

KOVÁCS CSONGOR

# ELEKTRONIKA

Kovács Csongor



Kovács Csongor

**Elektronika**

Kovács Csongor

# Elektronika

General Press Kiadó, Budapest

Lektorálta  
MÉSZÁROS MIKLÓS  
MIKE GYULA ENDRE

Borítóterv: Drobek Ödön

Felelős szerkesztő: Bardi Erzsébet

Ötödik, változatlan utánnyomás, 2003

**ISBN 963 9076 71 6**

Kiadja a GENERAL PRESS KIADÓ  
1138 Budapest, Népfürdő u. 15/d  
Tel.: 359-2201, 359-1241, 350-6340  
Fax: 359-2026  
[www.generalpress.hu](http://www.generalpress.hu)  
[generalpress@generalpress.hu](mailto:generalpress@generalpress.hu)

Felelős kiadó: LANTOS KÁLMÁNNÉ  
Irodalmi vezető: BESZE BARBARA  
Művészeti vezető: LANTOS KÁLMÁN

Nyomdai előkészítés: SCRIPTOR KFT.  
Nyomtatta és kötötte a Reálszisztemá Dabasi Nyomda Rt.  
Felelős vezető: Mádi Lajos vezérigazgató  
Munkaszám: 03-0660

## Tartalomjegyzék

<b>1. Passzív és aktív áramkörök.....</b>	<b>1</b>
1.1. A villamos áramkori elemek és áramkörök típusai .....	1
1.2. Kétpólusok .....	1
1.2.1. Aktív kétpólusok.....	2
1.2.2. Passzív kétpólusok .....	4
1.2.3. Kétpólusok hellyesítő kapcsolásai .....	4
1.3. Kétpólusok .....	7
1.3.1. A négypólusok paraméterei .....	7
<b>2. Félezető áramkori elemek .....</b>	<b>13</b>
2.1. Félezető diódák .....	13
2.1.1. A félezetők fizikája.....	13
2.2. Tranzisztorok .....	27
2.2.1. Bipoláris tranzisztorok .....	27
2.2.2. Unipoláris tranzisztorok .....	38
2.2.3. Tranzisztorok munkapont-beállítása .....	47
2.3. Különleges félezető eszközök .....	59
2.3.1. Négyrétegű diódák .....	59
2.3.2. Tirisztorok.....	60
2.3.3. Váltakozó áramú kapcsolódióda .....	62
2.3.4. Kétirányú tirisztortrióda .....	64
2.3.5. Az egyátmennetű tranzisztor .....	66
2.4. Optoelektronikai alkatrészek .....	69
2.4.1. Fénytani alapfogalmak .....	69
2.4.2. A fotoellenállás .....	70
2.4.3. Fotodiódák .....	72
2.4.4. Fénykibocsátó dióda .....	74
2.4.5. Optikai csatolók .....	76
2.4.6. Folyadékkristályos kijelzők .....	76
<b>3. Analóg alapáramkörök .....</b>	<b>79</b>
3.1. Egyenirányítók .....	79
3.1.1. Diódás egyenirányítók .....	79
3.2. Erősítő alapkapcsolások .....	85
3.2.1. Alapfogalmak .....	85
3.2.2. Az erősítők jellemzői .....	86
3.2.3. Erősítő alapkapcsolások bipoláris tranzisztorral .....	87
3.2.4. Erősítő alapkapcsolások térvízelrlésű tranzisztorral .....	98
3.3. Többfokozatú erősítők .....	105
3.3.1. Többfokozatú erősítők felépítése .....	105
3.3.2. Erősítőfokozatok csatolása .....	106
3.3.3. Zajviszonyok az erősítőben .....	109
3.3.4. Torzítások az erősítőben .....	111
3.4. Visszaesztolt erősítők .....	115
3.4.1. A visszaesztolás elve .....	115

3.4.2. A visszaesatolás hatása az erősítő jellemzőire .....	116
3.4.3. A negatív visszaesatolás gyakorlati megvalósítása .....	118
3.5. Nagyjelű erősítők .....	120
3.5.1. Nagyjelű erősítők általános jellemzése .....	120
3.5.2. Az erősítőelemek határértékei .....	120
3.5.3. A teljesítményerősítők jellemzői .....	121
3.5.4. A-osztályú teljesítményerősítő .....	122
3.5.5. Ellenütemű teljesítményerősítők .....	123
3.5.6. Komplementer teljesítményerősítők .....	126
3.5.7. Teljesítményerősítők túlerhelés elleni védelme .....	127
3.6. Szinuszos rezgéskeltők (oszcillátorok) .....	129
3.6.1. Az oszcillátor működési elve és felépítése .....	129
3.6.2. Negatív ellenállást felhasználó oszcillátorok .....	120
3.6.3. Visszacsatolt oszcillátorok .....	130
3.7. Műveleti erősítők .....	137
3.7.1. Egyenáramú erősítők .....	137
3.7.2. Integrált műveleti erősítők .....	145
<b>4. Impulzusteknikai áramkörök.....</b>	<b>159</b>
4.1. Az impulzusok jellemzői .....	159
4.2. Impulzusformáló áramkörök .....	160
4.2.1. Differenciáló négypólus .....	160
4.2.2. Integráló négypólus .....	162
4.2.3. Diódás vágóáramkörök .....	162
4.3. Impulzuselőállító áramkörök (billenőkapcsolások) .....	163
4.3.1. Bistabil billenőkapcsolás .....	163
4.3.2. Monostabil billenőfokozat (monostabil multivibrátor) .....	164
4.3.3. Astabil billenőfokozat (astabil multivibrátor) .....	165
4.3.4. Schmitt-trigger .....	166
4.4. Lineáris feszültség-idő függvény előállítása .....	167
<b>5. Digitális alapáramkörök.....</b>	<b>169</b>
5.1. Logikai alapfogalmak .....	169
5.1.1. Analóg és digitális mennyiségek .....	169
5.1.2. Számrendszerk .....	170
5.1.3. Az információ kódolása .....	174
5.1.4. Logikai függvények .....	177
5.1.5. A logikai algebra szabályai és alkalmazásuk .....	180
5.1.6. A logikai függvények szabályos alakjai .....	183
5.1.7. Logikai függvények egyszerűsítése .....	185
5.2. Logikai hálózatok .....	190
5.2.1. Kombinációs logikai hálózatok .....	190
5.2.2. Szekvenciális hálózatok .....	197
5.2.3. Digitális jelek szétválasztása és egycsítése .....	203
5.2.4. Regiszterek .....	206
5.2.5. Számláló áramkörök .....	207
5.2.6. Aritmetikai áramkörök .....	212

---

<b>6. Analóg és digitális alapáramkörök alkalmazásai.....</b>	<b>215</b>
6.1. Szélessávú és hangolt erősítők .....	215
6.1.1. Kisfrekenciális kompenzálás .....	216
6.1.2. Nagyfrekenciális kompenzálás .....	217
6.1.3. Nagyfrekenciális hangolt erősítők .....	218
6.2. Műveleti erősítők alkalmazásai .....	223
6.2.1. Váltakozó feszültségű erősítők .....	223
6.2.2. Szekvenciális hálózatok .....	224
6.2.3. Digitális jelek szétválasztása és egyesítése .....	227
6.3. Stabilizátorok .....	230
6.3.1. Feszültségstabilizátorok .....	230
6.3.2. Áramstabilizátorok .....	240
6.3.3. Integrált feszültségstabilizátorok .....	241
6.3.4. Kapcsolóüzemű stabilizátorok .....	244
6.4. Mikroprocesszorok .....	247
6.4.1. Bevezetés .....	247
6.4.2. Mikroszámítógépek .....	249
6.4.3. A mikroprocesszorok felépítése és működése .....	250
6.4.4. A mikroprocesszorok utasításai .....	254
6.4.5. A megszakítás .....	256
6.4.6. Jellegzetes mikroprocesszor típusok .....	257
6.4.7. A mikroszámítógépek alkalmazása .....	259

# 1. Passzív és aktív áramkörök

A nagyszámú áramköri elemet tartalmazó villamos hálózatok vizsgálata igen bonyolult, ezért az ilyen áramkört olyan részáramkörökre bontják, amelyek tulajdonságai egyszerűen vizsgálhatók. A teljes áramkör tulajdonságai a részjellemzők ismeretében könnyen meghatározhatók. A részáramkörök attól függően, hogy hány villamos csatlakozóponttal kapcsolódnak az áramkör többi részéhez, lehetnek **kétpólusok** vagy **négypólusok**.

## 1.1. A villamos áramköri elemek és áramkörök típusai

Az elektromos áramköröket felépítő elemek, lehetnek:

- aktív áramköri elemek:** amelyek helyettesítő képében áram- vagy feszültséggenerátor is megtalálható (pl. a tranzisztor).
- passzív áramköri elemek:** amelyek helyettesítő képében nem szerepel áram- vagy feszültséggenerátor (pl. az ellenállás).
- lineáris áramköri elemek:** jellemzőjük, hogy a kapcsaikon levő feszültség és a rajtuk átfolyó áram viszonyát - stacionárius (állandósult) állapotban - lineáris függvény írja le (pl. az ellenállás vagy a kondenzátor).
- nemlineáris áramköri elemek:** amelyek feszültsége és árama között lévő kapcsolatot nemlineáris függvény fejezi ki (pl. a félvezető dióda).

A villamos áramkör attól függően, hogy milyen áramköri elemeket tartalmaz, lehet:

- aktív áramkör** (aktív áramköri elemeket is tartalmaz);
- passzív áramkör** (kizárolag passzív áramköri elemeket tartalmaz);
- lineáris áramkör** (minden áramköri eleme lineáris);
- nemlineáris áramkör** (tartalmaz nemlineáris áramköri elemeket is).

## 1.2. Kétpólusok

A kétpólus egy tetszőlegesen bonyolult villamos hálózat, amely két villamos csatlakozóponttal rendelkezik. A felépítésében résztvevő áramköri elemektől függően, megkülönböztetünk:

- aktív (generátorjellegű) kétpólus:** jellemzője, hogy elektromos energia leadására képes;
- passzív (fogyasztójellegű) kétpólus:** amely elektromos energiát csak felvenni képes.

A kétpólusok rajzjele, az 1.1. ábrán látható. A berajzolt feszültség- és áramirányok, a szabványos pozitív mérőirányoknak felelnek meg. Egy kétpólus meghatározottan tekinthető, ha két jellemző adata ismert. Ez a két adat általában, a kétpólus kivezetőkipesain mérhető  $U$  feszültség és a rajta átfolyó  $I$  áram. Grafiikusan ábrázolva az áramot a feszültség függvényében, a kétpólus karakteristikáját kapjuk.



a) aktív kétpólus

b) passzív kétpólus

1.1. ábra. A kétpólusok rajzjele

### 1.2.1. Aktív kétpólusok

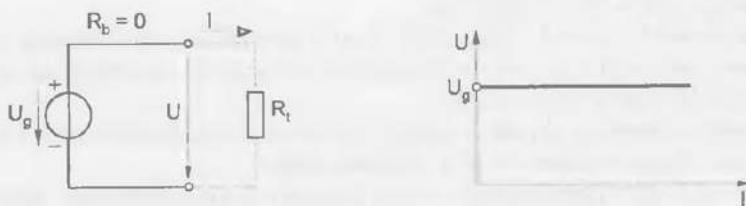
Az aktív kétpólusok felépítésük szerint lehetnek:

- ideális és valóságos feszültséggenerátorok,
- ideális és valóságos áramgenerátorok,
- az előzőek kombinációi.

A valóságos feszültség- és áramgenerátorokat *elemi aktív kétpólusoknak* nevezzük. A valós feszültséggenerátort az:

$$U = U_g - R_b \cdot I, \quad (1.1)$$

egyenlettel írhatjuk le, ahol  $U$  a kapocsfeszültség és  $R_b$ , a generátor belső ellenállása. Az ideális feszültséggenerátort az  $R_b = 0$ , vagyis terhelőáram-független kimeneti feszültség jellemzi. Az 1.2. ábra az ideális feszültséggenerátor helyettesítő képét és karakteristikáját szemlélteti.



