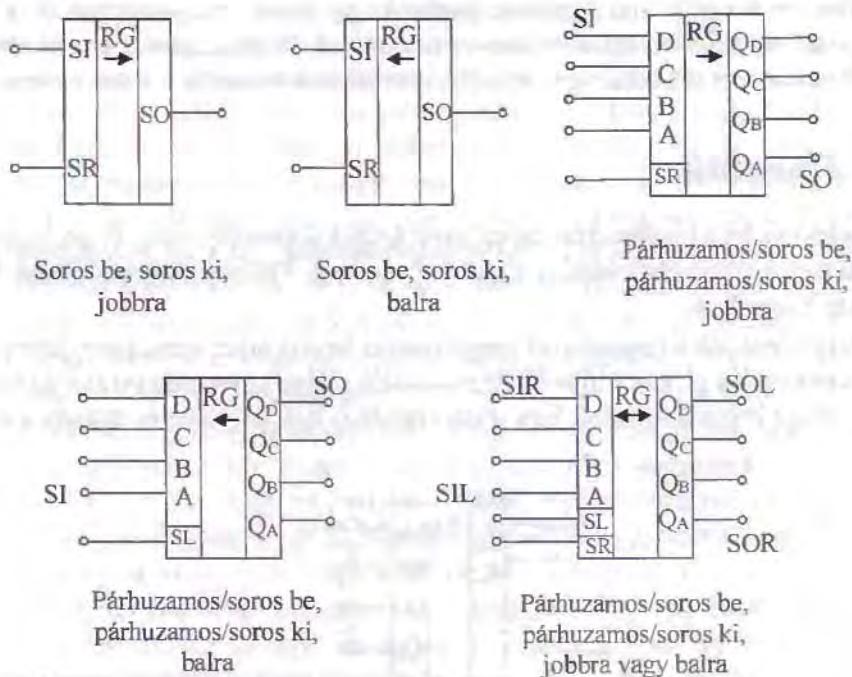
A 4.25. ábra a léptetőregiszterek belső felépítésének szemléltetésére egy 4 bites jobbra léptethető, soros beírású, soros kiolvasású léptetőregisztert mutat.



4.25. ábra. Léptetőregiszter

A különböző típusú léptetőregiszterek jelképi jelölései a 4.26. ábrán láthatók.





4.26. ábra . A léptetőregiszterek jelképi jelölése

Az ábra jelöléseinek értelmezése:

- **SL**, shift left: léptetés balra, ill. **SR**, shift right: léptetés jobbra. Ezekre a vezérlőbemenetekre adott impulzusok hatására a regiszterben lévő információ az adott irányban továbblép.
- **SI**, serial input: soros bemenet. Soros beírás esetén ezen a bemeneten íródik be az információ a léptetőjel (**SL**, **SR**) ütemében a regiszterbe. Jobbra/balra léptethető regiszter esetén az **SIR** rövidítés a *soros be jobbra*, az **SIL** pedig a *soros be balra* bemenetet jelöli.
- **SO**, serial output: soros kimenet. Ezen keresztül lehet hozzáférni az információhoz a léptetőjel ütemében.

A regiszterek szinte a leggyakrabban használt digitális áramkörök. A pufferregisztereket minden olyan helyen használjuk, ahol kevés adatot kell rövid ideig tárolni. Pl. az adat tárolására a kijelzés idejére, műveletvégző egységekben a műveletben felhasznált adatok tárolása a műveletvégzés idejére.

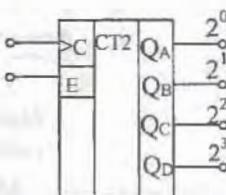
A léptetőregiszterek tipikus alkalmazása a soros-párhuzamos, ill. a párhuzamos-soros átalakítóként való alkalmazás. Az első esetben a soros bemenetre érkező biteket egyenként beléptetjük a regiszterbe, majd párhuzamos kimeneteken keresztül valamennyi bitcsoport egyszerre hozzáférhetünk.

A párhuzamos-soros átalakításhoz párhuzamos beíró bemenetekkel és soros kimenettel rendelkező léptetőregisztert használunk. A párhuzamos bemeneteken egy lépésben beírt információt a léptetőjel ütemében kiléptetjük a soros kimeneten.

#### 4.2.6. Számlálók

A számláló az órajel bemenetére érkező impulzusokat számolja meg, és ezt a számot jeleníti meg a kimenetein bináris vagy BCD kódban. Felépítésükhez T típusú flip-flopokat használunk.

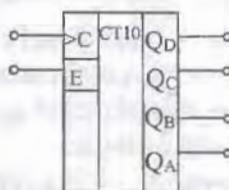
A bináris számlálók a megszámolt impulzusokat bináris szám formájában jelzik ki a kimeneteiken. Így pl. egy 4 bites bináris számláló a négy kimenetén 0000-tól 1111-ig (0-tól 15-ig) képes számlálni. Egy ilyen számláló jelképi jelölését mutatja a 4.27. ábra.



4.27. ábra. A bináris számláló jelképi jelölése

A CT2 funkciójel a 2-es számrendszer szerinti számlálót (counter) jelöl. A kimenetek súlyozása megfelel a bináris számrendszer helyi értékeinek. A számlálón található E-Enable bemenet a számlálás engedélyezésére ( $E = 1$ ), vagy tiltására ( $E = 0$ ) szolgál.

A **BCD számláló** mindig 4 bites, mert a BCD kódnak megfelelően az impulzusok számát 0–9 darabszáigmig jelenítik meg binárisan 0000-tól 1001-ig. A BCD számláló jelképi jelölése a 4.28. ábra szerinti.

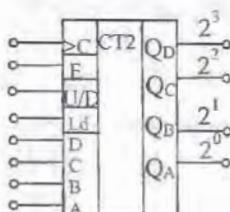


4.28. ábra A BCD számlálók jelképi jelölése

Belső felépítésüket tekintve a számlálók szinkron vagy aszinkron működésük lehetnek. A **szinkron számlálók** kimenetein minden bit egy időben jelenik meg, az órajel ütemében. Az **aszinkron számlálók** kimenetein a megjelenítendő bináris érték egyes bitjei csekely késleltetéssel, egymás után jelennek meg. Elsőként a  $2^0$  legkisebb helyi érték veszi fel az új értéket, majd a  $2^1$  helyi érték stb. A megszámolt impulzusszámnak megfelelő bináris érték tehát csak akkor jelent helyes értéket, amikor már egymás után valamennyi kimeneten beállt a végleges érték. Pl. ha 50 ns szükséges ahhoz, hogy a  $Q_A$  kimeneten megjelenjen a helyes érték, akkor a szinkron számlálóknál a többi kimeneten is megjelenik ennyi idő alatt a teljes bináris szám. Az aszinkron számlálóknál, ha 4 bites, akkor  $4 \cdot 50 \text{ ns} = 200 \text{ ns}$  szükséges a helyes érték megjelenéséhez. Végeredményben tehát az aszinkron számláló lassabban működik, mint a szinkron számláló.

Egyes számlálótípusok felépítése olyan, hogy két irányban is képesek számlálni. Ezek az oda/vissza, vagy másnéven **fel/le** (up/down) **számlálók**. A visszafelé számlálás azt jelenti, hogy az órajelek hatására a kimeneten megjelenő értékek sorozatosan csökkennek. Pl. BCD számlálóknál a 9, 8, 7,..,0 számsorozat BCD kódjai jelennek meg az órajelek hatására egymás után a kimeneten.

Készítenek néhány olyan számlálót, amelynél lehetőség van annak beállítására, hogy milyen kezdő értéktől történjen a számlálás. Az ilyen számlálók a **párhuzamos beírású számlálók**. A 4.29. ábrán egy 4 bites, bináris, párhuzamos beírású, fel/le számláló látható.



4.29. ábra. Párhuzamos beírásra is alkalmas számláló

A D, C, B, A, bemeneteken bármilyen bináris szám beírható a számlálóba, ha az Ld (load, betöltő) bemenetet ezt engedélyezzük. Az U/D (up/down) bemenet vezérlésétől függő irányban erről az értékről történik a számlálás az órajelek hatására.

A számlálók alkalmazása széleskörű. Használjuk az órákban, a fordulatszámmérőkben, digitális műszerekben, vezérlőkben stb.

**Ellenőrző kérdések**

1. Mi a különbség az analóg és a digitális jelek között?
2. Soroljuk fel a kettes számrendszer jellemzőit!
3. Mi a tizenhatos számrendszer alkalmazásának célja?
4. Határozzuk meg a kódolás fogalmát!
5. Soroljuk fel a logikai algebra alaptételeit!
6. Milyen adatokkal jellemzzük a digitális alaparamköröket?
7. Hasonlítsuk össze a TTL és a CMOS áramkörcsalád jellemzőit!
8. Milyen feladatot látnak el a kombinációs hálózatok?
9. Csoportosítsuk a flip-flopokat és írjuk fel vezérlési táblázatokat!
10. Magyarázzuk el a flip-flopok vezérlési lehetőségeit!
11. Mi a sorrendi hálózatoknak feladata?
12. Csoportosítsuk a regisztereket!
13. Mondjunk példát a regiszterek alkalmazására!
14. Soroljuk fel a számlálók csoportjait!

## 5. IMPULZUSTECHNIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK

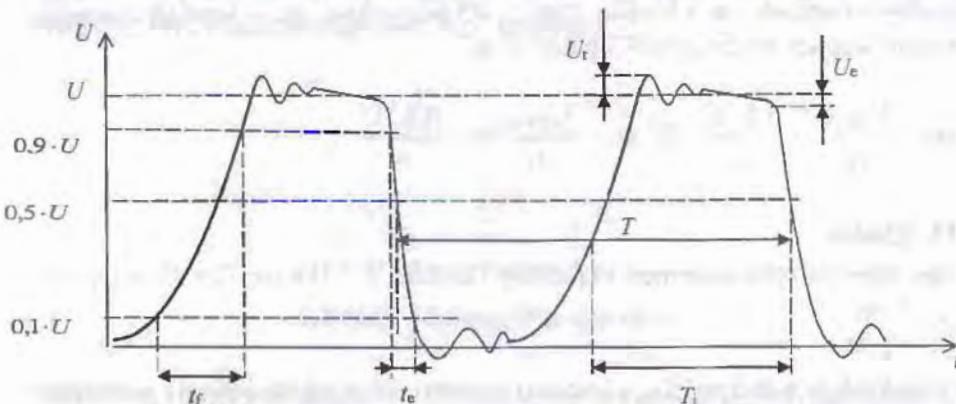
Az elektronikában előforduló **impulzusok** feszültség- vagy áramváltozások, amelyek legfontosabb jellemzője, hogy a változás **nem folyamatos**. Pl. egy négyzet alakú impulzusnál a változás két meghatározott érték között ugrásszerű, a háromszög alakú impulzusnál a folyamatos változás a csúcsponton megtörök és ellenkező irányúra változik stb.

Az impulzussorozat egymást szabályosan követő, tchát periódikusan ismétlődő impulzusokból áll.

Az impulzusteknikai alapáramkörök az impulzussorozatok előállítására és az impulzusok jellemzőinek módosítására szolgálnak.

### 5.1. Impuluszjellemzők

Az impuluszjellemzők az 5.1. ábra feszültségimpulzus-sorozatán jól áttekinthetők.



5.1. ábra. Impuluszjellemzők

Az  **$U$  impulzusamplitúdó** az impulzus max. értéke, amit ismertnek tételezünk fel. Ezt csak egy rövid ideig lépi túl a feszültség értéke, ezt nevezzük  $U_t$  **túllövésnek**. Az amplitúdó csökkenése az  $U_e$  **tetőesés**.

Az impulzusokat jellemző időtartamok minden az amplitúdó százalékos értékeinek időpontjaihoz kötődnak. A  $t_f$  **felfutási** és a  $t_l$  **lefutási idő** az amplitúdó 10 és 90%-a között mérhető időtartamok az impulzus felfutó, ill. lefutó élén mérve. A  $T_i$  **impulzusidő** a fel- és lefutó élén az 50%-os amplitúdóértékek időpontjai között mérhető időtartam. A  $T$  **periódus idő** két egymást követő impulzus azonos fázisú pontjai közötti időtartam. Az ábrán a lefutó élek 50%-os pontjai közötti időtartam a periódusidő.

Az impulzussorozaton közvetlenül mért jellemzők mellett használunk néhány ezekből számítható mennyiséget is. Közülük legfontosabb a **frekvencia**, amely a periódusidő reciproka:

$$f = \frac{1}{T}.$$

Az impulzussorozat **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. Az  $m_f$  **felfutási meredekség** az impulzus felfutó élén az amplitúdó 10 és 90% közötti feeszülségnövekedés és a közben eltelt  $t_f$  idő hányadosa, az  $m_l$  **lefutási meredekség** hasonlóképpen értelmezhető a lefutó élén:

$$m_f = \frac{U_{10-90}}{t_f} = \frac{0,8 \cdot U}{t_f}, \text{ ill. } m_l = \frac{U_{10-90}}{t_l} = -\frac{0,8 \cdot U}{t_l}.$$

### 13. feladat

Egy impulzussorozaton mért impulzusjellemzők:  $T = 110 \mu s$ ;  $T_i = 25 \mu s$ ;  $t_f = 10 \text{ ns}$ ;  $t_l = 7 \text{ ns}$ ;

$$U = 12 \text{ V}.$$

Számitsuk ki a frekvencia, a kitöltési tényező, ill. a fel- és lefutási meredekségek értékét!

#### A 13. feladat megoldása

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10^{-4}} = 10^4 \text{ Hz} = 10 \text{ kHz.}$$

$$k = \frac{T_i}{T} = \frac{2,5 \cdot 10^{-5}}{10^{-4}} \cdot 100 = 2,5 \cdot 10^{-1} \cdot 100 = 25\%.$$

$$U_{10} = 0,1 \cdot U = 0,1 \cdot 12 = \mathbf{1,2 \text{ V}.}$$

$$U_{90} = 0,9 \cdot U = 0,9 \cdot 12 = \mathbf{10,8 \text{ V}.}$$

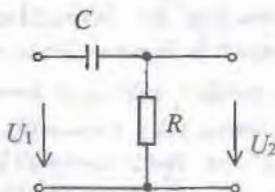
$$m_f = \frac{U_{10-90}}{t_f} = \frac{10,8 - 1,2}{10^{-8}} = 9,6 \cdot 10^8 \text{ V/s} = \mathbf{9,6 \cdot 10^2 \text{ V/}\mu\text{s}.}$$

$$m_1 = \frac{U_{90-10}}{t_1} = \frac{1,2 - 10,8}{7 \cdot 10^{-9}} = -1,37 \cdot 10^9 \text{ V/s} = \mathbf{-1,37 \cdot 10^2 \text{ V/}\mu\text{s}.}$$

## 5.2. Jelformáló áramkörök

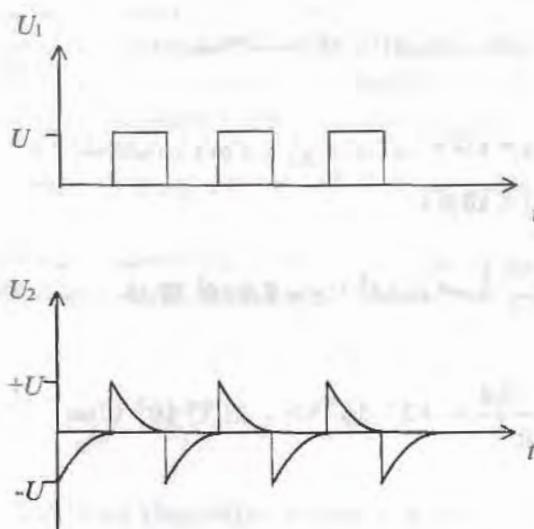
Az impulzussorozatok jellemzőit jelformáló áramkörökkel lehet módosítani. A leggyakrabban felmerülő feladat a négyzetgyűrűk formálása differenciáló, ill. integráló áramkörrel. Hasonlóképpen sokszor előforduló igény az impulzusok amplitúdójának meghatározott értéken való határolása. Ez a feladat vágóáramkörrel valósítható meg.

**A differenciáló áramkör** felépítése a 5.2. ábrán látható.



5.2. ábra. Differenciáló áramkör

Az áramkörre  $U_1$  négyzetimpulzus-sorozatot kapcsolva a kimeneten megjelenő  $U_2$  feszültség jelalakja az  $RC$  kör egy időállandója esetén az 5.3. ábrán látható.

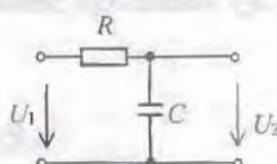


5.3. ábra. A differenciáló áramkör jelalakjai

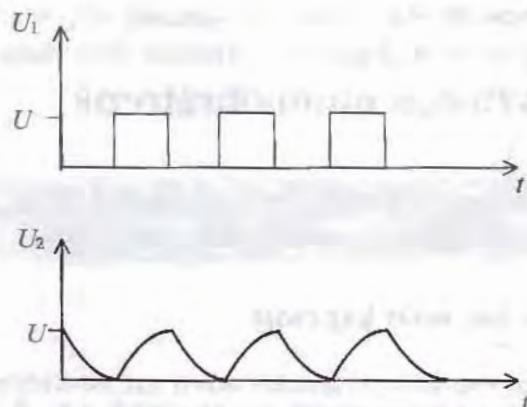
A négyzetjel felfutásakor a hirtelen feszültségváltozás miatt a kondenzátor gyakorlatilag rövidzárként viselkedik, így ez a feszültségváltozás szinte változatlanul a kimenetre jut. Ezt követően a négyzetjel állandó értékű  $U$  feszültsége tölti a kondenzátort, az  $RC$  időállandónak megfelelő sebességgel. A töltődés exponenciális jellegű. Töltődés közben a kondenzátor pillanatnyi feszültsége levonódik az állandó  $U$  bemeneti feszültségből, ezért a kimenetre exponenciális jelleggel csökkenő feszültség jut. Amikor a kondenzátor már feltöltődött, akkor a kimeneti feszültség közelítőleg nulla értékű (kb. ötszörös időállandónak megfelelő idő eltelté után).

A négyzetjel lefutásakor a nullára csökkenő bemeneti feszültséghoz képest a feltöltődött kondenzátor feszültsége jut a kimenetre, így ott egy hozzávetőlegesen  $-U$  nagyságú feszültség jelenik meg. Ezt követően a kondenzátor kisül és a kimeneten újra nulla lesz a feszültség. Ez a folyamat ismétlődik minden négyzetjelnél, a kimeneten tehát egy „tüskeimpulzus”-sorozatot kapunk.

Az **integráló áramkör** kapcsolási rajza az 5.4. ábrán látható, míg jelalakjai (szintén egy adott időállandójú  $RC$  kör esetén) az 5.5. ábra szerintiek.



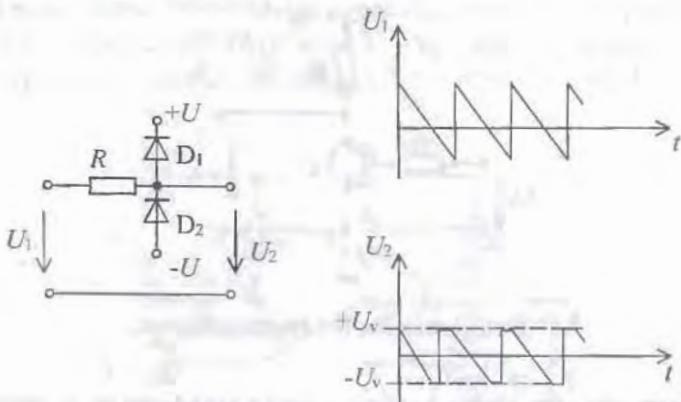
5.4. ábra. Integráló áramkör



5.5. ábra. Az integráló áramkör jelalakjai

A négyzetgyel felfutásának időpontjától kezdve a kondenzátor az  $RC$  időállandónak megfelelő sebességgel, exponenciális jelleggel töltődik. A lefutó él után pedig ugyanilyen jellegű és sebességű a kisütési folyamat is.

A **vágóáramkörök** egyszerű felépítésű diódás áramkörök. Felépítésükre és alkalmazásukra már a 2.2.7. pontban is láttunk példát (2.12. és 2.13. ábrák), szinuszos bemeneti feszültség esetén. Egy további alkalmazást mutat az 5.6. ábra, ha fűrészfog alakú feszültséget adunk a bemenetre.



5.6. ábra. Diódás vágóáramkör

A bemeneti feszültség növekedésekor a  $D_1$  dióda a  $+U_V = U_1 = U + 0,6$  V-nál kinyit és így az  $U_2$  feszültséget közelítőleg állandó értéken tartja. Csökkenő bemeneti feszültség mellett  $U_1$  feszültségnél  $D_1$  lezár, ezért, a kimeneti feszültség követi a beme-

neti 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. Tranzisztoros multivibrátorok

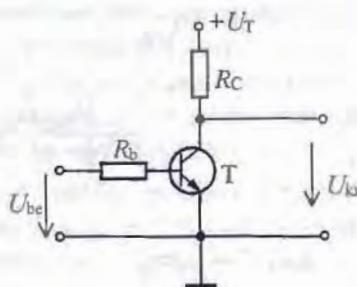
A multivibrátorok impulzusokat előállító áramkörök. A tranzisztoros multivibrátorokban a tranzisztor kapcsolóüzemben működik.

### 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 teljesítenie a tranzisztornak **kapcsoló üzemmódban**.

Az ideális kapcsoló jellemzője, hogy bekapcsolt állapotban rövidzárként viselkedik, így sarkain a feszültségek különbség  $U_k = 0$ . Kikapcsolt állapotban az ideális kapcsoló szakadást jelent, ezért nem folyik rajta keresztül áram.

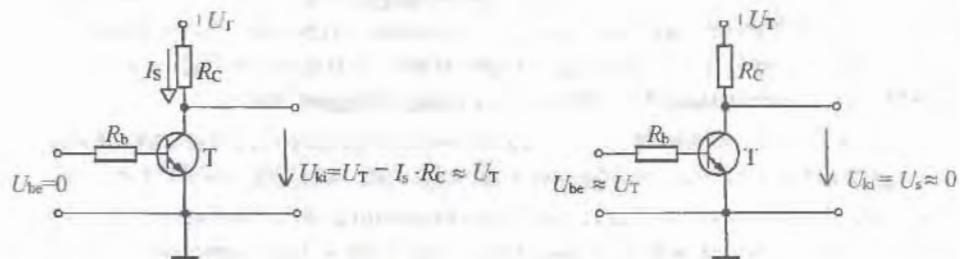
A tranzisztor az **5.7. ábrán** látható áramkörben egy vezérelhető kapcsoló: a kollektora és az emitterre között, a bázisra adott vezérléstől függően, létrehozható a közelítőleg nulla feszültségek különbség (bekapcsolt kapcsoló), ill. a közelítőleg nulla áram (kikapcsolt kapcsoló).



**5.7. ábra.** A tranzisztor kapcsolóüzeme

A tranzisztor azonban nem ideális kapcsoló, mert a kollektora és az emitterre között szaturációs mennyiségek mérhetők, amint azt a 2.3.1. pontban már láttuk. Ha  $U_{be} = 0$ , akkor a tranzisztor lezárt állapotban van, kollektora és emitterre között az  $I_s$  szaturációs áram folyik. Ha a bemeneti feszültség akkora, hogy a tranzisztor kinyit és a megengedhető legnagyobb bázisáram folyik, akkor a kollektor és az emitter között az  $U_s$  szaturációs feszültség mérhető. A szaturációs mennyiségek értelmezése a **2.25. ábrán** látható.

Végeredményben tehát a tranzisztor mint kapcsoló, tulajdonságai az 5.8. ábra szerint foglalhatók össze.

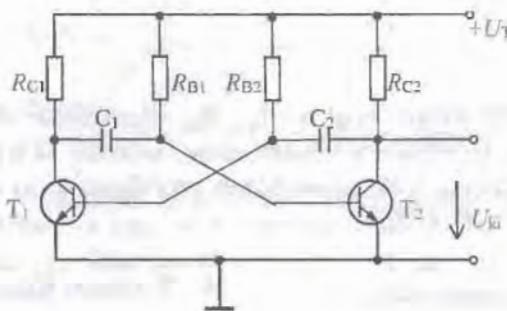


5.8. ábra. Nyitott és zárt tranzisztoros kapcsoló

A kapcsoló nyitásához célszerűen az  $U_T$  tápfeszültséget használtuk a kapcsolásban. Az  $R_B$  ellenállásnak az a feladata, hogy kiegyenlítse a tranzisztor kb. 0,6 V-os nyitófeszültsége és az  $U_T$  közötti feszültséggükönbséget. (Az 5.8. ábra szerinti kapcsolás tulajdonképpen inverter áramkör, amely a 4. fejezetben megismert tagadás műveletét valósítja meg.)