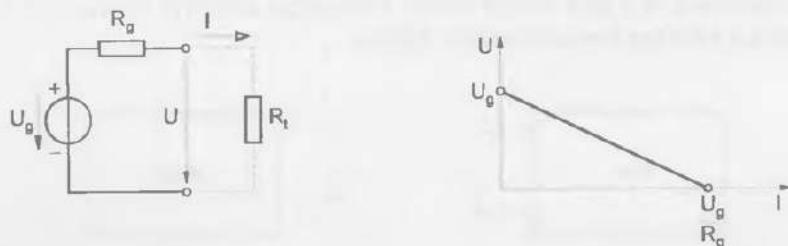
a) helyettesítő képe

b) karakteristikája

1.2. ábra. Az ideális feszültséggenerátor

Az ideális feszültséggenerátor váltakozó áramú szempontból rövidzárnak tekinthető, mivel belső ellenállása nulla. Az 1.3. ábra a valóságos feszültséggenerátor helyettesítő képét és karakteristikáját mutatja. A valóságos feszültséggenerátor egy ideális feszültséggenerátor és egy soros veszteségi ellenállás ( $R_g$ ) kapcsolásából épül fel. A valóságos feszültséggenerátor jellemző adatai a következők:

- üresjárási feszültség:  $U_{\text{ü}} = U_g$ ,
- rövidzárási áram:  $I_r = \frac{U_g}{R_g}$ ,
- belső ellenállás:  $R_b = R_g$ .



a) helyettesítő képe

b) karakteristikája

1.3. ábra. A valóságos feszültséggenerátor

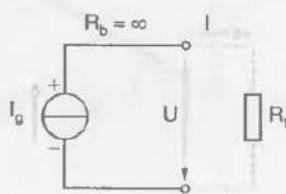
A feszültséggenerátor nem szabad rövidre zárni, mivel  $R_b \rightarrow 0$  esetén:  $I_r = \frac{U_g}{R_g} \rightarrow \infty$ .

Az (1.1) egyenlet átalakításával kapjuk, a valóságos áramgenerátort leíró egyenletet:

$$I = \frac{U_g - U}{R_b} = I_g - \frac{U}{R_b}, \quad (1.2)$$

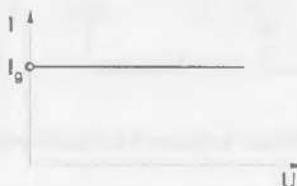
ahol  $I_g = \frac{U_g}{R_b}$  a rövidzárási áram. Az  $R_b = \infty$  határérték, az ideális áramgenerátor jellemzője.

Az 1.4. ábra, az ideális áramgenerátor helyettesítő képét és karakteristikáját szemlélteti.



a) helyettesítő képe

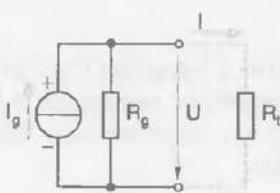
1.4. ábra. Az ideális áramgenerátor



b) karakterisztikája

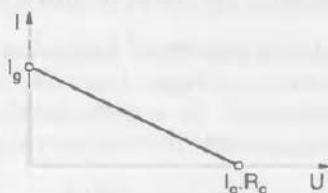
Megfigyelhető, hogy az ideális áramgenerátor váltakozó áramú szempontból szakadást képvisel, mivel belső ellenállása végtelenül nagy.

A valóságos áramgenerátor helyettesítő képe és karakterisztikája az 1.5. ábrán látható. A valóságos áramgenerátor egy ideális áramgenerátor és egy párhuzamos vevőellenállás ( $R_g$ ) kapcsolásából épül fel.



a) helyettesítő képe

1.5. ábra. A valóságos áramgenerátor



b) karakterisztikája

A valóságos áramgenerátor jellemző adatai a következők:

- üresjárási feszültség:  $U_{\bar{u}} = I_g \cdot R_g$ ,
- rövidzárási áram:  $I_r = I_g$ ,
- belső ellenállás:  $R_b = R_g$ .

Az áramgenerátort nem szabad megszakítani, mivel  $R_b \rightarrow \infty$  esetén:

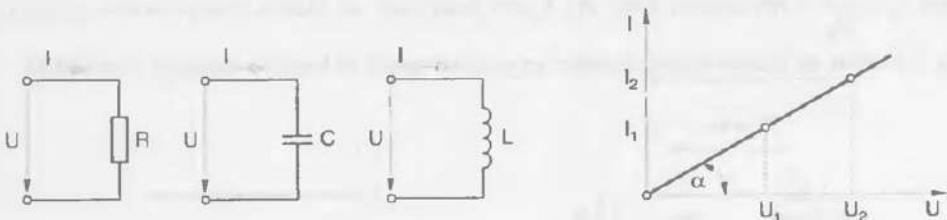
$$U_{\bar{u}} = I_g \cdot R_b \rightarrow \infty.$$

### 1.2.2. Passzív kétpólusok

A passzív kétpólus felépítése szerint lehet:

- ellenállás, induktivitás, kapacitás, vagy ezek kombinációi.

A passzív kétpólusok karakterisztikája megszerkeszhető, ha tetszőleges feszültség-értékek esetén az átfolyó áramot meghatározzuk és a kapott értékeket ábrázoljuk. Ellenállás, induktivitás és kapacitás esetén a karakterisztika egy egyenes, amely áthalad az origón (1.6. ábra).



1.6. ábra. Passzív kétpólusok karakterisztikája

A karakterisztika meredeksége meghatározható, bármely összetartozó  $U$ - $I$  értékből:

$$\text{tg } \alpha = \frac{I}{U}. \quad (1.3)$$

Megfigyelhető, hogy ellenállás esetén ( $\text{tg } \alpha = \frac{I}{U} = \frac{1}{R}$ ), ha az ellenállás értéke  $R = 0$  (rövidzár), akkor  $\alpha = 90^\circ$  és ha  $R = \infty$  (szakadás), akkor  $\alpha = 0^\circ$ .

### 1.2.3. Kétpólusok helyettesítő kapcsolásai

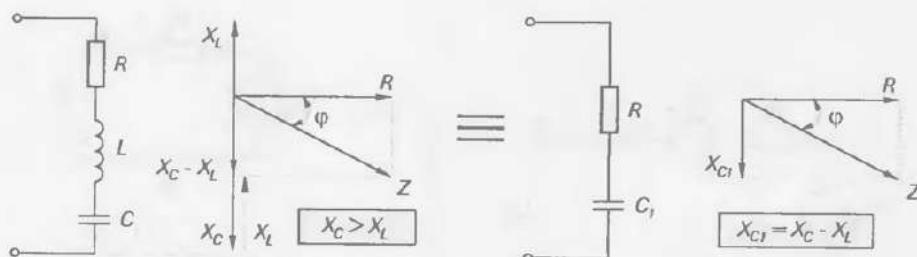
Egy kétpólus *helyettesítő kapcsolása* (*helyettesítő képe*) az a legegyszerűbb, legkevesebb áramköri elemet tartalmazó kapcsolás, amelynek a karakterisztikája megegyezik a kétpólus karakterisztikájával. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy egy kétpólust és a helyettesítő kapcsolását egymástól, méréssel nem lehet megkülönböztetni.

#### Passzív kétpólusok helyettesítő képe

Passzív kétpólusok helyettesítő képe egy *impedancia*, melynek abszolút értéke és fázisszöge megegyezik a helyettesítendő kétpólus impedanciájával. Azonos típusú passzív elemekből felépített kétpólus helyettesítő képe, egyetlen passzív áramkör elemből áll. Ez alapján, pl. a csak ellenállásokból álló kétpólus helyettesítő képe egyetlen ellenállással, amelynek értéke megegyezik a kétpólus eredő ellenállásával, a kapocsPontokra vonatkoztatva (1.7. ábra).



1.7. ábra. Passzív kétpólus helyettesítő képének meghatározása



1.8. ábra. Különböző típusú elemekből felépített passzív kétpólus helyettesítő képe

Különböző típusú elemekből felépített passzív kétpólusok helyettesítő képe egy adott frekvencián egy olyan - maximálisan két elemet tartalmazó ( $R$ ,  $R-L$ ,  $R-C$ ) - kapcsolás, amelynek a vektorábrája megegyezik a helyettesítendő kétpóluséval.

Az 1.8. ábra egy soros  $RLC$  kör helyettesítő képének a meghatározását szemlélteti, egy rezonanciafrekvencia alatti, rögzített frekvencián. Egy soros rezgőkör rezonanciafrekvencia alatti frekvencián:

- **kapacitív jelleggel** (vagyis, ha  $f < f_0 \Rightarrow X_C > X_L$ ); rezonancia frekvencia feletti frekvencián:

- **induktív jelleggel** (ha  $f > f_0 \Rightarrow X_L > X_C$ ) rendelkezik.

A helyettesítő kép meghatározásának lépései az 1.8. ábrán láthatóknak megfelelően a következők:

- megszerkesztjük a kapcsolás vektorábráját és képezzük a vektorok  $Z$  eredőjét;
- mivel az áramkör kapacitív jellegű, megállapítható, hogy vektorábrája megegyezik egy soros  $R-C$  kör vektorábrájával, ahol az  $R$  értéke változatlan és a  $C_I$  kapacitás értéke:

$$C_I = \frac{I}{\omega \cdot (X_C - X_L)} = \frac{I}{\omega \cdot X_{C_I}} = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{C_I}}.$$

Rezonancia frekvencia esetén, helyettesítő képük megegyezik az áramkörben található veszteségi ellenállással.

### Aktív kétpólusok helyettesítő képe

Bármely aktiv kétpólus - bonyolultságától függetlenül - helyettesíthető egy olyan elemi kétpólussal, amelynek karakterisztikája azonos a helyettesítendő kétpólus karakterisztikájával. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy  $U_a$  üresjárási feszültségük és  $I_r$  rövidzárási áramuk megegyezik. Mint tudjuk: elemi aktiv kétpólusok a valóságos feszültség- és áramgenerátor. Az aktiv kétpólusok helyettesítő képének meghatározása a Thevenin, vagy a Norton térel segítségével történik.

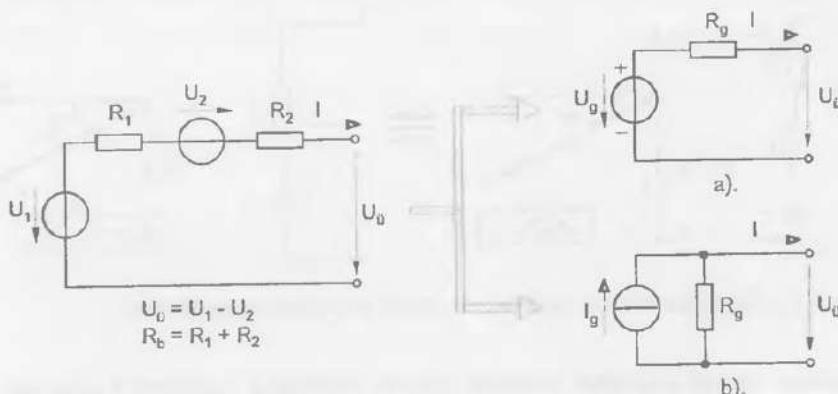
#### Thevenin térel:

- bármely aktiv kétpólus helyettesíthető egy valóságos feszültséggenerátorral; az ilyen helyettesítő kapcsolást **Thevenin helyettesítő képnek** nevezünk.

#### Norton térel:

- bármely aktiv kétpólus helyettesíthető egy valóságos áramgenerátorral; az ilyen helyettesítő kapcsolást **Norton helyettesítő képnek** nevezünk.

Az 1.9. ábra, egy aktiv kétpólus Thevenin és Norton helyettesítő kapcsolásának meghatározását szemlélteti.



1.9. ábra. Aktív kétáramkörű helyettesítő képe

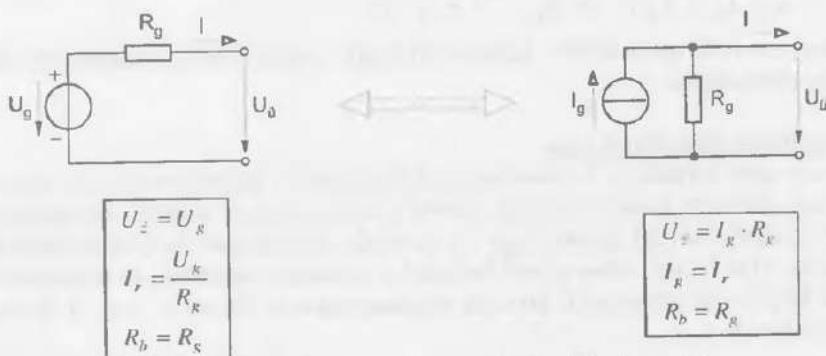
a) Thevenin helyettesítő kép:  $U_{th} = U_g = U_1 - U_2$  és  $R_b = R_g = R_1 + R_2$ .

b) Norton helyettesítő kép:  $I_n = I_r = U_g / R_g$  és  $R_b = R_g = R_1 + R_2$ .

A Thevenin helyettesítő kép elemeit úgy határozzuk meg, hogy kiszámítjuk a helyettesítendő kétáramkörű üresjárási feszültségét ( $U_{th}$ ) és eredő belső ellenállását ( $R_b$ ). A meghatározott két adat megfelel a Thevenin generátor forrásfeszültségének ( $U_g$ ) és belső ellenállásának ( $R_g$ ).

A Norton helyettesítő kép meghatározása úgy történik, hogy kiszámítjuk a helyettesítendő kétáramkörű rövidzárási áramát ( $I_r$ ) és eredő belső ellenállását ( $R_b$ ). A meghatározott adatok megfelelnek a Norton generátor forrásáramának ( $I_g$ ) és belső ellenállásának ( $R_g$ ).