### 5.3.2. Astabil multivibrátor

Az astabil multivibrátor folyamatosan négyszögjelet állít elő. Kapcsolási rajza az 5.9. ábrán látható. Elnevezése abból adódik, hogy a négyszögjelet a tranzisztorok sorozatos nyitásával-zárásával állítják elő, tehát nem rendelkezik az áramkör stabil állapottal.



5.9. ábra. Astabil multivibrátor

A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy a T<sub>1</sub> tranzisztor éppen nyitva, a T<sub>2</sub> pedig éppen zárva van. Ilyenkor a C<sub>2</sub> kondenzátor egyik fegyverzetén a T<sub>1</sub> tranzisz-

tor kb. 0,6 V-os nyitófeszültsége van, a másik fegyverzete pedig az  $R_{C2}$  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 feszültséggkülönbség tölti. 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 nyitott  $T_1$  tranzisztor a  $C_1$  kondenzátor kollektora 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 nyitófeszült ségét.
- Amikor a  $C_1$  kondenzátor kb. +0,6 V-ra töltődött, a  $T_2$  tranzisztor kinyit. A nyitás miatt 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  $(U_T - 0,6\text{ V})$  nagyságú feszültség a  $T_1$  bázisára kerül,  $T_1$  ezért lezár. Ettől a pillanattól kezdve a  $C_1$  kondenzátor kezd töltődni a fegyverzeti között lévő  $U_T - 0,6$  V feszültséggkülönbség miatt olyan polaritással, hogy a  $T_1$  kollektorára kapcsolódó fegyverzete lesz pozitív polaritású. A  $C_2$  kondenzátor pedig az  $R_{B2}$  ellenálláson keresztül a  $(U_T - 0,6\text{ V})$ -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:

$$T_1 = 0,69 \cdot R_{B2} \cdot C_2, \text{ ill.}$$

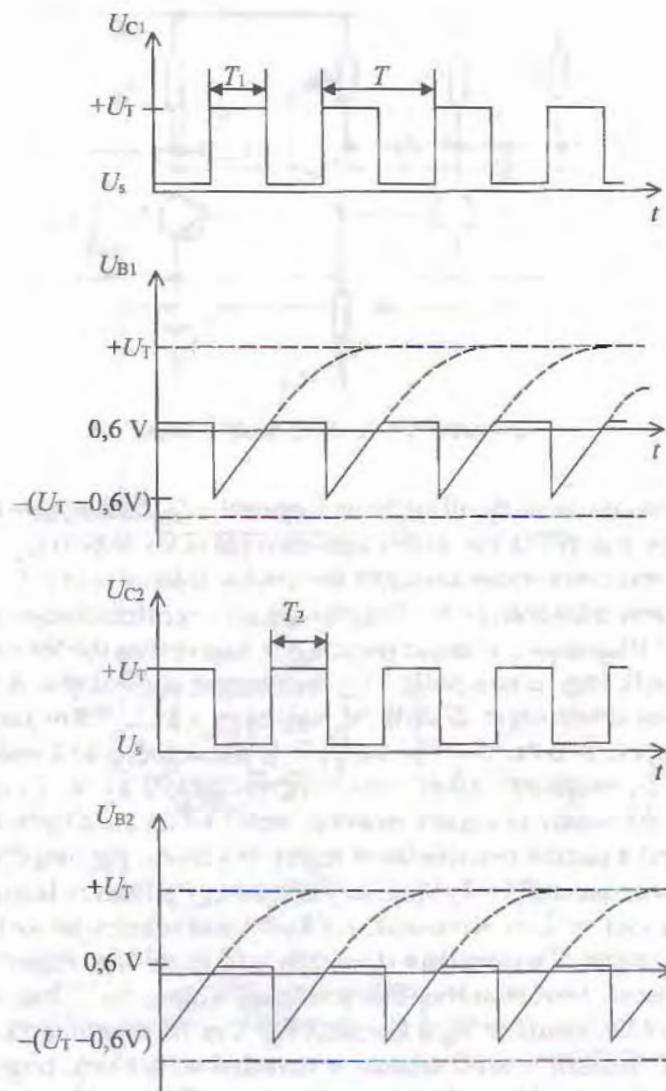
$$T_2 = 0,69 \cdot R_{B1} \cdot C_1.$$

A kifejezésekben látható, hogy az  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  ellenállások változtatásával, vagy más kapacitású kondenzátor választásával a billenési idők (és így a kimenetben megjelenő négyzetjel impulzusideje és periódusideje is) változtathatók.

A kimeneti jel a  $T_2$  kollektoráról vehető le, ahol az időzítéstől függő időtartamig vagy  $+U_T$ , vagy kb. 0 V a feszültség, tehát egy négyzetjel-sorozat jelenik meg. Ennek periódusideje:

$$T = T_1 + T_2.$$

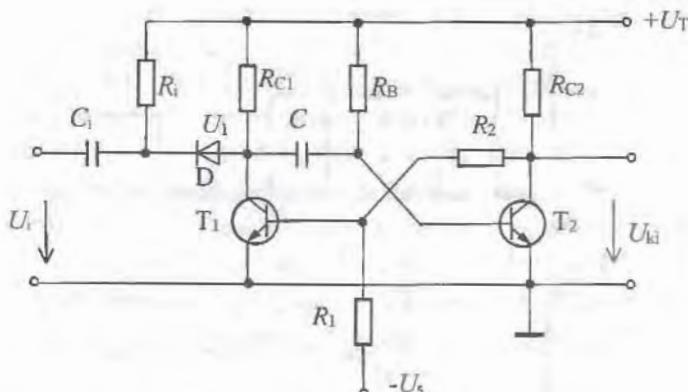
A  $T_1$  tranzisztor kollektorán is négyzetjel-sorozat jelenik meg, amelynek fázisa ellentétes a  $T_2$  kollektorán megjelenőhöz képest. A működés az 5.10. ábra jelalakjain is jól követhető.



5.10. ábra. Az astabil multivibrátor jelalakjai.

### 3.3. Monostabil multivibrátor

monostabil multivibrátor egy stabil állapottal rendelkező áramkör. Ebből az állapotból egy indítójel hatására billenhető át az ún. kvázistabil állapotába, ahonnan automatikusan visszabilen. Így egy indítójel hatására négyzetimpulzust állít elő. A monostabil multivibrátor kapcsolási rajza az 5.11. ábrán látható.

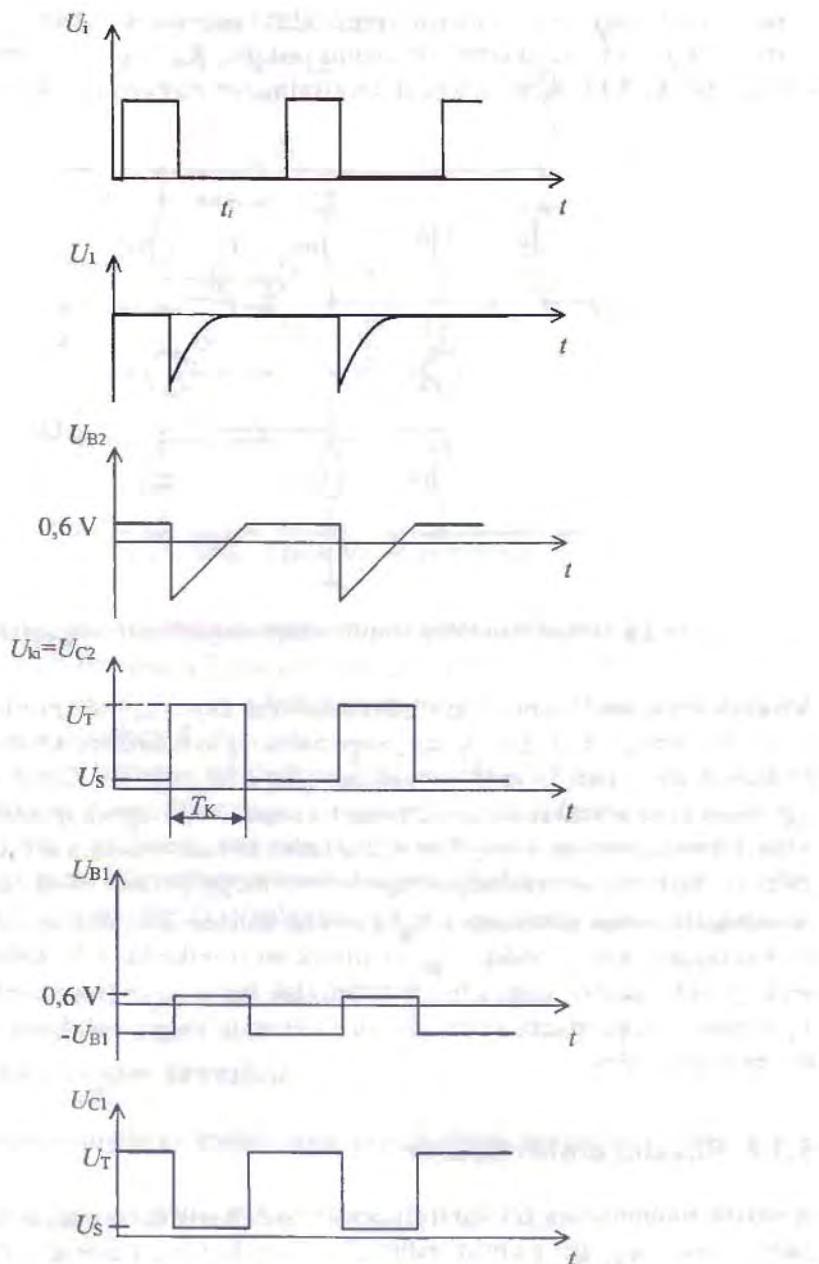


5.11. ábra. Monostabil multivibrátor

A  $T_2$  tranzisztor bázisa az  $R_B$  ellenálláson keresztül  $+U_T$  feszültségre kapcsolódik, ezért alapállapotban nyitva van, kollektorfeszültsége (a kis értékű)  $U_S$ . Ez a feszültség az  $R_1-R_2$  feszültségesztőn keresztül leosztódva lezárva tarja a  $T_1$  tranzisztort. A biztosabb zárást érdekében az  $R_1$  ellenállás negatív segédfeszültségre kapcsolódik. Ebben a stabil állapotban a  $C$  kondenzátor egyik fegyverzete 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. Az  $R_i$ ,  $C_i$  és D elemekből álló áramkör az indító áramkör. Az  $U_i$  bemenetre adott indító négyszöggelből az  $R_i$ ,  $C_i$  differenciáló áramkör állít elő pozitív és negatív tűskéket, amint azt az 5.2 alfejezetben már lát-tuk. 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 kollektorfeszültsége ezért  $+U_T$ -re növekszik. Az  $R_1-R_2$  osztón keresztül az  $U_T$  leosztóva 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 zárvá  $T_2$  tranzisztort mind-addig, amíg a  $C$  kondenzátor  $R_B$ -n keresztül 0,6 V-ra fel nem töltődik. 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:

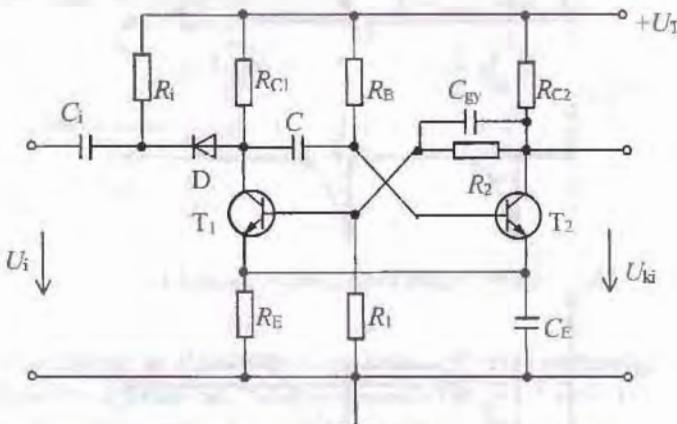
$$T_K = 0,69 \cdot R_B \cdot C.$$

A monostabil multivibrátor jelalakjai az 5.12. ábrán láthatók.



5.12. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

A monostabil multivibrátor időzítő áramkörként használjuk. Az időzítés  $t_i$  kezdetét az indítójel  $U_i$  lötöi ki, az időzítés időtartama pedig az  $R_B$ , vagy a  $C$  elemek értékével állítható be. Az 5.13. ábrán egy gyakran alkalmazott monostabil kapcsolás látható.



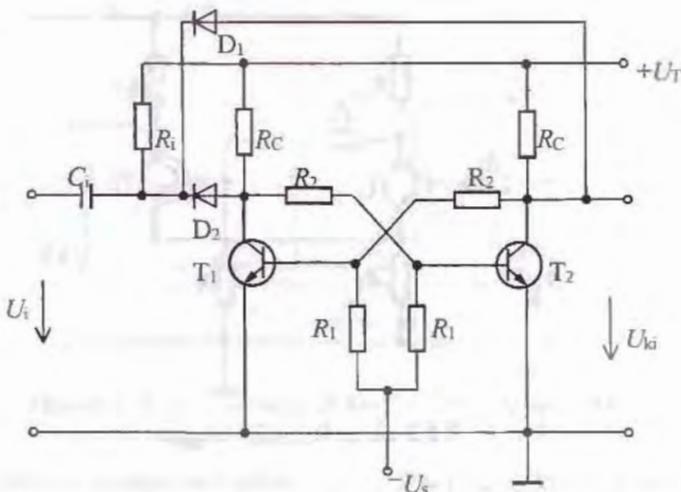
5.13. ábra. Monostabil multivibrátor segédfeszültség nélkül

A tranzisztorok közös emitterköri ellenállásán az éppen nyitott tranzisztor emitterárama feszültséget hoz létre. A nagy kapacitású  $C_E$  kondenzátor a tranzisztorok bilenésének ideje alatt állandó értéken tarja ezt a feszültséget. Ezzel a módszerrel ugyanaz a hatás érhető el, mint az  $R_1$  negatív segédfeszültségre kapcsolásával, hiszen a bázis feszültsége így is negatívabb lesz, mint az emitterc. Ez a megoldás azzal az előnyteljű, hogy nem szükséges negatív feszültséget is előállító tápegység.

A kapcsolás másik újdonsága a  $C_{gy}$  gyorsító kondenzátor, ami az  $R_2$  ellenállással párhuzamosan kapcsolódik.  $C_{gy}$  rövidzárként viselkedik a  $T_2$  kollektorfeszültségének változásakor, 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. Bistabil multivibrátor

A bistabil multivibrátor két stabil állapottal rendelkezik és bármelyik stabil állapotát addig tartja meg, amíg külső indítójel át nem billenti a másik stabil állapotba. Kapcsolási rajza az 5.14. ábrán látható.



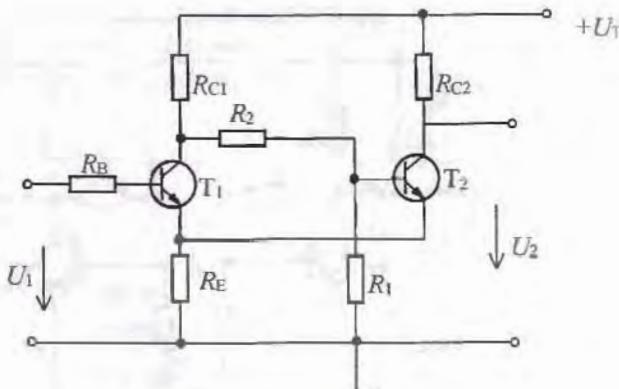
5.14. ábra. A bistabil multivibrátor

Tételezzük fel, hogy a  $T_1$  tranzisztor éppen nyitva van. A kollektorára csatlakozó  $R_1-R_2$  feszültségesztőn 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 negyszögjel érkezik, 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 az átbillenés.

### 5.3.5. Schmitt-trigger áramkör

A Schmitt-trigger áramkör kapcsolási rajza az 5.15. ábrán látható.



5.15. ábra. Schmitt-trigger

Az áramkör úgy működik, hogy ha a bemeneti feszültség kisebb, mint ami a  $T_1$  nyitásához szükséges, akkor  $T_1$  kollektora és az  $R_1$ - $R_2$  feszültségesztő  $+U_T$  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.  $T_1$  bázisán a nyitásához:

$$U_{BI} = I_E \cdot R_E + 0,6 \text{ V}$$

feszültségre van szükség. A kimeneti feszültség pedig:

$$U_2 = U_E + U_{S2}.$$

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  $U_2 \approx U_T$  lesz. Az áramkörnek ebben az állapotában a nyitott  $T_1$  emitterára ma keresztfülfolyik 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 emitterfeszültség nullára csökken. A bemeneti feszültség további csökkenése lezárája a tranzisztort, mert az  $U_{BE}$  feszültség a nyitófeszültség értéke alá csökken. A visszabilenés ezért kb. 0,6 V feszültségen következik be.

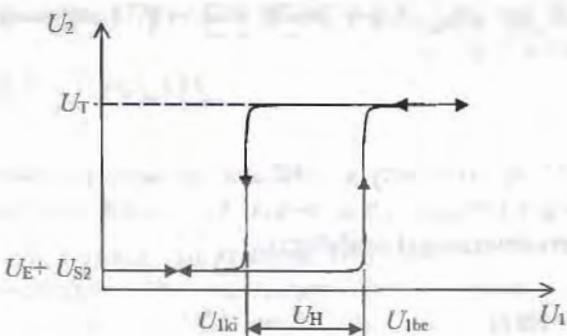
Összefoglalva tehát a működést, megállapítható, hogy a Schmitt-trigger bekapsolási ( $T_1$  nyitási) feszültsége:

$$U_{Ibe} = I_E \cdot R_E + 0,6 \text{ V},$$

kikapsolási ( $T_1$  zárási) feszültsége pedig:

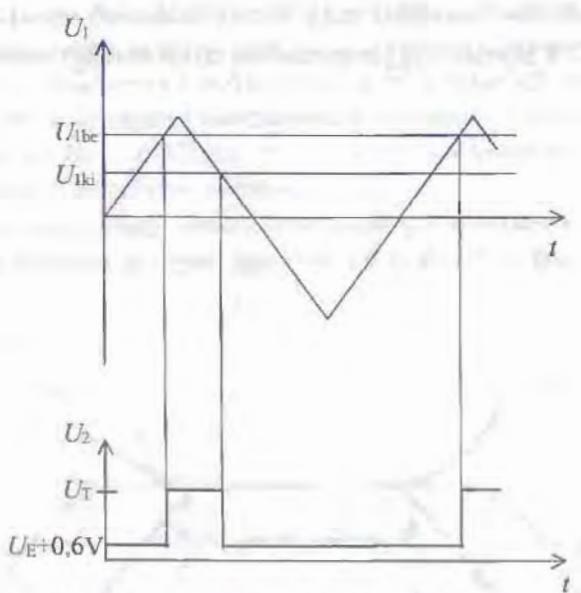
$$U_{Iki} = 0,6 \text{ V}.$$

A be- és kikapsolási feszültségek különbsége a **hiszterézisfeszültség**. A leírtakat ábrázolja az 5.16. ábrán látható kapcsolási jelleggörbe.



5.16. ábra. A Schmitt-trigger kapcsolási jelleggörbje

A Schmitt-trigger bemenetére periódikus impulzussorozatot kapcsolva a kimeneten négyzetjel-sorozatot kapunk. Az 5.17. ábra háromszög alakú bemeneti jel esetén mutatja a kimeneti feszültséget.



5.17. ábra. A Schmitt-trigger jelalakjai

Az 5.17. ábrából következik, hogy a Schmitt-trigger bármilyen bemeneti jelből, amelynek amplitúdója meghaladja az  $U_{1\text{be}}$  feszültséget majd lecsökken  $U_{1\text{ki}}$  alá, négyzetjelet állít elő a kimenetén. A Schmitt-trigger egyik alkalmazási területe ezért a jelformálás. Más alkalmazások azt a sajátosságát használják ki, hogy a beme-

neti feszültség  $U_{\text{Ibe}}$  és  $U_{\text{Iki}}$  értékei közötti változások nem befolyásolják a kimeneti jelet. Ez azt jelenti, hogy az:

$$U_{\text{H}} = U_{\text{Ibe}} - U_{\text{Iki}}$$

hiszterézisfeszültség-tartományon belül akár zavarjelek is érkezhetnek, ezek nem változtatják meg a kimeneti feszültséget. Az áramkör ezért az  $U_{\text{H}}$  feszültségnek megfelelő **zavarvédeeltséggel** rendelkezik.

### Ellenőrző kérdések

1. Mi az impulzus?
2. Soroljuk fel az impulzusjellemzőket!
3. Mi a kitöltési tényező, ill. a fel- és lefutási meredekség mértékegysége?
4. Rajzoljunk fel egy diódás vágókapcsolást és magyarázzuk el a működését!
5. Jellemzzük a tranzisztor, mint kapcsolót!
6. Rajzoljuk fel az astabil multivibrátor jelalakjait!
7. Magyarázzuk el a monostabil multivibrátor indítási folyamatát!
8. Rajzoljuk fel a Schmitt-trigger kapcsolási rajzát és magyarázzuk el működését!

## 6. ÖSSZETETT ELEKTRONIKAI ÁRAMKÖRÖK

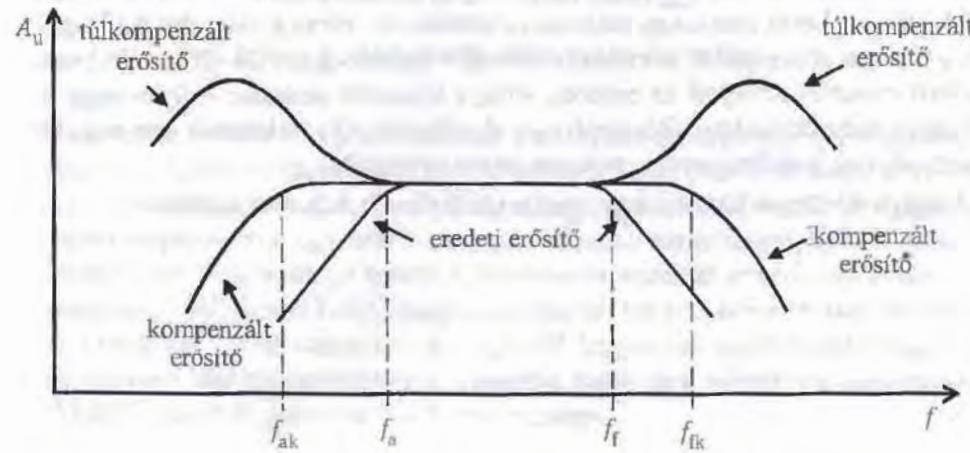
Az összetett elektronikai áramkörök az alapáramkörök egy szűkebb alkalmazási területéhez igazított, módosított változatai. A gyakorlatban használt számtalan áramkör közül a leggyakrabban előfordulókat ismernjük meg.

### 6.1. Szélessávú erősítők

Az erősítők frekvenciafüggésének vizsgálatakor a 3.1.1. pontban megállapítottuk, hogy az erősítő sávszélességét a felső és az alsó határfrekvenciák különbsége határozza meg  $B = f_f - f_a$ .

A sávszélesség növeléséhez az alsó határfrekvenciát csökkenteni, a felsőt pedig növelni kell. Ennek legegyszerűbb módja a **negatív visszacsatolás** alkalmazása, hiszen ez egyszerre csökkenti az alsó és növeli a felső határfrekvenciát, amint azt a 3.26. ábrán már láttuk. A negatív visszacsatolás azonban nem csak a sávszélességet növeli, hanem az erősítést is csökkenti. Ez a módszer tehát csak akkor alkalmazható, ha nem jelent hátrányt az erősítés csökkenése.