A valóságos feszültség- és áramgenerátor egymással is helyettesíthető, a helyettesítő kapcsolásokra vonatkozó szabályok figyelembevételével (1.10. ábra).



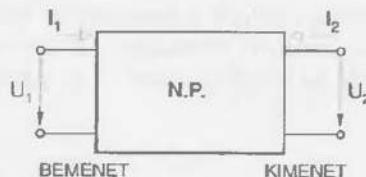
1.10. ábra. A valóságos feszültség- és áramgenerátor egymással való helyettesítése

Ha az aktív kétáramkörű több feszültség- vagy áramgenerárt tartalmaz, a következő szabályokat kell betartani:

- egy lépésben csak azonos típusú generátorokat szabad összevonni;
- csak sorosan kapcsolt feszültséggenerátorok és párhuzamosan kapcsolt áramgenerátorok vonhatók össze.

### 1.3. Négypólusok

A négypólusok olyan - tetszőlegesen bonyolult - elektromos hálózatok, amelyek négy villamos csatlakozóponttal rendelkeznek. Az 1.11.ábra a négypólus rajzjelét szemlélteti. A berajzolt feszültség- és áramirányok a szabványos pozitív mérőirányoknak felelnek meg. A négypólus bemenete, amely az  $U_1 - I_1$  paraméterekkel jellemzhető, energiát vesz fel, a kimenet, amelynek paraméterei  $U_2 - I_2$ , energiát ad le.



1.11. ábra. A négypólusok rajzjele

Ha a négypólus tényleges feszültség-, vagy áramiránya a szabványossal ellentétes, akkor ez negatív előjelet credményez a megfelelő paramétereknél. A négypólusok, szerkezeti elemeik függvényében lehetnek:

- Aktív négypólusok; amelyek legalább egy aktív áramkörű elemet tartalmaznak.
- Passzív négypólusok; csak passzív áramkörű elemeket tartalmaznak.
- Lineáris négypólusok; minden áramkörű elemük lineáris.
- Nemlineáris négypólusok; amelyek tartalmaznak nemlineáris áramkörű elemet is.
- Szimmetrikus négypólusok; kimenetük és bemenetük minden következmény nélkül felcserélhető.
- Földszimmetrikus négypólusok; bemeneti és ezzel egyidejűleg kimeneti kapcsai minden következmény nélkül felcserélhetők.

#### 1.3.1. A négypólusok paraméterei

Egy négypólus meghatározottnak tekinthető, ha bemeneti és kimeneti feszültsége ( $U_1, U_2$ ) és árama ( $I_1, I_2$ ) ismert. A négypólus négy elektromos jellemzője egymás függvénye. Bárminely két adat ismeretében a másik kettő meghatározható, ha adott a négypólus kapcsolása. A következőkben lincáris négypólusok elektromos jellemzőivel foglalkozunk, amelyek egymásnak lineáris függvényei.

A négypólusok paraméterei olyan állandók, amelyek segítségével a kimeneti és a bemeneti jellemzők közötti függvényrendszer felírhatók. Ezek az egyenletrendszerök a négypólus karakterisztikus egyenletei. Az egyenletrendszer felírására és ebből a paraméterek meghatározására összesen hatfélé lehetőség nyílik. Ennek megfelelően hat különböző négypólus paramétert különböztetünk meg. Ezek közül a legfontosabbak az:

- impedancia ( $z$ ) paraméterek,
- admittancia ( $y$ ) paraméterek,
- hibrid ( $h$ ) paraméterek,

Mivel a számításokat általában váltakozó áramú körökben végezzük, ezért kisbetűs jelöléseket alkalmazunk.

A négypólusok impedancia ( $z$ ) paraméterei

A négypólus impedancia paramétereit meghatározó karakterisztikus egyenletrendszer, a következő formában írható fel:

$$u_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$$

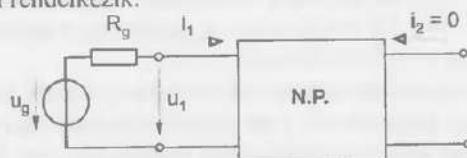
$$u_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$$

Az egyenletrendszerben a  $z$  állandók, a négypólus *impedancia paraméterei*. Az első egyenletben a bemeneti feszültség szerepel a bemeneti és kimeneti áram függvényében, a második egyenletben pedig a kimeneti feszültség. Az egyenletekből a négy impedancia paraméter értelmezhetővé válik, ha kifejezzük őket. A  $z_{11}$  paramétert kifejezve, a következő kifejezést kapjuk:

$$z_{11} = \frac{u_1 - z_{12} \cdot i_2}{i_1}$$

Mivel a kifejezett paraméter a  $z_{12}$  paraméter függvénye is feltételezzük, hogy az  $i_2$  kimeneti áram nulla. A feltételt a kifejezésben is jelölve kapjuk az alábbi összefüggést, amely értelmezhető fizikai tartalommal rendelkezik:

$$z_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0}$$

1.12. ábra. A  $z_{11}$  paraméter értelmezése

A  $z_{11}$  paraméter a négypólus bemeneti impedanciáját képviseli, abban az esetben ha a kimeneten nem folyik áram, vagyis nyitott kimenet esetén (1.12. ábra). Hasonló eljárást alkalmazva, a többi impedancia paraméter is kifejezhető. Az impedancia paraméterekek kifejezési, a következők:

$$z_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0}$$

– Bemeneti impedancia nyitott kimenet esetén.

$$z_{12} = \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{i_1=0}$$

– Átviteli (transzfer) impedancia nyitott bemenet esetén.

$$z_{21} = \left. \frac{u_2}{i_1} \right|_{i_2=0}$$

– Átviteli (transzfer) impedancia nyitott kimenet esetén.

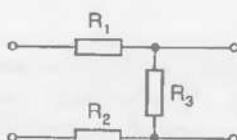
$$z_{22} = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{i_1=0}$$

– Kimeneti impedancia nyitott bemenet esetén.

A paraméterek index jelölésénél az első szám, a tört számlálójában található mennyiség bemeneti ( 1 ) vagy kimeneti ( 2 ) voltára utal, míg a második szám a tört nevezőjében levő mennyiség azonos tulajdonságára. Egy négypólus impedancia paramétereinek kiszámítása az előbbiekkben ismertetett meghatározások szerint történik.

Számítási példa:

Határozzuk meg az 1.13. ábrán látható négypólus impedancia paramétereit!



Adatok:

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

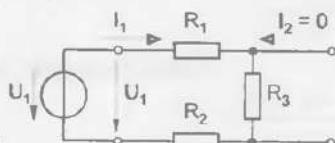
$$R_3 = 3 \text{ k}\Omega$$

1.13. ábra.

Megoldás:

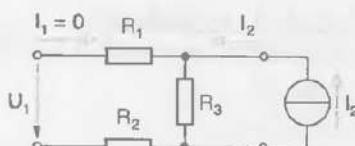
Alkalmazzuk az impedancia paramétereket meghatározó képleteket. Az ábrákon a meghatározandó impedancia paraméterek megfelelő áramkori viszonyok szerepelnek.

$$z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad z_{11} = \frac{I_1 \cdot (R_1 + R_3 + R_2)}{I_1} = 1 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega = 6 \text{ k}\Omega$$



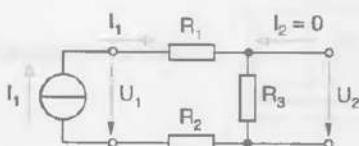
1.14. ábra.

$$z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad z_{12} = \frac{I_2 \cdot R_3}{I_2} = R_3 = 3 \text{ k}\Omega$$



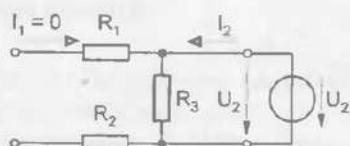
1.15. ábra.

$$z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} \quad z_{21} = \frac{I_1 \cdot R_3}{I_1} = R_3 = 3 \text{ k}\Omega$$



1.16. ábra.

$$z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \quad z_{22} = \frac{I_2 \cdot R_3}{I_2} = R_3 = 3 \text{ k}\Omega$$



1.17. ábra.

**A négypólusok admittancea ( $y$ ) paraméterei**

A négypólus karakterisztikus egyenletei ebben az esetben:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 - y_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = -y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

Az egyenletekben megjelenő negatív előjel arra utal, hogy a kifejezésben szereplő egyik villamos jellemző iránya ellentétes a pozitív mérőiránynal. Az admittance paraméterek – hasonló gondolatmenetet követve mint az impedancia paraméterek meghatározásánál – a következők:

$$y_{11} = \frac{i_1}{u_1} \Big|_{u_2=0}$$

– Bemeneti admittance rövidrezárt kimenet esetén.

$$y_{12} = -\frac{i_1}{u_2} \Big|_{u_1=0}$$

– Átviteli (transzfer) admittance rövidrezárt bemenet esetén.

$$y_{21} = -\frac{i_2}{u_1} \Big|_{u_2=0}$$

– Átviteli (transzfer) admittance rövidrezárt kimenet esetén.

$$y_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{u_1=0}$$

– Kimeneti admittance rövidrezárt bemenet esetén.

**A négypólusok hibrid ( $h$ ) paraméterei**

A megfelelő karakterisztikus egyenletek, a következők:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = -h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

A hibrid (vegyes) paramétereket meghatározó kifejezések:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2=0}$$

– Bemeneti impedancia rövidrezárt kimenet esetén.

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1=0}$$

– Feszültségvisszahatás nyitott bemenet esetén.

$$h_{21} = -\frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2=0}$$

– Áramerősítési tényező rövidrezárt kimenet esetén.

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0}$$

– Kimeneti admittance nyitott bemenet esetén.

A meghatározási összefüggések között látható, hogy a hibrid paraméterek fizikai tartalma különöző; a  $h_{12}$  és  $h_{21}$  paraméterek dimenzió nélküli, a  $h_{11}$  és  $h_{22}$  paraméterek viszont mértékegységgel rendelkező mennyiségek. Ez a tény magyarázza a hibrid paraméterek elnevezést.

### A négypólusok feszültségátvitelle

A négypólusok vizsgálata során lényeges szempont, hogy milyen a négypólus elektromos jelátvitelle. Azaz: a bemenetre adott feszültség jelalakja milyen a kimeneti jelalakhoz képest.

A bemeneti jel amplitúdóváltozását a *négypólus erősítése* határozza meg. Meghatározás szerint a *feszültségerősítés* ( $A_u$ ) egy mértékegység nélküli mennyiség, amely a kimeneti feszültség és a bemeneti feszültség hányadosával egyenlő:

$$A_u = \frac{u_2}{u_1}.$$

Ha a feszültségerősítés egységnyinél kisebb, akkor csillapitásról van szó és ezt a *feszültségcillapítás* fejezi ki. A *feszültségcillapítás* a feszültségerősítés reciprokával egyenlő:

$$\frac{1}{A_u} = \frac{u_1}{u_2}.$$

A műszaki gyakorlatban a feszültségerősítést és feszültségcillapítást viszonyszámok helyett, *logaritmikus mérőszámmal* adják meg. Ha a tízes alapú logaritmust alkalmazzuk, akkor az erősítés értékét *belben* ( $B$ ), vagy kisebb egységében *decibelben* ( $dB$ ) kapjuk meg a következő összefüggés szerint:

$$a_u = 20 \cdot \lg \frac{u_2}{u_1} \quad (dB).$$

Az 1.1. táblázat, nevezetes feszültségerősítés és feszültségcillapítás értékeit tartalmaz. Megfigyelhető a táblázatban szereplő értékeket tanulmányozva, hogy a feszültség-csillapítás logaritmikus mérőszáma negatív előjelű, ami a logaritmus tulajdonságából adódik.

A feszültségerősítéshez hasonlóan a négypólusnak igen fontos jellemző adata, a bemeneti és kimeneti áram nagysága közötti összefüggés, amelyet az *áramerősítés* fejez ki. A *négypólus áramerősítése* a kimeneti és a bemeneti áram hányadosával egyenlő.

$$A_i = \frac{i_2}{i_1},$$

decibelben kifejezve

$$a_i = 20 \cdot \lg \left| \frac{i_2}{i_1} \right| \quad (dB).$$

FESZÜLTSEGERŐSÍTÉS $A_u$		FESZÜLTSEGCILLAPÍTÁS $1/A_u$	
Lineáris	Logaritmikus	Lineáris	Logaritmikus
1	0 dB		
$\sqrt{2} \approx 1,41$	3 dB	$1/\sqrt{2} \approx 0,7$	- 3 dB
2	6 dB	$1/2$	- 6 dB
3,16	10 dB	$1/3,16$	- 10 dB
10	20 dB	$1/10$	- 20 dB
31,6	30 dB	$1/31,6$	- 30 dB
100	40 dB	$1/100$	- 40 dB
1000	60 dB	$1/1000$	- 60 dB

1.1. táblázat.