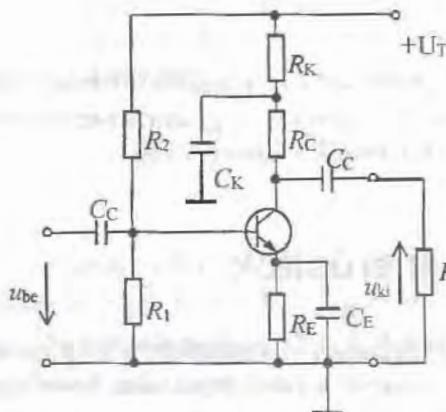
Az erősítés csökkenése nélkül növeli a sávszélességet az erősítők kis- és nagyfrekvenciás **kompenzációja**. A kompenzáció elvét a 6.1. ábra mutatja.



6.1. ábra. A kompenzáció elve

A kompenzálással az alsó, ill. a felső határfrekvencián jelentkező erősítéscsökkenést egyenlíjük ki, adott határok között.

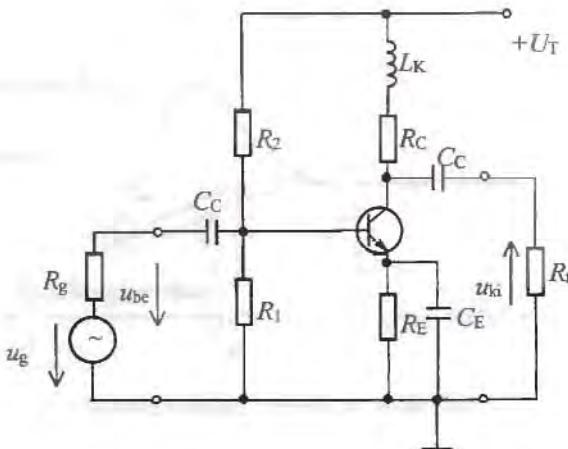
A kisfrekvenciás kompenzálásra alkalmazott kapcsolás a 6.2. ábrán látható.



6.2. ábra. Kompenzálás kisfrekvencián

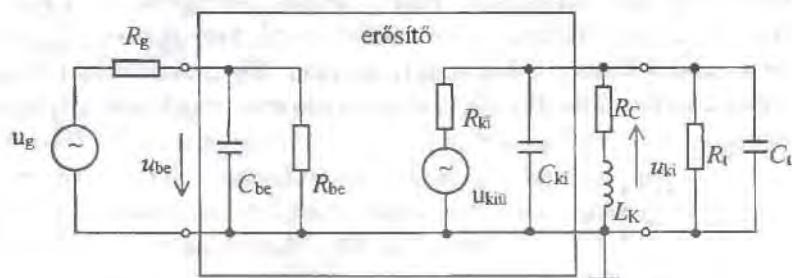
A  $C_K$  kompenzáló kapacitás váltakozó áramú szempontból párhuzamosan kapcsolódik az  $R_K$  ellenállással. A két kompenzáló elem értéke olyan, hogy az erősítő frekvenciafüggetlen tartományában  $C_K$  váltakozó áramú szempontból rövidre zárja  $R_K$ -t, így az nem befolyásolja az erősítő tulajdonságait. Az alsó határfrekvencia alatt azonban a frekvencia csökkenésével egyre inkább nő a  $C_K$  által képviselt reaktancia. Ez párhuzamosan kapcsolódva az  $R_K$ -val egy  $Z_K$  impedanciát képvisel. Az  $R_C$  munkaellenállással sorbakapcsolódó  $Z_K$  növeli az erősítő erősítését, mert a munkaellenállás értékével arányosan változik az erősítés is. Mivel a változást  $R-C$  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  $Z_K \equiv R_K$  állandó. Az a frekvencia lesz az  $f_{ak}$  kompenzált alsó hatásfrekvencia, amelyen ez bekövetkezik.

A nagyfrekvenciás kompenzálás gyakorlati kivitele a 6.3. ábra szerinti.



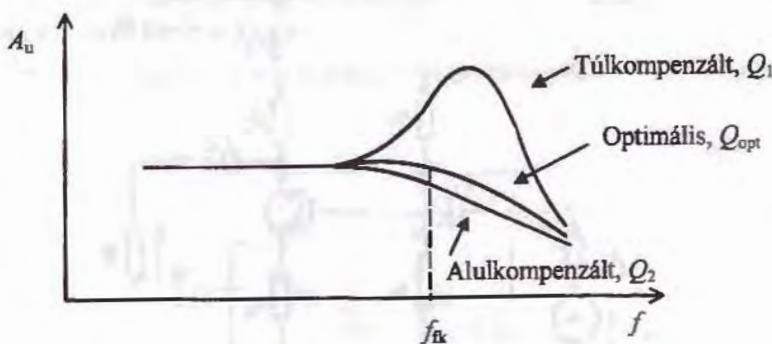
6.3. ábra. Nagyfrekvenciás kompenzálás

A kompenzáló induktivitás hatása az erősítő 6.4. ábrán látható helyettesítő képében követhető.



6.4. ábra. A kompenzált erősítő helyettesítő képe

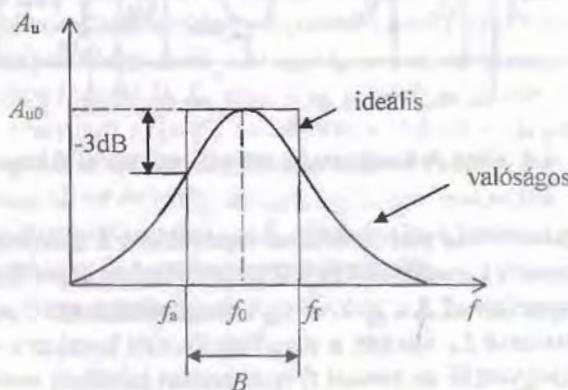
A kompenzáló induktivitás párhuzamosan kapcsolódik a tranzisztor kapacitásaiiból származó  $C_{ki}$  kimeneti kapacitással és a következő fokozat bemeneti kapacitásával, mint  $C_t$  terhelőkapacitással. A  $C_{ki}$ ,  $C_t$  és  $L_K$  címek párhuzamos rezgőkör alkotnak. Helyesen megválasztva  $L_K$  értékét, a rezgőkör átviteli karakteristikájának kezdeti szakasza éppen kieggyenlíti 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 optimálisnál nagyobb jósági tényező túlkompenzálást okoz, kisebbel pedig nem érhető el a legnagyobb felső határfrekvencia, amint azt a 6.5. ábra mutatja.



6.5. ábra. A jósági tényező hatása

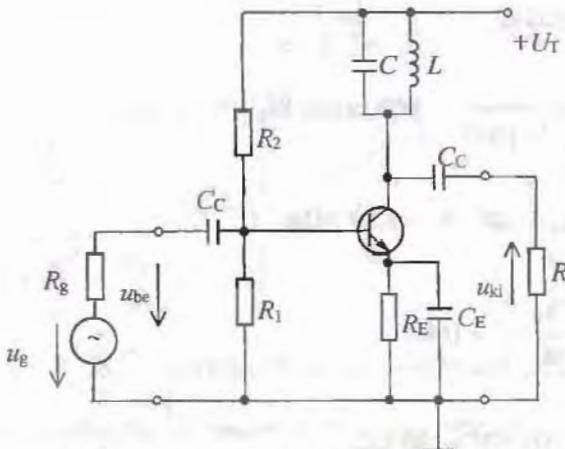
## 6.2. Hangolt erősítők

A hangolt erősítők nagyfrekvenciás jelek viszonylag szűk frekvenciatartományban való erősítésére alkalmas áramkörök. Ideális átviteli jelleggörbéjük a 6.6. ábrán látható. Ugyanez az ábra mutatja, hogy erre az átviteli jelleggörbérére leginkább a párhuzamos rezgőkör átviteli jelleggörbéréje hasonlít. Kézenfekvő ezért, hogy egy közös emitteres erősítő munkaellenállását egy párhuzamos rezgőkörrel helyettesítsük.



6.6. ábra. A hangolt erősítő átvitele

Az így kialakított hangolt erősítő kapcsolási rajzát a 6.7. ábra mutatja.



6.7. ábra. A hangolt crősítő kapcsolási rajza

A párhuzamos rezgőkör rezonanciafrekvencián az  $R_P$  párhuzamos vesztségesi ellenállásával helyettesíthető, ezért a hangolt crősítő 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 sávszélességére megegyezik a rezgőkör terhelt sávszélességével, amint azt a Tankönyvmester Kiadó Elektrotechnika c. tankönyvénck 8.3. alfejezetében már láttuk. A terhelt rezgőkör sávszélessége:

$$B_t = \frac{f_0}{Q_t}.$$

A jósági tényező számításánál figyelembe kell venni a terhelőellenállás hatását is.

#### 14. feladat

Határozzuk meg a 6.7. ábrán látható hangolt erősítő feszültségerősítését és sávszélességét!

Adatok:  $C = 100 \text{ pF}$ ;  $L = 100 \mu\text{H}$ ;  $r_s = 10 \Omega$ ;  $R_t = 100 \text{ k}\Omega$ ;  $h_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega$ ;  $h_{21} = 100$ ;  $h_{22} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ S}$ .

**A 14. feladat megoldása**

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-10} \cdot 10^{-4}}} = 107 \text{ rad/s, ill.}$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{10^7}{6,28} = 1,59 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 1,59 \text{ Mhz.}$$

$$Q_0 = \frac{\omega_0 \cdot L}{r_s} = \frac{10^7 \cdot 10^{-4}}{10} = 100.$$

$$R_p = Q_0^2 \cdot r_s = 10^4 \cdot 10 = 10^5 = 100 \text{ k}\Omega.$$

$$\mathbf{A}_{vo} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \left( \frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_i \right) = -\frac{100}{1,5 \cdot 10^3} \cdot (2 \cdot 10^4 \times 10^5 \times 10^5) = -9,52 \cdot 10^2 = -952.$$

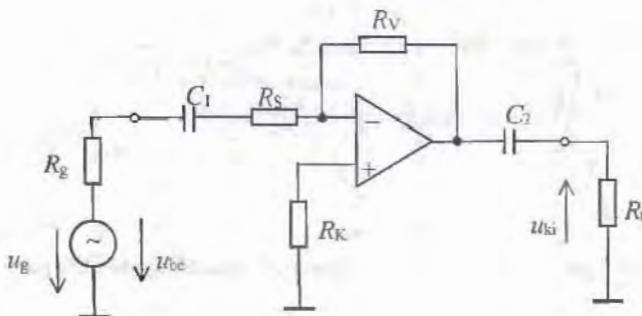
$$Q_t = \omega_0 \cdot C \cdot \left( \frac{1}{h_{22}} \times R_p \times R_i \right) = 10^7 \cdot 10^{-10} \cdot 1,43 \cdot 10^4 = 14,3.$$

$$B_t = \frac{f_0}{Q_t} = \frac{1,59 \cdot 10^6}{14,3} = 1,11 \cdot 10^5 \text{ Hz} = 111 \text{ kHz.}$$

**6.3. Műveleti erősítők alkalmazásai****6.3.1. Erősítő kapcsolások**

Az erősítőkapcsolások felépítésüktől függően alkalmasak lehetnek egyenfeszültség vagy váltakozó feszültség erősítésére. Az egyenfeszültség erősítésére is alkalmas kapcsolásokat a 3.5.1. pontban ismertük meg.

A csak váltakozó feszültség erősítésére alkalmas kapcsolásokban csatolókondenzátorokat használunk az erősítő be- és kiemelőn a generátor, ill. a terhelés egyenáramú elválasztására. A műveleti erősítővel felépített **invertáló váltakozó feszültségű erősítő** kapcsolási rajza a 6.8. ábrán látható.



6.8. ábra. Invertáló váltakozó feszültségű erősítő

A kapcsolásban 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:  $R_{be} = R_S$ .

**A váltakozó áramú kimeneti ellenállás** a már korábban elmondottak szerint

$$R_{ki} \approx 0.$$

A kapcsolás váltakozó feszültségekre vonatkozó erősítése

$$A_U = -\frac{R_V}{R_S}.$$

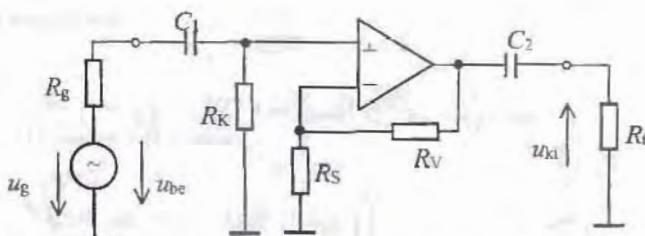
A felírt erősítés azonban csak az erősítő sávszélességén belül érvényes, amelyet az alsó- és felső határfrekvenciák jelölnek ki. A felső határfrekvencia a műveleti erősítő felső határfrekvenciájával egyezik meg. Értékét a 3.5.2. pontban megismerték szerint határozhatjuk meg.

Az alsó határfrekvenciát a csatolókondenzátorok és a hozzájuk kapcsolódó ellenállások alkotta  $RC$  körök határfrekvenciáiból számíthatjuk ki

$$f_{abe} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{be} + R_g) \cdot C_1}, \text{ ill. } f_{aki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_L \cdot C_2}.$$

Az alsó határfrekvenciát a kettő közül a nagyobbik határozza meg.

Készíthető **nem invertáló váltakozó feszültségű erősítő** is a 6.9. ábra szerinti kapcsolással.



6.9. ábra. Nem invertáló váltakozó feszültségű erősítő

Az  $R_K$  kompenzáció 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  $R_K$  értékével  $R_{be} = R_K$ .

A kimeneti ellenállás itt is  $R_{ki} = 0$ .

A feszültségerősítés értéke pedig

$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S}.$$

A sávszélességet az invertáló alapkapsolásnál megismertek szerint számíthatjuk ki.

### 15. feladat

Mekkora annak a nem invertáló váltakozó feszültségű erősítőnek az alsó határfrekvenciája, amelynek adatai:  $A_U = 40$ ;  $R_S = 100 \text{ k}\Omega$ ;  $R_t = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_g = 10 \Omega$ ;  $C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F}$ ?

#### A 15. feladat megoldása

$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S}, \text{ ebből } R_V = (A_U - 1) \cdot R_S = 39 \cdot 10^5 \Omega = 3,9 \text{ M}\Omega.$$

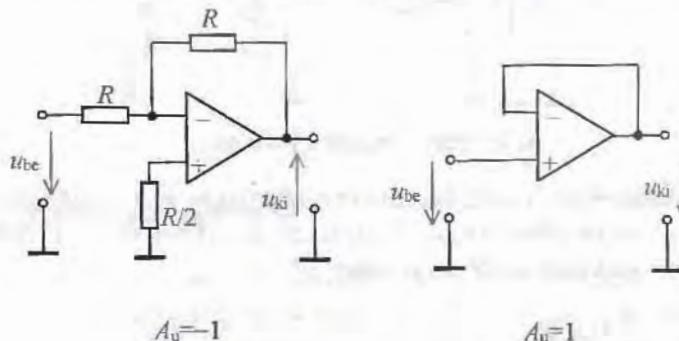
$$R_K = R_{be} = R_V \times R_S = 3,9 \cdot 10^5 \times 10^4 \Omega = 97,5 \text{ k}\Omega.$$

$$f_{abe} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_g + R_{be}) \cdot C_1} = \frac{1}{6,28 \cdot (10 + 9,75 \cdot 10^4) \cdot 10^{-5}} = 0,16 \text{ Hz.}$$

$$f_{aki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-5}} = 1,59 \text{ Hz.}$$

Tehát a tényleges alsó határfrekvencia  $f_a = f_{aki} = 1,59 \text{ Hz}$ .

Gyakran alkalmazott műveleti erősítő áramkör az egységnyi erősítésű erősítő, amelyet másképpen **követő erősítőnek** nevezünk. A 6.10. ábrán az invertáló és a nem invertáló alapkapcsolású követő erősítő kapcsolási rajza látható.



6.10. ábra. Követő erősítők

Az invertáló kapcsolásban azonos ellenállásokat alkalmazva az erősítés:

$$A_U = -\frac{R_V}{R_S} = -\frac{R}{R} = -1; R_{be} = R; R_{ki} = 0.$$

Nem invertáló alapkapcsolásban az  $R_V$  helyére nulla ellenállást, tehát rövidzárat kell iktatni, így

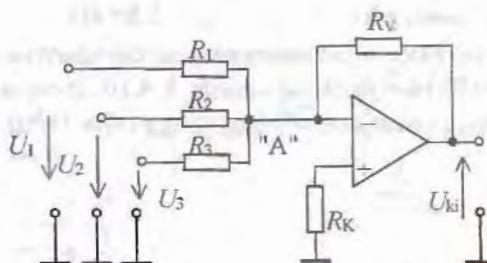
$$A_U = 1 + \frac{R_V}{R_S} = 1 + \frac{0}{R_S} = 1, R_{be} \approx \infty, R_{ki} = 0.$$

tehát nem terheli a meghajtó fokozatot, de jó feszültséggenerátoros meghajtást biztosít a terhelés számára.

### 6.3.2. Műveletvégző áramkörök

A műveleti erősítők elnevezése ebből az alkalmazásból ered. Felhasználásukkal egyszerűen építhetők összeadó, kivonó, logaritmusképző, exponenciális függvényt előállító stb. áramkörök. 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 fclírható, hogy:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} - \frac{U_{ki}}{R_V} = 0.$$

Ebből kifejezve a kimeneti feszültséget:

$$U_{ki} = -R_V \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right).$$

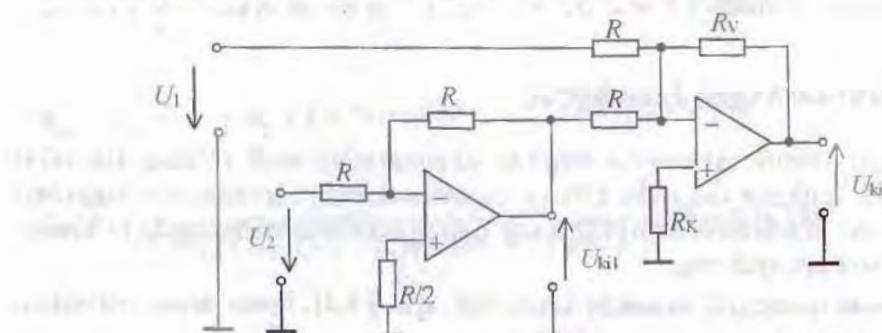
Tehát a kimeneti feszültség valóban a bemeneti feszültségek összegétől függ. Egyszerű összegző áramkörökben  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ , ezért

$$U_{ki} = -\frac{R_V}{R} \cdot (U_1 + U_2 + U_3).$$

Az  $R_K$  ellenállás értéke:  $R_K = R_1 \times R_2 \times R_3 \times R_V$ .

A bemenetek száma az alkalmazási körülményekhez igazitható.

A kivonó áramkör pl. egy kétbemenetű összcadóból és egy invertáló, követő erősítőből építhető fel. Kapcsolási rajzát a 6.12. ábra mutatja.



6.12. ábra. Kivonó áramkör

A kimeneti feszültség értéke

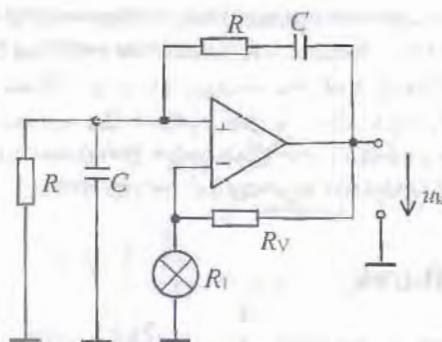
$$U_{ki} = \frac{R_V}{R} \cdot (U_1 + U_{kil}).$$

Mivel az  $U_{kil} = -U_2$ , ezért

$$U_{ki} = \frac{R_V}{R} \cdot (U_1 - U_2).$$

### 6.3.3. Szinuszos oszcillátorok

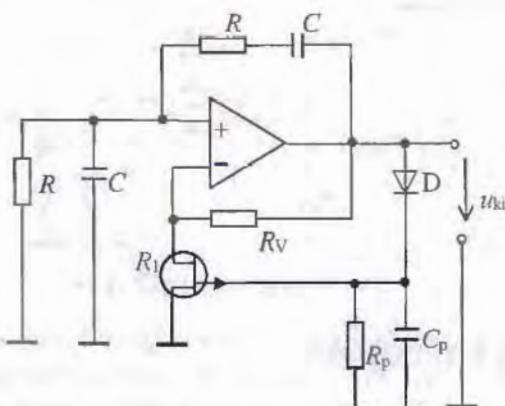
A műveleti erősítővel felépített oszcillátorok *RC*-oszcillátorok, mert a művcleti erősítők viszonylag alacsony felső határfrekvenciája csak a kisfrekvenciás tartományban teszi lehetővé a szinuszos jel előállítását. A 6.13. ábra egy Wien-hidas *RC*-oszcillátort mutat.



6.13. ábra. Wien-hidas *RC*-oszcillátor

A Wien-hidas oszcillátorban (mint azt a 3.4. alfejezetben már láttuk) a pozitív visszacsatolást a Wien-híd 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  $A_U = 3$  értéke állítja be. A kimeneti feszültség stabilizálásáról az izzólámpa gondoskodik. Az áramkör működése pontosan megegyezik a 3.42. ábrán látható tranzisztoros oszcillátor működésével.

A kapcsolásban használt izzólámpa helyett JFET is alkalmazható, mint feszültséggel vezérelt ellenállás. A JFET csatornaellenállásának változása (l. a 2.37. ábrát.) hasonló az izzólámpa ellenállásváltozásához. A JFET-vel felépített oszcillátor elvi kapcsolási rajzát a 6.14. ábra mutatja.



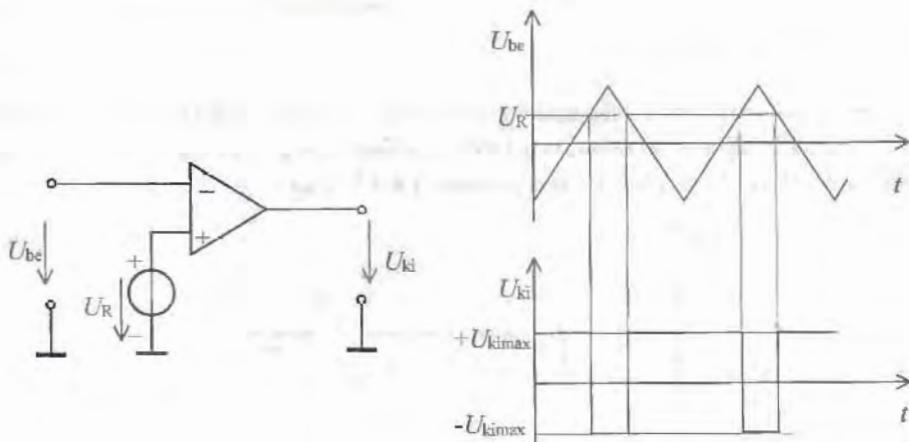
6.14. ábra. Wien-hidas oszcillátor JFET-tel

A JFET  $R_1$  csatornaellenállása a kimeneti feszültség amplitúdójától függ. A negatív visszacsatolás miatt – úgy mint az izzólámpás kapcsolásban – a kimeneti feszültség változása megváltoztatja a csatornaellenállást, ez pedig az erősítést, amely ellentétesen változtatja  $U_{ki}$  értékét, ami végeredményben így állandó marad. A JFET csatornaellenállásának változtatásához a gate-elektródán egyenfeszültség szükséges. Ezt állítja elő a szinuszos kimeneti feszültségből a  $D$  diódával, az  $R_p$  ellenállással és a  $C_p$  pufferkondenzátorral felépített eggyutas egycirányító.

### 6.3.4. Multivibrátorok

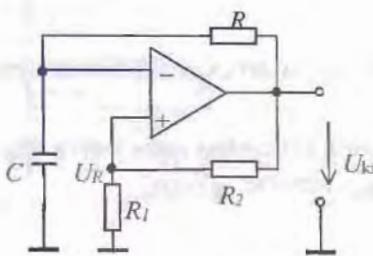
A multivibrátorokban a műveleti erősítők **kapcsolóüzemben** működnek. Ez az üzemmód a legegyszerűbb kapcsolóüzemű alkalmazáson, a **komparátorkapcsolás**on keresztül tanulmányozható. A komparálás két feszültség összehasonlítását jelenti. A komparátor egy visszacsatolatlan műveleti erősítő, amelynek egyik bemenetére az  $U_R$  referenciafeszültség, a másik bemenetére az  $U_{be}$  bemeneti feszültség kerül, amint azt a 6.15. ábra. mutatja. A referenciafeszültség a viszonyítási feszültség, az áramkör azt jelzi a kimenetén, hogy a bemeneti feszültség ennél kisebb vagy nagyobb.