A feszültség és áramerősítés együttes hatását, a **négypólus teljesítményerősítése** fejezi ki. A **négypólus teljesítményerősítése** a kimenő teljesítmény és a bemenő teljesítmény hányadosa.

$$A_p = \frac{P_2}{P_1}; \quad A_p = \frac{u_2 \cdot i_2}{u_1 \cdot i_1} = A_u \cdot A_i; \quad \Rightarrow \quad A_p = |A_u| \cdot |A_i|.$$

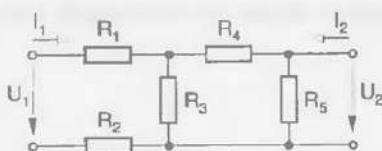
Logaritmikus mérőszámmal (*dB-ben*) kifejezve, – ha a négypólus bemeneti és kimeneti ellenállása megegyezik – akkor:

$$A_p = \frac{u_2^2}{u_1^2} = A_u^2 \quad \Rightarrow \quad \lg A_p = 2 \cdot \lg A_u$$

$$10 \cdot \lg A_p = 20 \cdot \lg A_u \quad \Rightarrow \quad a_p = 10 \cdot \lg A_p \quad (\text{dB}).$$

### Összefoglaló feladatok:

I. Passzív négypólus számítása (1.18. ábra)!



1.18. ábra.

#### Feladatok:

- Határozza meg az ábrán látható négypólus  $z_{11}$ ,  $z_{12}$  és  $z_{22}$  impedancia paramétereit!
- Határozza meg az ábrán látható négypólus  $y_{12}$ ,  $y_{21}$  és  $y_{22}$  admittancia paramétereit!
- Határozza meg az ábrán látható négypólus  $h_{21}$  és  $h_{22}$  admittancia paramétereit!
- Mekkora a kimeneti feszültség értéke, ha a bemeneti feszültség  $U_1 = 50 \text{ mV}$ ?

2. Aktív négypólus számítása (1.19. ábra)!

#### Adatok:



1.19. ábra.

$$R_t = 3,3 \text{ k}\Omega$$

– a generátor jellemzői:

$$U_g = 50 \text{ mV} \quad R_g = 2 \text{ k}\Omega$$

– a négypólus jellemzői:

$$h_{11} = 10 \text{ k}\Omega \quad h_{12} = 0$$

$$h_{21} = 120 \quad h_{22} = 150 \mu\text{S}$$

#### Feladatok:

- Rajzolja le a négypólus  $h$  paraméteres helyettesítő képét!
- Határozza meg  $U_1$  és  $U_2$  értékét!
- Határozza meg a négypólus bemeneti és kimeneti impedanciáját!
- Határozza meg a négypólus áramerősítését és feszültségerősítését logaritmikus mértékegységen (*dB-ben*)!

## 2. Félvezető áramköri elemek

### 2.1. Félvezető diódák

#### 2.1.1. A félvezetők fizikája

A szilárd testek olyan kristályos szerkezettel rendelkeznek, amelyben az atomok vagy molekulák szabályos rácsszerkezetben helyezkednek el; a szerkezeti egység (kocka, téglatest, stb.) a térben periodikusan ismétlődik. A kristályrács esomópontjaiban elhelyezkedő atomok, a vegyértékelektronok révén kapcsolódnak egymáshoz. Elektromos szempontból a szilárd testek három csoportra oszthatók: *vezetők, félvezetők és szigetelők*. Ez az osztályozás a szobahőmérsékleten mért, *fajlagos elektromos vezetés* értékén alapszik. Ezen a hőmérsékleten a fajlagos vezetésre a következő értékek adódnak:

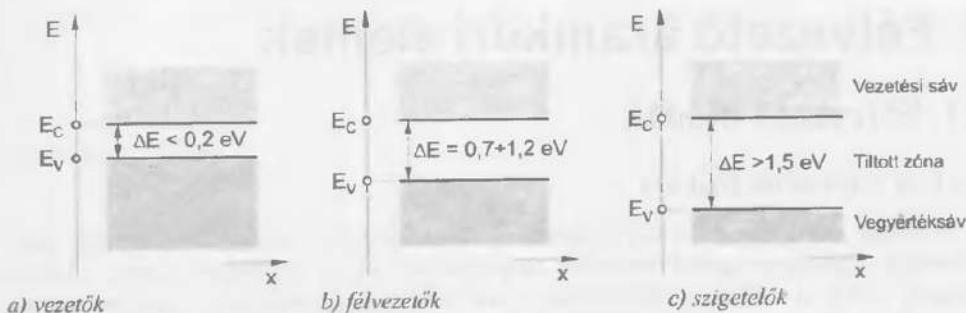
- $\gamma = (10^8 \div 10^6 \frac{S}{m})$ , vezetők esetén;
- $\gamma = (10^5 \div 10^{-9} \frac{S}{m})$ , félvezetők esetén;
- $\gamma \leq (10^{-9} \frac{S}{m})$ , szigetelők esetén.

A szilárd testek vezetőképességét, bizonyos energiaviszonyok mellett megjelenő elektromos töltéshordozók határozzák meg. Az atomban lévő elektronok potenciális energiája és a hozzárendelt állandó elektronpályák csak diszkrét energiaértékeket vehetnek fel. A szilárd anyagokban az atomok erős egymásrahatása miatt az egyedi atomok diszkrét energiaértékei kiszélesednek és energiasávokban (*megengedett energiaszintek*) tömörülnek, amelyek *tiltott sávokkal* (*tiltott energiaértékek*) vannak egymástól elválaszva. Egy-egy energiasávon belül viszont olyan sok megengedett energiaérték található, hogy gyakorlati szempontból eloszlásukat szinte folyamatosnak lehet tekinteni. Az atom legkülső elektronpályájának energiaszintje maximális értékű és *vegyértéksávnak*, vagy *valenciasávnak* nevezik. A vegyértéksávban található elektronok a *vegyértékelektronok*, vagy *valenciaelektronok*.

Ha az atomot megfelelő nagyságú energiával (*ionizációs energia*) gerjesztjük, a vegyértékelektron kiszakad az atomi kötelékből és a vezetési sávba kerül. A vezetési sávba került elektronok (*vezetési elektronok*), gyakorlatilag szabad töltéshordozóként viselkednek és az atomok közötti térben mozogva növelik az anyag vezetőképességét. A vegyérték- és a vezetési sáv közötti tiltott sáv szélessége meghatározza az anyag vezetőképességét. Az energiasávok szerkezetét vezetők, félvezetők és szigetelők esetén a 2.1. ábra szemlélteti.

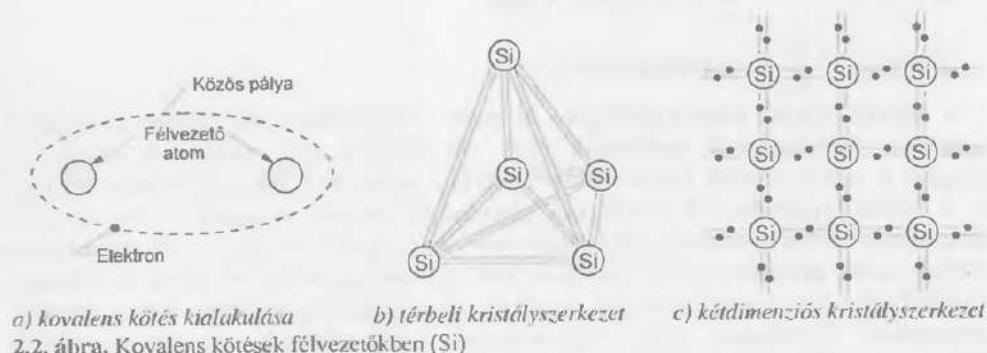
*Vezetők esetén a tiltott sáv szélessége gyakorlatilag nulla* ( $< 0,2 \text{ eV}$ ), ezért már szobahőmérsékleten nagyon sok vezetési elektronnal rendelkeznek. *Félvezetők esetén a tiltott zóna szélessége elég nagy* ( $0,7 \text{ eV} + 1,2 \text{ eV}$ ), aminek következtében szobahőmérsékleten és vegytisztá állapotban közelítően szigetelők. Ha a félvezető anyagok hőmérséklete nő, akkor több vezetési elektron keletkezik, amelyek a vezetőképesség növekedését eredményezik. *Szigetelők esetén a tiltott zóna szélessége olyan nagy* ( $> 1,5 \text{ eV}$ ), hogy gerjesztés hatására a vezetési elektronok képződésének valószínűsége nagyon kicsi, ezért vezetőképességük gyakorlatilag nulla.

*Megjegyzés: Az elektronvolt (eV) az atomfizikában használt energiaegység. Azzal a mozgási energiával egyenlő, amelyre az elektron 1 V gyorsító feszültség hatására tesz szert ( $1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ J}$ ).*



2.1. ábra. Energiasávok szilárd testekben

A félvezetők csoportjába kémiai elemek és vegyületek is tartoznak. A legfontosabb félvezető elemek a periódusos rendszer IV.A. csoportjába tartozó germánium (*Ge*) és szilícium (*Si*). A három- és ötvegyértékű elemekből alkotott ún. *intermetallikus vegyületek* (két fém ötvözetei) között olyanok is vannak, amelyek félvezető elemként viselkednek. Ezek közül a legfontosabbak, a gallium-arzenid (*GaAs*) és az indium-antimonid (*InSb*).

2.2. ábra. Kovalens kötések félvezetőkben (*Si*)

A félvezető anyagok tulajdonságait azokon az anyagokon keresztül mutatjuk be, amelyek atomjai *kovaleus kötésekkel* kapcsolódnak egymáshoz. Egy kovalens kötés elvi felépítését a 2.2.a. ábra szemlélteti.

A kristályszerkezet minden egyes atomja megosztja négy vegyértékelektronját a szomszédos atomokkal úgy, hogy egy-egy elektronja a legközelebbi atom egyik elektronjával összekapcsolódva pár alkot. A kovalens kötések egy szimmetrikus *tetraéderes* (gyémánt típusú) szerkezet felépítéséhez vezetnek, amely a kristálynak különleges erősséget és stabilitást kölcsönöz. A térbeli kristályszerkezet (2.2.b. ábra), a könnyebb áttekinthetőség érdekében egy ekvivalens sík szerkezettel ábrázolható (2.2.c. ábra).

Mindkét ábrázolásmódban minden egyes atomot négy szomszédos, azonos távolságra lévő atom vesz körül. Az atomi négy vegyértékelektronja négy kovalens kötést alkot a legközelebbi szomszédos atomokkal; a kovalens kötések két párhuzamos vonal jelképezi, amelyeken a kötésekben lévő elektronok találhatók.

Az alapvető félvezető anyagokat (germánium és szilícium) az alapanyagokból, fizikai és vegyi tisztítás révén nyerik. A félvezető eszközök gyártására nagytisztaságú monokristályos (egykristályos) anyagokat használnak. A valóságos félvezető kristály rendszerint kis mértékben szennyezőanyagokat és különböző rácshibákat is tartalmaz, amelyek megnövelik az anyag vezetőképességét.

### A félvezető anyagok tulajdonságai

Az olyan félvezetőt, amelyben a szabad töltéshordozók *kizárolag* úgy jönnek létre, hogy egyes elektronok a vegyértéksávból a vezetési sávba kerülnek, *szerkezeti (intrinsic) félvezetőnek* nevezzük. A szilícium egykristály kristályszerkezetében minden elektronot lekötnek a kovalens kötések, egyetlen szabad elektron sincs. Tudjuk azonban, hogy a szilárd halmazállapotú anyagokban az áramvezetés, csak szabad elektronok útján jöhet létre. Így tehát a szilícium egykristály ideális szigetelő lehetne. A valóságban ez csak  $T = 0$  K esetén, vagyis az abszolút nulla hőmérsékleten van így, mert ilyenkor nincs olyan energia, amely mozgásban tarthatná az elektronokat. Amikor a hőmérséklet az abszolút nullapontból kiindulva emelkedni kezd, az anyagba jutott hőenergia révén szétbomlik egy-egy kovalens kötés. Szabahőmérsékleten már akkora a hőenergia, hogy számos valenciaelektron kiszabadul kovalens kötésből, s ez az anyag vezetőképességét megnöveli.

A kiszabaduló elektron egy szétszakított kovalens kötést (*elektronhiányt*) hagy maga után. Erre azt mondjuk, hogy a kötésben egy lyuk keletkezik. A lyuk egy negatív töltés hiányát jelenti, ezért a szomszédos atomok egyikéből magához vonz egy elektron. Ez az elektron szintén lyukat hagy maga után, vagyis elektromos tér hatására az elektron a pozitív, a lyuk pedig a negatív pólus felé mozog, vándorol. Megállapítható, hogy a lyuk ebben az elmeletben tulajdonképpen egy pozitív töltésű részecséknak tekinthető, amelynek +e elemi elektromos töltése van. Meg kell viszont jegyezni, hogy a lyuk a szó igazi értelmében nem elemi részecske és a félvezetők működési leírásán kívül nincs értelme.

A szétszakadt kovalens kötésekben származó elektron és lyuk, *elektron-lyuk párt* alkot és a leírt folyamatot *elektron-lyuk párral hőhatás révén történő (termikus) képzésének* nevezik.

A kristályban minden szabályosság nélkül, véletlenszerűen mozgó elektron ha egy lyukkal találkozik, a szétbomlott, hiányzó kovalens kötés újra létrejön és az elektron, valamint a lyuk mint szabad töltéshordozó megszűnik. Az ilyen folyamatot *rekombinációnak* vagy *újraegyesülésnek* nevezzük. *Termikus egysűlyban a keletkező és rekombinálódó töltéshordozók száma ugyanakkora idő alatt átlagosan egyenlő*. A vezetési elektronok keletkezésüktől kezdve a rekombinációjukig csak bizonyos ideig maradnak fenn, s ez ideálisan felépített kristályban *századmásodpercek* nagyságrendjébe esik. Ennek ellenére a félvezető anyagon belül mindenkorral találunk az adott hőmérsékletre jellemző számú szabad töltéshordozó párokat. Ezek a hőhatással előidézett elektron-lyuk párok (*termikus töltéshordozók*) hozzák létre, a félvezető saját (*intrinsic*) vezetését. A szerkezeti félvezetők saját vezetése, amely egyenesen arányos a termikus töltéshordozók számával, *exponenciálisan növekszik a hőmérséklettel*.

A félvezetőtechnika a gyakorlatban ritkán használ tűszta, szerkezeti félvezetőket, alacsony vezetőképességük és nagymértékű hőfüggésük miatt. A félvezető anyag vezetőképessége – *alacsony hőmérsékletfüggés mellett* – idegen atomokkal való szennyezéssel növelhető. Ha az idegen atom mint többlet szorul be a kristály atomjai közé, akkor *intersticiális szennyezésről*, ha pedig be is épül a rácsterkezetbe, akkor *helyettesítő szennyezésről* beszélünk. A helyettesítő szennyezés különösen akkor lehetséges, ha a szennyező atom vegyértéksávjának szerkezete csak kismértékben különbözik a kristály atomjának vegyértéksáv-szerkezetétől. A négyvegyértékű szilicium és germánium kristályácsba így olyan atomok épülhetnek be, amelyek három vagy öt vegyéről elektronnal rendelkeznek. Az alapvető félvezetők esetén (Si és Ge) két típusú szennyezésnek van jelentősége:

- *ötvegyértékű szennyezőatomok*: foszfor (P), antimón (Sb), arzén (As), biszmut (Bi);
- *háromvegyértékű szennyezőatomok*: bőr (B), alumínium (Al), indium (In), gallium (Ga).

A szennyezőatomok kiszorítják helyükön a félvezetőkristály alapatomjait, de számos vegyértékelektronuk nem alkot kovalens kötést a szomszédos atomokkal. A kristályban ezek a kötetlen elektronok vehetnek részt az áramvezetésben, ezért a szennyezett félvezető a hőmérséklettől függetlenül jól vezeti az áramot. Annak ellenére, hogy a szennyezés viszonylag kismértékű ( $10^{-5} \div 10^{-6}\%$ ), ennek révén a szabad töltéshordozók száma  $10^3 \div 10^6$ -szorosára nő, a termikus töltéshordozók számához viszonyítva.

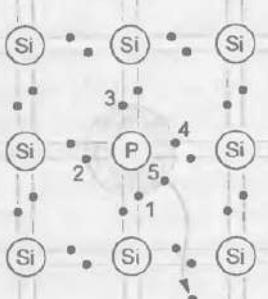
### Az N-típusú szennyezés

Feltételezzük, hogy egy szilíciumkristályba ötvegyértékű, azaz öt vegyértékelektronnal rendelkező szennyező atom (pl. foszfor – P) épül be. A szennyező P (foszfor) atom négy elektronja részt vesz a szomszédos Si atomok elektronjaival létesített kötésekben (2.3. ábra). Az ötödik elektron, amelyik nem tud rácskötéést létrehozni, csak lazán kötődik atomtözséhez és így már nagyon csekély energiaközöléssel (a szobahőmérsékletnél sokkal kisebb hőmérsékleten is), vezetési elektronról válik. Az ötvegyértékű szennyezőatomok mindegyike tehát egy szabad elektronról hoz létre a kristályban anélkül, hogy egyúttal lyuk is keletkezne, mivel hiányos kötés nem marad vissza. A kristályrácsba beépült P típusú szennyezőatomok **+e** töltésű, pozitív ionokká válnak; mivel mozogni nem tudnak, így nem tekinthetők töltéshordozóknak. Ha a kristályban előforduló szabad elektronok száma sokkal nagyobb, mint a lyukak száma, akkor **N-szennyezésű szilíciumról** beszélünk.

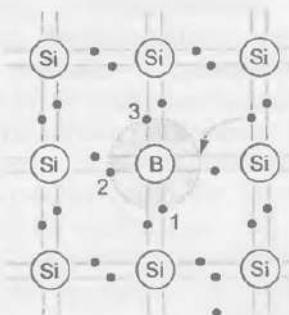
Az ötvegyértékű foszfor atomot mivel elektronat ad le **donor atomnak**, magát a szennyezést **donorszennyezésnak** is nevezzük. Az elektronokat ebben az esetben **többségi töltéshordozóknak**, a lyukakat pedig **kisebbségi töltéshordozóknak** nevezzük. A szennyezett kristály villamos szempontból semleges marad, mivel a pozitív töltések összege megegyezik a negatív töltések összegével. Az N-típusú szennyezés félvezetőkben a vezetési elektronok egy része a donor atomuktól, más része hőmozgás révén származik. Abban a hőmérséklettartományban, ahol a félvezetőket általában használják, a szabad elektronok száma gyakorlatilag nem függ a termikus töltéshordozók számától.

### A P-típusú szennyezés

A szerkezeti félvezető anyagok vezetőképességének növelése három vegyértékű szennyezőatomok (pl. alumínium, bór vagy gallium) kristályrácsba való beépítésével is elérhető. A bóratom pl. – amelynek három vegyértékelektronja van a külső héjban – a szilíciumatomhoz hasonló nagyságú, és egy szilíciumatomot helyettesít a kristályrácsban.



2.3. ábra. N-típusú vezetés szilíciumkristályban, ötvegyértékű szennyezés (P) következtében



2.4. ábra. P-típusú vezetés szilíciumkristályban, háromvegyértékű szennyezés (B) következtében

Ekkor csak három kovalens kötés jöhet létre, a negyedik kötésből hiányzó elektron helyén egy lyuk keletkezik (2.4. ábra). Már kis energiaközlesnél is lehetővé válik, hogy valamelyik közeli atom egyik elektronja erre az üres helyre beugorjon és így saját helyét hagyja – *lyukként* – betölteni hátra. A keletkezett lyuk másik elektron számára válik betölthetővé és így a lyuk a szokásos módon vándorolhat a kristályban.

A három vegyértékű szennyezőatomok a lyukak létrehozásával elektronokat vesznek fel, ezért *akceptor* vagy *P-típusú szennyezőanyagoknak* nevezzük őket. A félvezetőt *P-szennyezettségűnek*, vagy *P-típusú félvezetőnek* nevezzük. A *P-típusú félvezetők* esetében a lyukak többségi, az elektronok kisebbségi töltéshordozók.

#### A PN-átmenetek felépítése és működése

A félvezetőelemek felépítésében *P-típusú* és *N-típusú* félvezető rétegek egyaránt megtalálhatók. Ezek között a különböző elektromos vezetőképcésségű rétegek között, a szennyezőatomok eloszlásának a változása lép fel.

Ha ez a változás nagy távolságon jön létre, nem tapasztalhatók különleges tulajdonságok és a két szennyezett félvezető réteg viselkedése egymástól független. Abban az esetben viszont, amikor a szennyezőatomok koncentrációjának változása a vezetés típusának megráztásával egy maximálisan 1 µm szélességű zónán jön létre, egy *PN-átmenet* kapunk. A *PN-átmenet* léte és tulajdonságai alapvető jelentőségliek a félvezetőelemek legnagyobb részének működésében.

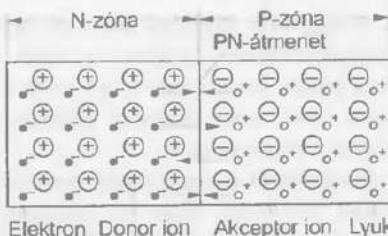
#### *A határréteg kialakulása*

Képzeljünk el elméleti modell céljára egy *P* és egy *N*-szennyezésű félvezetőhasáb egymáshoz illesztéséből kialakított félvezetőt. Kezdeti időpontban a két réteg elektromosan semleges. Az *N*-réteg szabad elektronjait a kristályszerkezetben rögzített helyzetű ötvegyértékű donor ionok pozitív töltése, a *P*-rétegen található lyukakat a háromvegyértékű akceptor ionok negatív töltése semlegesíti. A két réteg közvetlen érintkezési felületénél a töltéshordozók koncentrációkülönbsége miatt bizonyos mértékű *diffúzió* indul meg (lásd 2.5. ábra).

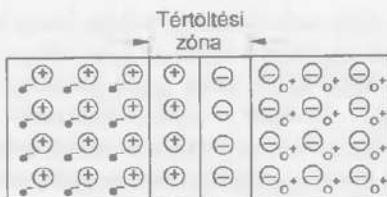
- az *N*-szennyezésű rétegből elektronok diffundálnak az átmeneten keresztül a *P*-szennyezettségű rétegbe, a lyukak viszont a *P*-szennyezettségű rétegből átdiffundálnak az *N*-szennyezettségű rétegbe.

Amikor az *N*-szennyezettségű rétegből diffundáló elektron áthalad az átmeneten, egy olyan tartományba kerül, ahol igen nagy a lyukak sűrűsége. A *rekombináció* valószínűsége olyan nagy, hogy az elektron, mint szabad töltéshordozó rövid idő alatt megszűnik. Hasonló körielmények közzé kerül a lyuk is az *N*-szennyezettségű rétegen. Ily módon az átmenet környezetében – szennyezéstől függő szélességen – a félvezető kristály töltéshordozókban elszegényedik és egy *tértöltésű tartomány* (határréteg) keletkezik, amelyet helyhez kötött donor-, illetve akceptor ionok alkotnak. Ez az *N*-réteg pozitív töltésű donorionjaitól, a *P*-réteg negatív akceptorionjai felé irányuló elektromos teret hoz létre.

A többségi töltéshordozók további diffúziója a szomszédos területek felé megszűnik és kialakul egy energiaegysúly, amely állandó szinten tartja az átmeneten a potenciál-különbséget. A tértöltésű tartomány, vagy más néven *PN-átmenet*, a valóságban egy nagyon vékony réteg, amelynek vastagsága 1 µm és 10 nm között változik. Az elektromos erőteret létrehozó tértöltésű tartomány két oldalán kialakul egy belső potenciál-gát, amelyet  $U_D$  diffúziós feszültségnek, vagy kontaktpotenciálnak nevezünk (Si esetén  $0.6 \pm 0.7$  V).



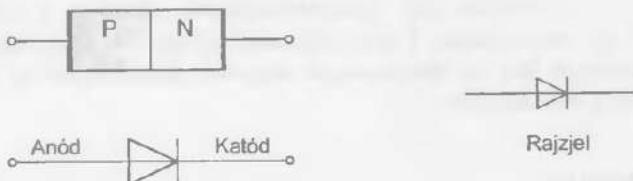
a) többségi töltéshordozók diffúziója  
2.5. ábra. PN-átmenet kialakulása télvezetőben



#### b) tértöltési zóna kialakulása

### A félvezető dióda felépítése és működése

A félvezető dióda olyan elektronikai félvezető eszköz, amely egy fém-, üveg- vagy müanyagtokba zárt kivezetésekkel ellátott PN-átlincnetet tartalmaz. Ez külső felépítés szempontjából egyike az elektronika legegyszerűbb építőelemcincök. A dióda felépítése és szabványos rajziele a 2.6. ábrán látható.