A működés az ábra alapján jól követhető, ha háromszög alakú bemeneti feszültséget használunk. A referenciafeszültségnél kisebb bemeneti feszültség esetén a kimeneten pozitív feszültség jelenik meg a műveleti erősítő fázisfordítása miatt. A referenciafeszültségnél nagyobb bemeneti feszültségek negatív kimeneti feszültséget hoznak létre. A kimeneti feszültség értéke megegyezik a műveleti erősítő max. kimeneti feszültségével.



6.15. ábra. Komparátor és jelalakjai

Az **astabil multivibrátor** kapcsolóüzemben működő műveleti erősítővel építhető fel, kapcsolási rajza a 6.16. ábrán látható.



6.16. ábra. Astabil multivibrátor

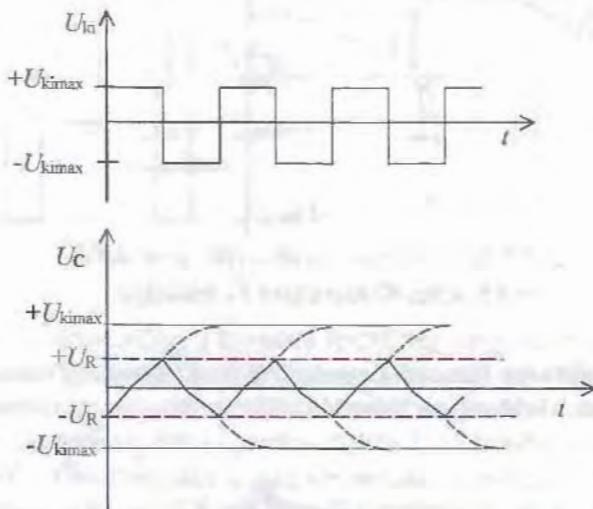
A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy \$U\_{ki} = +U\_{kimax}\$. Ilyenkor a pozitív bemenetre jutó feszültség

$$U_R = +U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

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

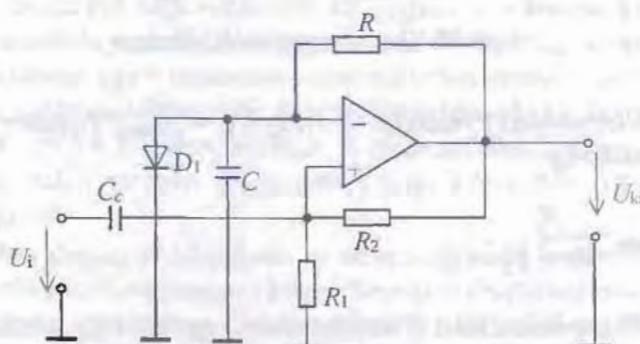
$$U_R = -U_{\text{kimax}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

a kondenzátort pedig az  $R$  ellenálláson keresztül a negatív feszültség tölti az előzővel ellentétes irányban. A töltődés a referenciafeszültség értékéig folyik, itt a kapcsolás újra billen. A leírt folyamatot mutatja a 6.17. ábra.



6.17. ábra. Az astabil multivibrátor jelalakjai

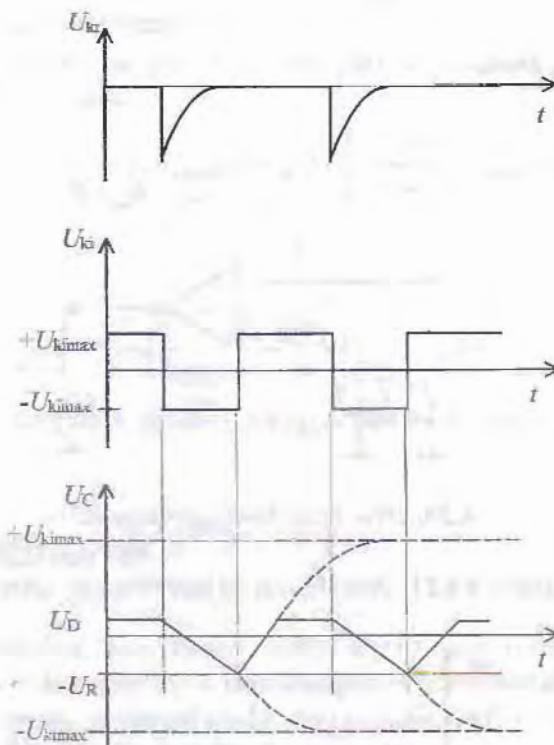
A **monostabil multivibrátor** kapcsolási rajza a 6.18. ábra szerinti. Az áramkör stabil állapota az  $U_{\text{ki}} = +U_{\text{kimax}}$  kimeneti állapot.



6.18. ábra. Monostabil multivibrátor

Az  $U_R$  referenciafeszültség ilyenkor

$$U_R = +U_{\text{kimax}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$



6.19. ábra. A monostabil multivibrátor jelalakjai

A C kondenzátor az  $R$  ellenálláson keresztül csak a dióda nyitófeszültségéig töltődhet, amint azt a 6.19. ábra mutatja. A helyes működés feltétele, hogy  $+U_R > U_D$ . Az indítóbemenetre adott negatív tüskeimpulzus lecsökkenti az  $U_R$  feszültség értékét a dióda nyitófeszültsége alá, ezért a kapcsolás átbillen és a kimeneten a feszültség  $U_{\text{ki}} = -U_{\text{kimax}}$  lesz. A monostabil multivibrátor kváziállapotba kerül. A kondenzátort most az  $-U_{\text{kimax}}$  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.

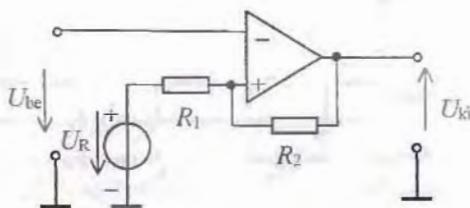
Műveleti erősítőből igen egyszerű felépítésű **Schmitt-trigger** készíthető. A 6.20. ábrán

látható kapcsolásban az  $U_b$  billenési feszültséget az  $R_1$  és  $R_2$  feszültségosztó, valamint az  $U_R$  referenciafeszültség együttesen határozza meg. Ha  $U_{ki} = +U_{kimax}$ , akkor

$$U_{b1} = U_R + \left( +U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right),$$

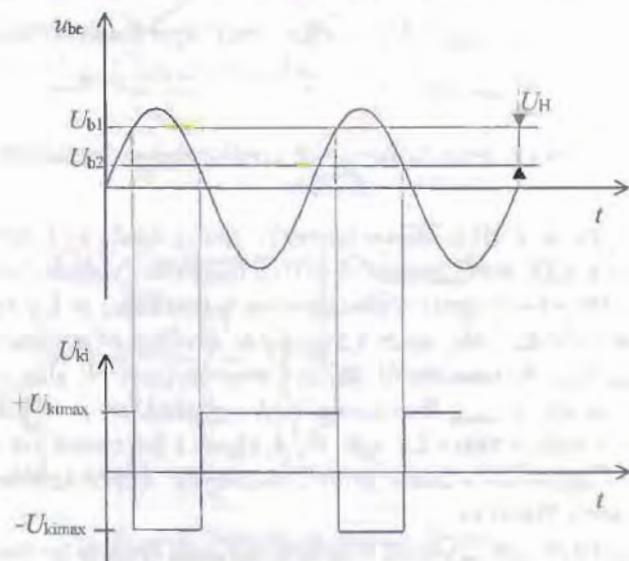
ha  $U_{ki} = -U_{kimax}$ , akkor

$$U_{b2} = U_R + \left( -U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = U_R - U_{kimax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$



6.20. ábra. Schmitt-trigger kapcsolás

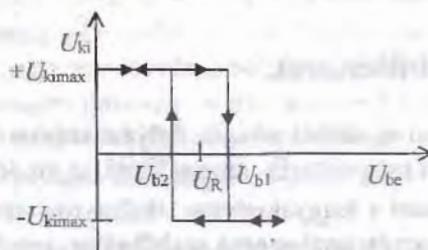
Az áramkör működése a 6.21. ábra alapján jól követhető pl. szinuszos bemeneti jelet feltételezve.



6.21. ábra. A Schmitt-trigger jelalakjai

Amíg a bemeneti feszültség kisebb, mint  $U_{b1}$ , addig a kimeneti feszültség  $U_{ki} = +U_{kmax}$ . A billenés akkor következik be, amikor a bemeneti feszültség eléri  $U_{b1}$  feszültséget. A billenés utáni kimeneti feszültség  $U_{ki} = -U_{kmax}$ . Az ebből a kimeneti feszültségből adódó  $U_{b2}$  billenési feszültség kisebb, mint  $U_{b1}$ , ezért a visszabilenés a bemeneti feszültség alacsonyabb értékénél következik be. A két billenési feszültség különbsége az  $U_H$  hiszterézisfeszültség.

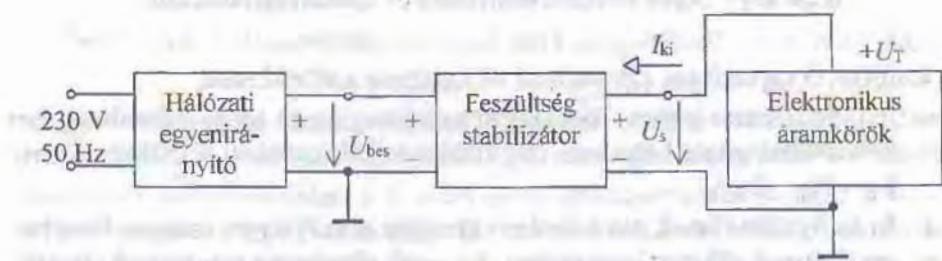
A be- és kimeneti feszültség közötti összefüggést a Schmitt-trigger 6.22. ábrán látható jelleggörbéje mutatja.



6.22. ábra. A Schmitt-trigger karakterisztikája

## 6.4. Stabilizátorok

A stabilizátorok feladata, hogy állandó értékű áramot vagy feszültséget állítsanak elő. Az elektronikai áramköröket a **feszültségstabilizátorokkal** előállított tápfeszültségről működtetjük, amint azt a 6.23. ábra mutatja, ezért a következőkben a feszültségstabilizátorok felépítésével foglalkozunk.



6.23. ábra. Elektronikus áramkör tápfeszültségellátása

A feszültségstabilizátorokkal szemben támasztott alapvető követelmény, hogy az  $U_s$  kimeneti feszültsége független legyen

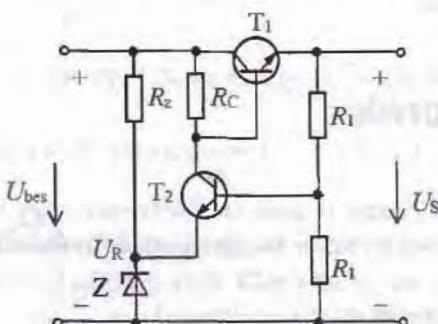
- a terhelés nagyságától, tehát a kimeneti áram értékétől,
- a stabilizátor  $U_{bes}$  bemeneti egyenfeszültségének változásaitól. Ezt a bemeneti feszültséget általában a 2.2.3. pontban megismert egyenirányító kapcsolások valamelyike szolgáltatja. Ez stabilizálatlan egyenfeszültség, amelynek értéke pl. a hálózati feszültség ingadozásától függően változhat,
- a külső hatásoktól, pl. a környezeti hőmérséklet változásaitól.

A feszültségstabilizátorok az alkalmazott módszertől függően lehetnek lineáris és kapcsolóüzemű stabilizátorok.

#### 6.4.1. Lineáris stabilizátorok

Elnevezésük működési elvüköből adódik: **folyamatosan** figyelik az  $U_s$  kimeneti feszültség értékét és ha megváltozik, visszaállítják az eredeti értéket.

Egyszerű felépítése miatt a leggyakrabban alkalmazott tranzisztoros feszültségstabilizátor a **soros áteresztőtranzisztoros stabilizátor**, amelynek kapcsolási rajzát a 6.24. ábra mutatja.