2.6. ábra. A felvezető dióda felépítése és rajzjele

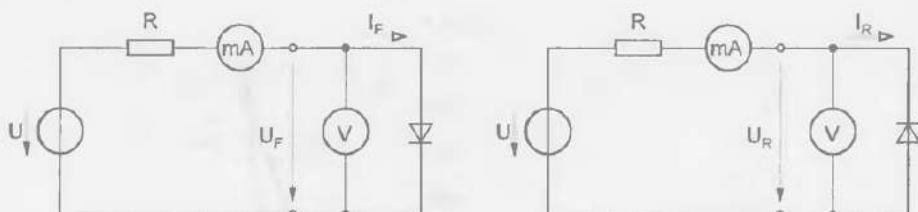
A rajzjel háromszögréssze a  $P$ -tartományt (*anód*) szimbolizálja, míg a függőleges vonalrészse az  $N$ -tartományt (*katód*). A félvezető alkatrészeket gyártó gyárak általában a dióda katódját szokták megjelölni. A vezeték irányába mutató csúcs a nyitóirányú polarizálás esetén érvényes áramirányt (*technikai áramirányt*) adja meg.

A PN-átmenet a rákapsolt feszültség polaritásától függően nyitó-, vagy záróirányban működtethető. Nyitóirányú a felvezető dióda előfeszítése (*polarizálása*), ha a P tartomány (*anód*) az N-reteghez (*katód*) képest pozitív feszültséget kap, ellenkező polaritás esetében záróirányú előfeszítésről (*polarizálásról*) beszélünk. Ha a felvezető dióda nyitóirányú polarizálással van bekötve a dióda által képviselt ellenállás nagyon kis értékű. Záróirányú polarizálás esetén a dióda ellenállása igen nagy értékű.

A dióda tehát nyitóirányban átengedi az elektromos áramot, záróirányban pedig lezárja. Ezek a tulajdonságok azt mutatják, hogy a félvezető diódának kapcsoló tulajdonsága van, amelynek műszaki jelentősége nagyon nagy. A félvezető dióda szerkezete és a szennyezettségi tulajdonságai geometriája függvényében további különleges tulajdonságok elérése válik lehetővé. Ezek a tulajdonságok teszik lehetővé nagyon sok diódatípus megvalósítását.

### *A félvezető dióda karakterisztikája*

A félvezető diódák  $I = f(U)$  karakterisztikájának meghatározására alkalmas kapcsolást a 2.7. ábra mutatja. Az alkalmazott feszültségforrás változtatható kimeneti feszültséget kell biztosítson. A teljes karakterisztikát a 2.8. ábra szemlélteti, a germánium és szilícium alapanyagú diódák közötti különbséget is bemutatva.



a) nyitóirányú karakterisztika meghatározására; b) záróirányú karakterisztika meghatározására  
2.7. ábra. Áramkör a dióda  $I = f(U)$  jelleggörbéjének felvételéhez

A jelleggörbékben meghatározható a diódák ellenállása. Félvezető diódáknál két jellegzetes ellenállást különböztetünk meg, amelyek a következők:

- Egyenáramú ellenállás ( $R_F$ )     $R_F = \frac{U_F}{I_F}$
- Differenciális ellenállás ( $r_F$ )     $r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$

A félvezető dióda egyenáramú- és differenciális ellenállására különböző értékeket kapunk a karakterisztika különböző pontjaiban. A dióda teljes karakterisztikáján négy különböző tartományt különböztethetünk meg:

#### • I. Letörési tartomány

Jellegzetessége ennek a tartománynak, hogy kis záróirányú feszültségváltozás hatására nagy áramváltozás következik be. Az egyenáramú- és a differenciális ellenállás értéke gyakorlatilag nullának tekinthető. Az átmeneten átfolyó visszáram igen nagy értéket vehet fel, amelyet – a dióda túlterhelés elleni védelme érdekében – feltétlenül korlátozni kell.

#### • II. Zárási tartomány

A karakterisztika ezen a szakaszán a visszáram telítési jellegeit mutat (az  $U_R$  változása minimális mértékben befolyásolja a diódán folyó igen csekély áramot). A félvezető kristály saját vezetőképességének tulajdonítható visszáram nagyon kicsi: Si-diódák esetén néhány nA, Ge-diódák esetén néhány  $\mu$ A. Az egyenáramú- és a differenciális ellenállás értéke ennek megfelelően nagyon nagy: Ge-diódák esetén  $0,1 \div 10 \text{ M}\Omega$ , Si-diódák esetén  $1 \div 3000 \text{ M}\Omega$ . A dióda egyenfeszültség és váltakozófeszültség esetén is szakadásként viselkedik.

#### • III. Nyitóirányú tartomány, exponenciális szakasza ( $U_F \leq U_D$ )

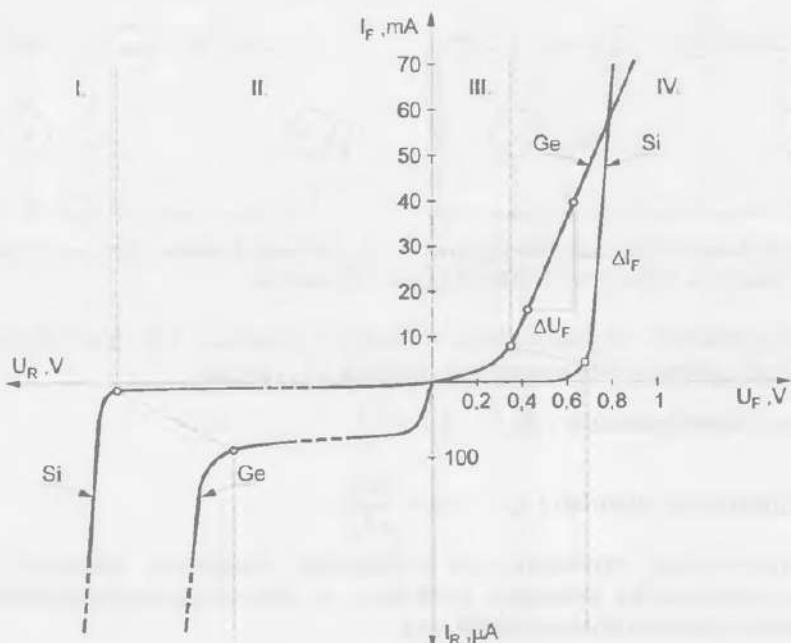
A diódán folyó áram a nyitóirányú feszültség növekedésével exponenciálisan nő. A PN-átmenet egyenáramú ellenállása ugyanakkor egyre kisebb lesz. Az  $U_D$  küszöbfeszültség értéke Ge-diódáknál kb. 300 mV, Si-diódák esetén pedig kb. 700 mV.

#### • IV. Nyitóirányú tartomány, lineáris szakasza ( $U_F \geq U_D$ )

A diódán folyó áram minimális mértékben függ a nyitóirányú feszültség változásától. A dióda kis értékű ( $1 \div 100 \Omega$ ) elektromos ellenállásként viselkedik.

### Félvezető diódák típusai

A félvezető diódák olyan elektronikai alkatrészek, amelyek egy PN-átmenetből és két ohmos (fém-félvezető) csatlakozásból épülnek fel. A dióda tokozása a belső szerkezet külső hatásokkal szembeni védelmét, a mechanikai szerelhetőséget, az elektromos csatlakoztatást és a megfelelő hőelvezetést biztosítja. Nagyon sok különböző típusú félvezető dióda létezik, amelyek jellegzetes felépítése és elnevezése összefüggésben áll a betöltött funkciókkal és felhasználási területeikkel.

2.8. ábra. A germánium és szilíciumdiódák tipikus  $I = f(U)$  jelleggörbéje

A félvezető rétegek szerkezete és szennyezési geometriája függvényében a  $PN$ -átmenet sok (a gyakorlatban nagyon jól felhasználható) különleges tulajdonságot mutat. Ezek szerint megkülönböztetünk: *egyenirányító diódákat, Zener-diódákat, kapacitásdiódákat, tüsdiódákat, Schottky-diódákat, alagútdiódákat, fotodiódákat stb.*

#### Egyenirányító diódák

Az egyenirányító diódák elnevezése abból ered, hogy a váltakozó áram egyenirányítására, azaz egyenárammá való átalakítására használják. Ezek a diódák a  $PN$ -átmenetnek azt a tulajdonságát használják ki, hogy gyakorlatilag csak nyitóirányú polarizálás esetén vezetik az elektromos áramot. Ideális esetben a dióda nyitóirányban rövidzárként (*nulla ellenállás*), záróirányban szakadásként (*végtelen nagy ellenállás*) kell viselkedjen. A valóságos egyenirányító diódák karakterisztikája (2.8. ábra) eltér az ideálisról, főleg magas záróirányú feszültségek és erős nyitóirányú áramok esetén.

Ennek ellenére a jóminőségű, valóságos egyenirányító diódák igen jól megközelítik az ideális tulajdonságokat, mivel nyitó-irányban kicsi, záróirányban nagy ellenállást képviselnek. A 2.1. táblázat egy közepes teljesítményű germánium és szilícium egyenirányító dióda fontosabb adatainak összehasonlítását tartalmazza. A táblázatból megállapítható, hogy a Ge-diódák egyetlen előnye a Si-diódákhoz viszonyítva a kisebb nyitóirányú feszültségesés értéke. Egyenirányító teljesítménydiódák készítésére a legalkalmasabb félvezető anyag a szilícium; kis teljesítményük esetén alkalmazzák a germániumot is.

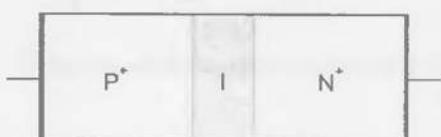
Egy jó teljesítménydiódánál fontos a nagy záróképesség és a kis nyitóirányú veszteség, amely a gyártás szempontjából ellentmondást jelent. A nagy zárófeszültség hosszú, gyengén szennyezett réteget igényel, ami másrészt rossz nyitóirányú tulajdonságokhoz (nagy ellenálláshoz) vezet.

Jellemző	Germánium-dióda	Szilícium-dióda
Kiszöbjesztés	$0.2 \pm 0.3$ V	$0.6 \pm 0.7$ V
Visszáram (közepes feszültség esetén)	$0.1 \pm 10$ $\mu$ A	$1 \pm 100$ nA
Nyitóirányú ellenállás ( $1 \text{ mm}^2$ felületű PN-átmenet esetén)	$5 \pm 10$ $\Omega$	$2 \pm 50$ $\Omega$
Záróirányú ellenállás	$0.1 \pm 10$ M $\Omega$	$1 \pm 3000$ M $\Omega$
Maximális zárófeszültség	$\approx 200$ V	$\approx 3000$ V
A PN-átmenet maximális üzemi hőmérséklete	$80 \pm 90$ C°	$150 \pm 200$ C°
Egyenirányítási hatásfok	98 %	99.5 %

## 2.1. táblázat.

A szilíciumalapú teljesítmény-egyenirányító diódákat **PIN-diódáknak** is nevezik. Az elnevezés utal a dióda szerkezeti felépítésére. A PIN-dióda három különböző tartományból áll; ideális esetben sajátvezetésű I-zónát (*I-intrinsic*) helyeznek el erősen szennyezett P- és N-réteg közé (2.9. ábra). A valóságban – a gyártástechnológia miatt – az I-zóna gyengén szennyezett rétegnek tekinthető. A PN-átmenet a  $P^+$  réteg határfelületén alakul ki, ha az I-réteg N-szennyezettségű és az  $N^+$  réteg határfelületén, ha az I-réteg P szennyezettségű.

A  $P^+IN^+$  szerkezet esetén a nagy letörési feszültségérték a kis vezetőképességű I-zóna következménye. Záróirányú polarizálás esetén a mozgó töltéshordozók elhagyják ezt a réteget és kialakul egy zárotartomány a két erősen szennyezett réteg között. A zárotartományban fellépő villamos téterősséget tehát a letörési feszültséget is az I-réteg szélessége határozza meg. A nyitóirányú működés esetén az I-zónát elárasztják a töltéshordozók, vezetőképessége megnő és a dióda nagyon kis nyitóirányú ellenállást képvisel.



2.9. ábra. PIN-dióda szerkezete

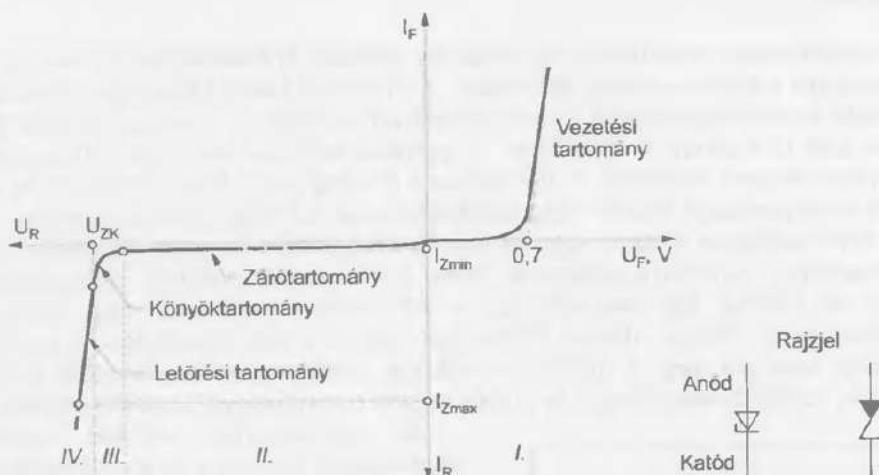
Az egyenirányító diódákat pontosan meghatározott feszültség és áramtartományban való felhasználásra tervezik. A diódára vonatkozó adatlapok egy sor – a gyártó által rögzített – határértéket adatot és üzemi paramétert tartalmaznak. Ezeknek a dióda villamos és termikus jellemzőire vonatkozó adatoknak a túllépése a félvezető tönkremeneteléhez vezet.

## Zener-diódák

A Zener-diódák (vagy feszültségstabilizáló diódák) a PN-átmenet azon tulajdonságát használják ki, hogy közelítőleg állandó értékű a záróirányú feszültség a kivezetései között, ha a letörési tartományban működik. Felépítés szempontjából a Zener-diódák különlegesen szennyezett sziliciumdiódák, amelyek veszély nélkül üzemeltethetők a letörési tartományban is. Ezeknél a diódánál gondoskodnak arról, hogy geometriailag tökéletes legyen az átmenet, csekélyek legyenek az ohmos veszteségek és nagyon jó legyen a hölvezetés. Nyitóirányú működésük megegyezik a normális Si-diódáéval. Záróirányban a PN-átmenet szennyezésétől függő  $U_{ZK}$  Zener-feszültségig nagy ellenállást, a Zener-feszültség elérése után kis ellenállást képviselnek. A Zener-dióda félvezető rétegeinek szennyezése erősebb mint más diódák esetében, mivel a letörési feszültségszintet csökkenteni kell és megfelelően kis értékű differenciális ellenállás csak így érhető el.

A Zener-dióda feszültség-áram karakteristikája és rajzjele a 2.10. ábrán látható. A jelleggörbe fontosabb tartományai a következők:

- I. Nyitótartomány:** Nyitóirányú polarizálás esetén a Zener-dióda karakterisztikája megegyezik egy közönséges Si-dióda karakterisztikájával ( $U_D \approx 0.7$  V).
- II. Zárótartomány:** Nagyon kis értékű zárási áram folyik, amely a diódának nagyon nagy zároirányú ellenállást ( $10 + 1000$  M $\Omega$ ) biztosít.
- III. Könyöktartomány:** Ebben a tartományban kezdődnek meg a letörési jelenségek.
- IV. Letörési tartomány:** Kis feszültségváltozás nagy áramváltozást eredményez. Ezek a változások határozzák meg a Zener-dióda, – ebben a tartományban érvényes – nagyon kis értékű  $r_Z$  differenciális ellenállását. A Zener-dióda differenciális ellenállását a letörési jelleggörbe meredeksége határozza meg.



a) jelleggörbe

b) szabványos és gyakran alkalmazott rajzjele

2.10. ábra. A Zener-dióda  $I=f(U)$  jelleggörbje és rajzjele

Értéke a karakterisztika minden egyes pontjában más és más értékű, a valóságos jelleggörbe enyhe görbülete következtében.

$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z},$$

ahol  $\Delta U_Z$  a feszültségváltozás,  $\Delta I_Z$  az áramváltozás.

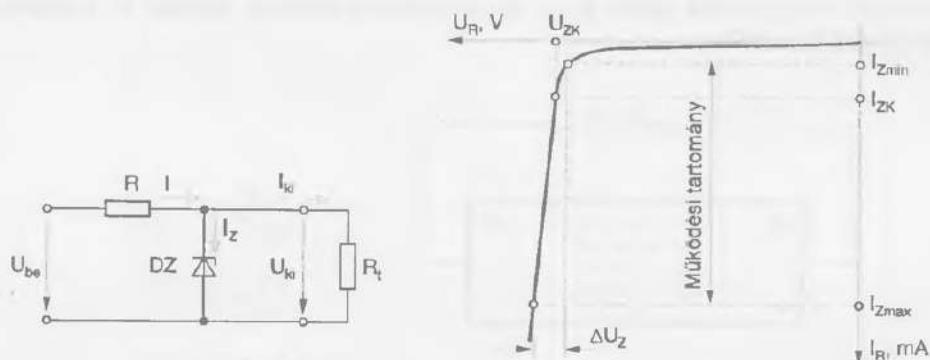
A differenciális ellenállás értéke a letörési tartományban (tipikus érték 1 + 100  $\Omega$ ) meghatározza a Zener-dióda feszültségstabilizálási képességét. A legkisebb differenciális ellenállással (1 + 3  $\Omega$ ), tehát a legjobb feszültségstabilizálási képességgel a 7 + 9 V karakterisztikus Zener-feszültségű diódák rendelkeznek.

Kis értékű zároirányú áramok esetén a feszültség erőteljesen változik az áram változásával, tehát a differenciális ellenállás nagy értékű. Ez magyarázza, hogy a Zener-dióda működési tartományának alsó határát egy,  $I_{Zmin}$  minimális Zener-áram határozza meg (2.11.b. ábra). A fellépő áram értéke nem lépheti túl az  $I_{Zmax}$  maximális Zener-áram szintet a dióda maradandó károsodása nélkül. Az áramhatárolást a 2.11.a. ábrán látható módon, legegyszerűbb egy ellenállással megvalósítani. Az  $U_{ZK}$  jellemző (karakterisztikus) Zener-feszültségeként a gyártók azt a feszültséget adják meg, amely esetén egy meghatározott  $I_{ZK}$  zároirányú áram (általában 5 mA) folyik. A minimális ( $I_{Zmin}$ ) és maximális ( $I_{Zmax}$ ) Zener-áram között elhelyezkedő jelleggörbe szakaszt **működési tartománynak** nevezik.

A Zener-diódák tulajdonságai erősen hőmérsékletfüggök. A letörési feszültség hőmérséklet változás hatására bekövetkező eltolódásának abszolút értéke általában fokonként néhány mV. A jelleggörbe hőmérséklettől való függését az  $\alpha_Z$  hőmérséleti tényezővel jellemzhetjük:

$$\alpha_Z = \frac{1}{U_{ZK}} \cdot \frac{\Delta U_{ZK}}{\Delta T},$$

ahol  $U_{ZK}$  a Zener-feszültség 25 °C-on,  $\Delta U_{ZK}$  a feszültség eltolódása és  $\Delta T$  a záróréteg hőmérsékletváltozása 25 °C-hoz viszonyítva. A hőmérsékleti tényező megadja a Zener-feszültség eltolódásának mértékét °C-onként.



a) kapcsolása villamos áramkörben:

b) jelleggörbéje

2.11. ábra. Zener-dióda

Az alacsony feszültségű Zener-diódáknak ( $U_{ZK} < 5$  V) negatív-, a magasabb feszült-ségűeknek ( $U_{ZK} > 5$  V) pozitív a hőmérsékleti tényezője (2.2. táblázat).

A Zener-diódák legfontosabb adatai, amelyek a félvezetőgyártók által közölt adatlapokon is szerepelnek a következők:

#### Határértékek

- legnagyobb megengedett üzemi áram:  $-I_{Zmax}$ ,
- legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény:  $-P_{tot}$ ,
- a záróréteg legnagyobb megengedett hőmérséklete:  $-T_j$ .

#### Jellemzők

- differenciális ellenállás:  $-r_Z$ ,
- Zener-feszültség:  $-U_{ZK}$ ,
- hőmérsékleti tényező:  $\alpha_Z$ ,
- höllenállás:  $-R_{thU}$ .

A Zener-diódákat az elektronikai gyakorlatban feszültségstabilizálásra és feszültséghatárolásra alkalmazzák. Pozitív- és negatív hőfaktényezőjű diódák megfelelő soros kapcsolásával hőkompenzált Zener-diódát kapunk, amelynek Zener-feszültsége megegyezik a sorosan kapcsolt diódák feszültségeinek algebrai összegével. Az ilyen hőkompenzált diódák nagyon alkalmasak referenciafeszültségek előállítására.

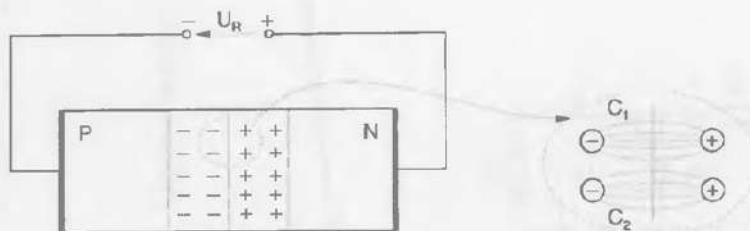
Zener-diódák párhuzamos kapcsolása a gyakorlatban nem megengedett. Párhuzamos kapcsolás esetén a megfelelő működés tökéletesen egyező karakterisztikákat igényelne, amely valóságos diódák esetében nem valósítható meg.

$U_{ZK}$ (V)	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2
$\alpha_Z \cdot 10^{-4} / ^\circ C$	-6	-5,5	-5	-4	-2	+1	+2,5	+3,2	+4	+4,5	+4,8
$U_{ZK}$ (V)	9,1	10	11	12-13	15-16	18-20	22-24	27-36	39-100	100-180	200
$\alpha_Z \cdot 10^{-4} / ^\circ C$	+5,1	+5,5	+6	+6,5	+7	+7,5	+8	+8,5	+9	+9,5	+10

2.2. táblázat.

Kapacitásdiódák

A félvezető dióda tértöltési tartománya a diódával párhuzamosan kapcsolt kapacitásként viselkedik. Az átmenet két oldalán található különböző típusú töltéshordozók páronként elemi kondenzátorokat képeznek (2.12. ábra). Ezeknek az elemi kondenzátoroknak a párhuzamos kapcsolásából alakul ki az átmenet eredő kapacitása, amelyet  $C_s$  záróréteg-kapacitásnak nevezünk.



a) felépítés:

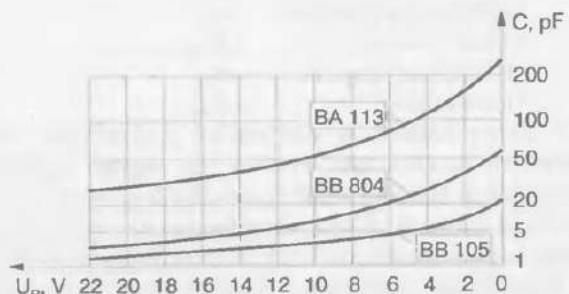
2.12. ábra. Kapacitásdióda

b) elemi kondenzátorok

A záróréteg-kapacitás a legtöbbször károsan befolyásolja a dióda működését, mivel magas frekvencián kicsi impedanciája rövidrezárja a PN-átmenetet, ennek egyenirányító tulajdonságát megszüntetve. Egy kondenzátor kapacitása három tényezőtől függ: a fegyverzet felületének nagyságától, a dielektrikumtól és a fegyverzetek közötti távolságtól. Ennek megfelelően a záróréteg-kapacitás nagysága függ az átmenet felületétől és szélességtől, valamint a félvezetőanyag dielektronos tulajdonságaitól. A tértöltési tartomány szélessége a záróirányú feszültség növelésével megnő, a kapacitás nagysága ugyanakkor csökken. A dióda által képviselt kondenzátor kapacitása a zárófeszültséggel fordított arányban változó érték.



2.13. ábra. A kapacitásdióda áramkörje jelölése

2.14. ábra. A záróréteg-kapacitás feszültségszámlálás,  $C = f(U_R)$

A kapacitásdiódák (más néven varikap-diódák) különleges felépítésű sziliciumdiódák, amelyek feszültséggel szabályozható kapacitásként működnek. A 2.13. ábra a kapacitásdiódák áramköri jelölését szemlélteti, a 2.14. ábra pedig jellegzetes karakterisztikát mutat be.

Az összefüggés a zárórétegkapacitás és a zárófeszültség között nem lineáris. A kapacitásdiódák által átfogott kapacitástartomány típustól függően:  $1 + 300 \text{ pF}$ . Ebben a tartományban a legkisebb és a legnagyobb kapacitás aránya legfeljebb 1: 5 lehet.

A kapacitásdiódák legfontosabb műszaki adatai a következők:

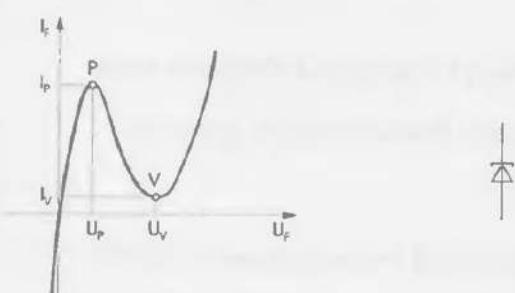
- záróréteg-kapacitás (különböző zárófeszültségek esetén):  $C_s$ ,
- a dióda soros ellenállása:  $R_s$  (jellemző érték:  $0,5 \div 2 \Omega$ ),
- jósági tényező:  $Q$  (jellemző érték:  $100 \div 500$ ),
- záróirányú feszültség:  $U_R$  (jellemző érték:  $25 \div 30 \text{ V}$ ),
- záróirányú áram:  $I_R$  (jellemző érték:  $50 \div 100 \text{ nA}$ ),
- nyitóirányú feszültség:  $U_F$  (jellemző érték:  $0,8 \div 0,9 \text{ V}$ ).