6.24. ábra. Soros áteresztőtranzisztoros feszültségstabilizátor

Az áramkörrel kapcsolatos elnevezések és fogalmak a következők:

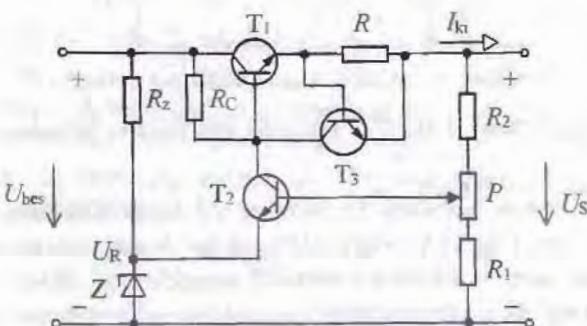
- A  $T_1$  tranzisztor a **soros áteresztőtranzisztor**, amely az  $U_{CE}$  feszültségének változtatásával szabályozza, stabilizálja az  $U_s$  kimeneti feszültséget, mert  $U_s = U_{bes} - U_{CE1}$ .
- $R_1$  és  $R_2$  ellenállások a mindenkorú kimeneti feszültséggel arányos feszültséget állítanak elő osztáspontjukon. Az osztó elnevezése **mintavező** (figyelő) **osztó**.
- A Z Zener-diódából és az  $R_Z$  ellenállásból álló áramkör egy elemi stabilizátor, amelynek működését a 2.2.7. pontban ismertük meg. Ebben az áramkörben **referencia-feszültségforrásként** működik és az  $U_R$  referenciafeszültséget állítja elő.

- A  $T_2$  tranzisztor és az  $R_C$  ellenállás a **hibajel erősítő**. Az emitterén lévő  $U_R$  referenciafeszültséget hasonlítja össze a kimeneti feszültség leosztott értékével. Eltérés esetén kimenete a  $T_1$  tranzisztort vezéri.

A működés elemzéséhez tételezzük fel, hogy éppen csökken valamilyen okból az  $U_s$  kimeneti feszültség. Az  $U_s$  csökkenésével csökken a mintavező osztó feszültsége, vagyis a hibajel erősítő 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 átereszttő tranzisztor ezért jobban kinyit, csökken a C-E feszültsége, vagyis kisebb feszültség vonódik le az  $U_{bes}$  bemeneti feszültséghől. Az  $U_s$  tehát nő. A leírt szabályozási folyamat pillanatról-pillanatra működik, ezért a legkisebb változást is kiküszöböli (a hibahatáron belül), stabilizálja az  $U_s$  kimeneti feszültséget.

A kimeneti feszültség esetleges növekedése esetén a folyamat ellenkező irányban játszódik le.

A 6.25. ábra egy változtatható kimeneti feszültségű és túláramvédelemmel ellátott soros átereszttőtranzisztoros stabilizátor mutat.

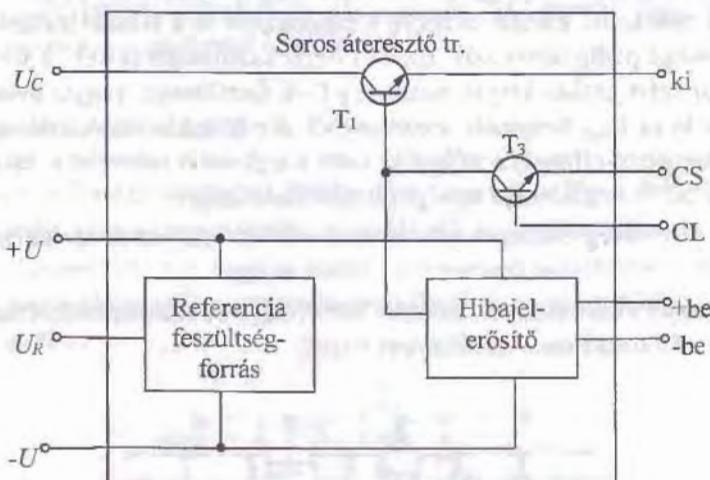


6.25. ábra. Túláramvédett, változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor

A  $P$  potenciometterrel a mintavező osztó osztásviszonyát lehet megváltoztatni, ezért a leírt szabályozási folyamat egy másik  $U_s$  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 (l. a 2.26. ábrát!). Az  $R$  ellenállást olyan értékűre választjuk, hogy a rajta átfolyó  $I_{kimax}$  áram kb. 0,6 V feszültséget hozzon létre az ellenállás sarkain. Ennek

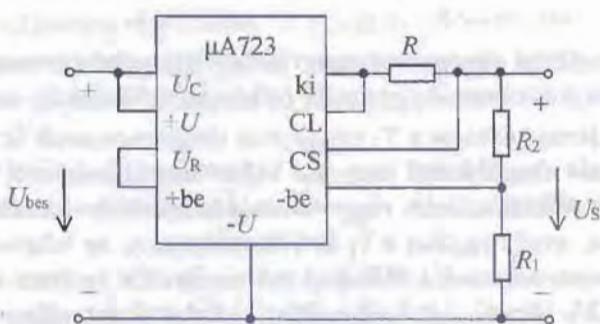
hatására  $T_3$  tranzisztor jobban kinyit és a  $T_1$  bázisáramának nagyobb részét vezeti el, így a kollektoráram sem növekedhet tovább.

Egy soros áteresztő tranzisztoros stabilizátor legfontosabb elemeit tartalmazza a  $\mu\text{A} 723$  típusú **integrált feszültségstabilizátor**. Az integrált áramkör belső felépítését a 6.26. ábra mutatja.



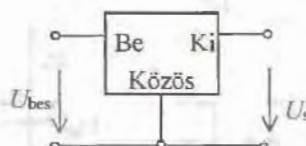
6.26. ábra. A  $\mu\text{A} 723$  integrált stabilizátor felépítése

Az integrált stabilizátor bemeneti feszültsége 9,5 és 40 V közötti feszültség lehet, kimeneti feszültsége 2 és 37 V között állítható be. A max. kimeneti áram 150 mA. Ha az alkalmazás igényeinek ezek az adatok megfelelnek, akkor az áramkört csak mintavező osztóval és a túláramvédelmet beállító ellenállással kell kiegészíteni, amint azt a 6.27. ábra mutatja.



6.27. ábra. A  $\mu\text{A} 723$  integrált áramkörrel felépített stabilizátor

Az elektronikus készülékek áramköreinek táplálásához nincs szükség változtatható kimeneti feszültségű stabilizátorokra. Ezért integrált kivitelben fix feszültségű stabilizátorokat gyártanak, különböző megadott kimeneti feszültségekkel és maximális kimeneti árammal. Pl. a  $\mu$ A 7805 típusjelű áramkör  $U_s = +5$  V kimeneti feszültséget állít elő,  $I_{\text{kimax}} = 1$  A max. kimeneti árammal, vagy a TDC 7812 típusú áramkör  $U_s = -12$  V kimeneti feszültséget szolgáltat,  $I_{\text{kimax}} = 1$  A áram mellett stb. A fixfeszültségű stabilizátorok az egyszerű beépíthetőség érdekében három kivezetéssel rendelkeznek, amint azt a 6.28. ábra mutatja.

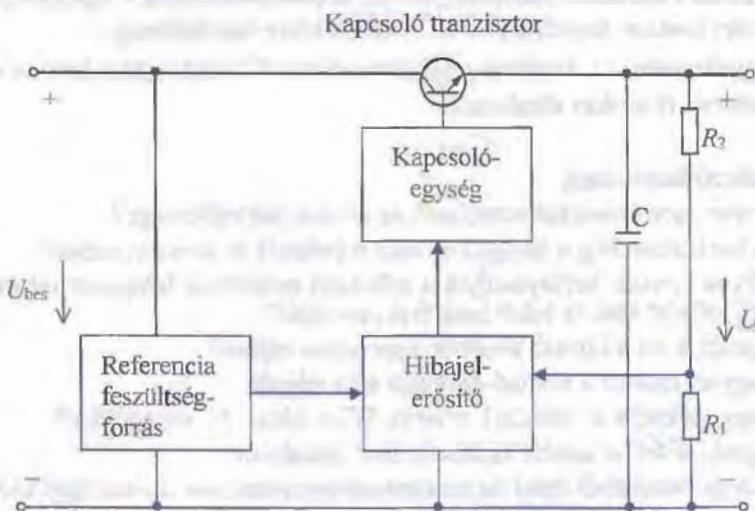


6.28. ábra. Fix feszültségű feszültségstabilizátor

#### 6.4.2. Kapcsolóüzemű stabilizátorok

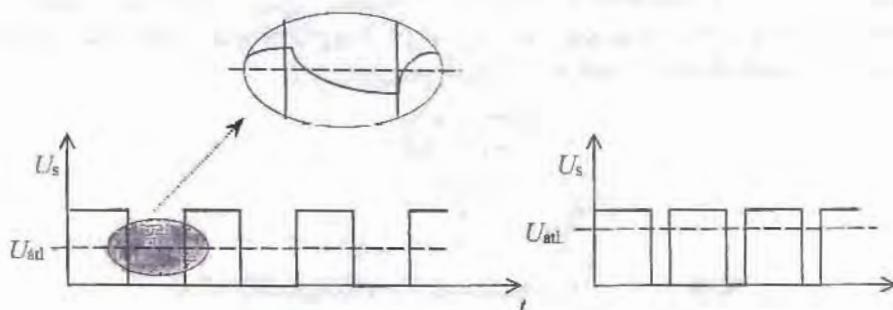
Az előző fejezetben megismert lineáris feszültségstabilizátor áteresztő tranzisztorá jelentős teljesítményt disszipál  $P_d = U_{\text{CE}} I_C = (U_{\text{bes}} - U_s) \cdot I_{\text{kimax}}$ .

A kifejezésből látható, hogy – különösen a nagyáramú stabilizátoroknál – ez jelentős veszteséget okozhat. A kapcsolóüzemű tápegységek előnye, hogy ez a veszteségi teljesítmény kis értékűre csökkenthető. Ezért a nagy áramfelvételű berendezések (pl. a számítógépek) tápfeszültség-ellátásához ilyen tápegységeket használunk. Elvi felépítésük a 6.29. ábrán látható.



6.29. ábra. A kapcsolóüzemű tápegység elvi felépítése

A kapcsolótranzisztor a bemeneti feszültséget a vezérlésének megfelelően kapcsolja a nagy kapacitású  $C$  kondenzátorra. A kondenzátor így tulajdonképpen a bemeneti feszültségből előállított négyzetjel-sorozat tölti, ezért feszültsége ennek az impulzus-sorozatnak az átlagértékével egyezik meg. A négyzetjel-sorozat átlagértéke viszont a kitöltési tényezőtől függ, amint azt a 6.30. ábra is mutatja.



6.30. ábra. A négyzetjel átlagértéke

Az áramkör úgy működik, hogy a hibajel erősítő összehasonlítja a kimeneti feszültség értékét a referenciafeszültséggel, és ha eltérés van, akkor a kapcsolóegységet úgy vezéri, hogy változzon a kapcsolótranzisztor által előállított négyzetjel 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 azonban a kapcsolóüzemű tápegység hátrányos tulajdonsága, hogy az impulzusok nagyfrekvenciás összetevői zavart okozhatnak a tápegység környezetében, ezért hatásos árnyékolásra és zavarzsűrésre van szükség.

Az egyenletesebb  $U_s$  feszültség előállításához a  $C$  kondenzátor helyett vagy mellett, szűrőáramkört szokás alkalmazni.

### Ellenőrző kérdések

1. Milyen módszerekkel növelhető az erősítő sávszélessége?
2. Mi határozza meg a hangolt erősítő erősítését és sávszélességét?
3. Milyen elemek befolyásolják a műveleti erősítővel felépített váltakozó feszültségű erősítő alsó és felső határfrekvenciáját?
4. Rajzoljuk fel a követő erősítők kapcsolási rajzait!
5. Magyarázzuk el a kivonó áramkör működését!
6. Hogy működik a műveleti crösítős Wien-hidas  $RC$  oszcillátor?
7. Rajzoljuk fel az astabil multivibrátor jelalakjait!
8. Milyen elemkből épül fel az áteresztőtranzisztoros feszültségstabilizátor?
9. Magyarázzuk el a kapcsolóüzemű tápegység működési elvét!