A jósági tényező nagysága a kapacitásdióda kapacitásának minőségét jellemzi; ideális esetben  $Q = \infty$ . A kapacitásdiódákat rezgőkörök feszültségvezérelt hangolására és frekvenciamodulációt megvalósító áramkörökben szokták alkalmazni.

### Alagútdiódák

Az alagútdióda egy nagymértékben szennyezett  $P^{++}N^{++}$ -átmenetből áll. A félvezető lehet Ge, Si, vagy GaAs alapanyagú. Az alagútdióda feszültség-áram karakterisztikáját és áramköri jelölését a 2.15. ábra szemlélteti.

A félvezető rétegek erős szennyezése következtében, már kis záróirányú feszültségek esetén is kis ellenállású állapotba kerül; nyitóirányú polarizálás esetén jelleggörbéjén egy negatív jelleggörbe-tartomány is kialakul ( $PV$ -szakasz).



2.15. ábra. Az alagútdióda

A  $P$  és  $V$  pontokat meghatározó jellegzetes feszültségértékek:

- $U_P \approx 50 \div 100 \text{ mV}$  és
- $U_V \approx 0,5 \div 0,9 \text{ V}$ .

A karakterisztikának ez a része a kvantummechanikai **alagúthatás** következménye. A jelleggörbe  $P$  és  $V$  pontja között a dióda differenciális ellenállása **negatív előjelet** vesz fel. Ezt a jelenséget nagyon előnyösen használhatják ki rezgőkörök csillapításának megszüntetésére. A megfelelő hatások elérése

érdekében főleg magasfrekvencián ( $1 + 100 \text{ GHz}$ ) alkalmazzák *detektálásra, rezgéskeltésre* és *erősítésre*.

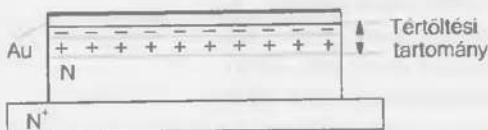
### Schottky-diódák

A Schottky-diódák egy fém-félvezető közötti átmenet tulajdonságait használják ki. Felépítésüket a 2.16. ábra szemlélteti, áramköri jelölésüket a 2.17. ábra mutatja.

Az  $N$ -szennyezettségű félvezető rétegre vékony aranybevonatot visznek fel a fém vákuumban megvalósított párologtatásával. A fém-félvezető felületen keresztül diffúziós folyamatok indulnak el, amelynek során az  $N$ -rétegből elektronok vándorolnak át a

fémrétegbe. A diffúzió következtében az érintkezési felület két oldalán tértöltési-zóna és ebben egy potenciálgát (*Schottky-potenciálgát*) alakul ki. A fém-félvezető átmenet a PN-átmenethez hasonlóan viselkedik.

Nyitóirányú polarizálás esetén ("+" a fémre és "–" a félvezetőre) nő a félvezetőből a fémbe áthaladó elektronok száma; záróirányú polarizálás esetén az átmeneten áthaladó áramot a fém ből a félvezetőbe vándorló elektronok határozzák meg.



2.16. ábra. Schottky-dióda szerkezete



2.17. ábra. Schottky-dióda áramkör jelölése

A záróirányú áram értéke igen csekély. A Schottky-dióda áramvezetését a többségi töltéshordozók biztosítják, a tanulmányozott esetben az elektronok. Nem léteznek kisebbségi töltéshordozók a semleges tartományokban. A Schottky-diódák nagyon magas frekvenciáig (speciális típusoknál, *több GHz*) működnek kiclégitően. Nyitóirányú feszültségesések csupán 0,3 → 0,4 V, szemben a szilíciumdiódák 0,6 + 0,8 V-os feszültségeséssel. Az elektronikai gyakorlatban főleg a gyorsműködésű digitális integrált áramkörök részegységeként alkalmazzák.

### Összefoglaló kérdések:

1. Milyen összefüggés van a tiltott sáv szélessége és az anyagok elektromos vezetőképessége között?
2. Miért használnak monokristályos anyagokat a félvezető eszközök gyártására?
3. Mit nevezünk saját vezetéseknek?
4. Mit értünk a rekombináció fogalma alatt?
5. Mi jellemző a szennyezéses vezetésre?
6. Melyek a kisebbségi- és a többségi töltéshordozók N-típusú szennyezés esetén?
7. Mit értünk küszöbfeszültségen?
8. Miért nem zár tökéletesen a félvezető dióda?
9. Melyek a Si-dióda és a Ge-dióda közötti legfontosabb különbségek?
10. Hol használható ki eredményesen a Zener diódák jellegzetes karakterisztikája?
11. Mi hozza létre a dióda kapacitását és mikor fejt ez ki káros hatást az alkalmazásokban?
12. Mit takar a negatív differenciális ellenállás fogalma az alagútdiódák esetében?
13. Miben különbözik a Schottky-dióda felépítése egy hagyományos Si-dióda felépítésétől?

## 2.2. Tranzisztorok

### 2.2.1. Bipoláris tranzisztorok

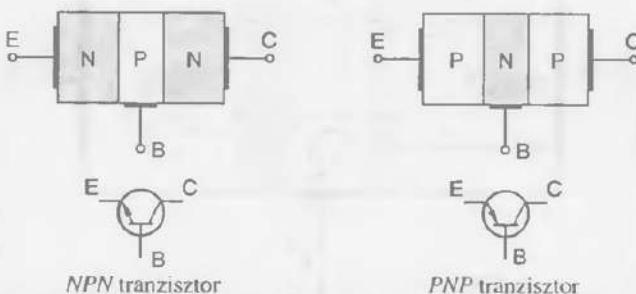
A tranzisztorok a legfontosabb félvezető eszközcsaládot képviselik, mivel az elektromos jelek erősítésére képesek. A tranzisztor (*transistor*) elnevezés az angol transfer-resistor szavakból képezett mozaikszó, amely a félvezető egyik fő tulajdonságára utal. Bipoláris tranzisztorokat legelőször 1949-ben állított elő az amerikai Bell laboratóriumban J.R. Haynes és W. Shockley, de jelenleg is nagyon fontos alkateleme a különböző elektronikai kapcsolásoknak és integrált áramköröknek. A bipoláris tranzisztor működése során minden típusú töltéshordozó (elektronok és lyukak) szerepet játszik, ami a *bipoláris* elnevezést magyarázza.

A bipoláris tranzisztorok működése a PN-átmenet tulajdonságain alapszik és létrehozhatók egyetlen átmenettel (*egyátmennű tranzisztor* – UJT), vagy több átmenet (általában kettő) felhasználásával. A továbbiakban a két átmenettel rendelkező bipoláris tranzisztorok felépítésével, működésmódjával és alkalmazásával ismerkedünk meg.

#### A bipoláris tranzisztor felépítése

A bipoláris tranzisztor háromelektródás félvezető eszköz amely három, egy kristályban kialakított, N-P-N vagy P-N-P elrendezésű, szennyezett félvezető tartományból áll (2.18. ábra). Ennek megfelelően megkülönböztetünk *NPN*, illetve *PNP* tranzisztorokat. Az egyes tartományok elnevezései:

- emitter (E):** töltéshordozókat kibocsátó elektróda; [*emittere*; latin szó, jelentése: kibocsát]
- bázis (B):** vezérlésre szolgáló elektróda; [*basis*; görög szó, jelentése: alap]
- kollektor (C):** töltéshordozókat gyűjtő elektróda. [*collecta*; latin szó, jelentése: gyűjtés]



2.18. ábra. A bipoláris tranzisztorok felépítése és rajzjelei

A tranzisztorok gyártására *szilíciumot* (Si) és *vegyületkristályos félvezető anyagokat* (pl. *gallium-arzenid* = GaAs) használnak. Germánium-tranzisztorokat napjainkban, – *sok előnytelen tulajdonsága miatt* – csak néhány különleges alkalmazásra gyártanak.

A tranzisztor szerkezetében levő két PN-átmenet külső feszültség alkalmazása nélkül megakadályozza a rétegek között a töltéshordozók áramlását. Normális (aktív) működés esetében az *emitter* és a *bázis* közötti PN-átmenet vezetési irányban, a *bázis* és a *kollektor* közötti PN-átmenet pedig záróirányban kell üzemelnie. Kis jelű szilicium-tranzisztorok esetén a bázis-emitter feszültség  $U_{BE} \approx 0.6 + 0.8$  V, a kollektor-emitter feszültség értéke általában  $U_{CE} \approx 5 + 18$  V.

A bipoláris tranzisztor működéseA kisebbségi töltéshordozók áramlása

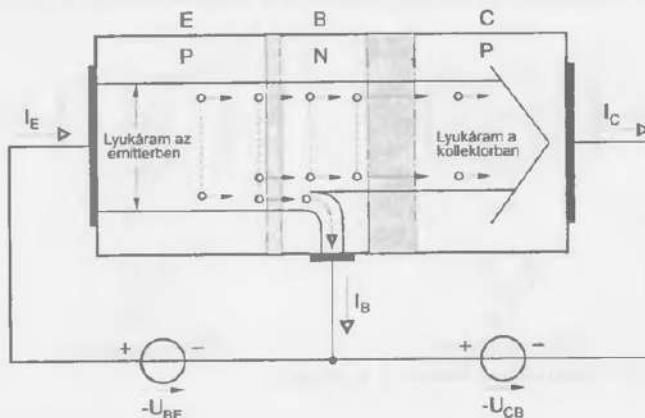
Az *NPN* és *PNP* tranzisztor elvi működése megegyezik, ezért elégseges ha az egyik típusú tranzisztort használjuk a fizikai működés bemutatására. A bipoláris tranzisztor működését a már említett kétféle töltéshordozó biztosítja. A *PNP* tranzisztorok többségi töltéshordozói a lyukak, kisebbségi töltéshordozói az elektronok. Az *NPN* tranzisztorok esetén az elektronok a többségi töltéshordozók, a lyukak pedig kisebbségi töltéshordozóként viselkednek.

A 2.19. ábra egy *PNP*-típusú tranzisztor többségi töltéshordozónak áramlását szemlélteti, ha a tranzisztor polarizálása a normális működésnek felel meg. A bázis-emitter átmenet nyitó irányú előfeszítése lehetővé teszi az emitter tartományban található többségi töltéshordozó lyukak rendezett mozgását ( $I_E$ ). áthaladását a határrétegen és a bázis-tartományba való kerülésüket. A bázistartomány gyakorlatilag kiürített rétegnek tekinthető a kollektor-bázis átmenet záróirányú előfeszítése, a bázisréteg kicsi szennyezettsége és vékonysága miatt. Ennek következtében a bázistartományba jutott lyukak elenyésző része ( $0,1 + 5\% \text{-a}$ ) rekombinálódik az itt található elektronokkal és létrehozza a kis értékű bázisáramot ( $I_B$ ).

Mivel a lyukak a bázistartományban kisebbségi töltéshordozónak számítanak, - a bázis-kollektor (*B-C*) átmenet záróirányú polarizálása miatt – diffúzióval a kollektor tartományba áramlanak és létrehozzák a kollektor elektrodról keresztül az  $I_C$  kollektoráramot.

A tranzisztor többségi töltéshordozói tehát, áramelágazást hoznak létre, melynek összetevői az emitteráram, a bázisáram és a kollektoráram. Az emitteráram a kollektor- és a bázisáram összegeként adódik:

$$I_E = I_B + I_C. \quad (2.2.1.)$$

2.19. ábra. Többségi töltéshordozók áramlása *PNP* tranzisztorban

A 2.2.1. összefüggés érvényes marad az értékek kis változása, vagy váltakozó áram esetén is:

$$\Delta I_E = \Delta I_B + \Delta I_C.$$

$$i_E = i_B + i_C.$$

A tranzisztorban létrejövő áramelágazást, egy árameloszlási tényezővel fejezik ki:

$$A = \frac{I_C}{I_E}, \quad \text{egyenáram és}$$

$$\alpha = \frac{i_C}{i_E}, \quad \text{váltakozó áram esetén.}$$

Itt A a tranzisztor **nagyjelű**, vagy **egyenáramú áramerősítési tényezője**,  $\alpha$  pedig a **kisjelű** vagy **váltakozó áramú áramerősítési tényezője**. Számértékük közelítően megegyezik és ez a legtöbb tranzisztorral  $0,95 \div 0,999$  közé esik. A meghatározott áramerősítési tényezök figyelembevételével:

$$I_C = A \cdot I_E, \quad \text{egyenáram és}$$

$$i_C = \alpha \cdot i_E \quad \text{váltakozó áram esetén;}$$

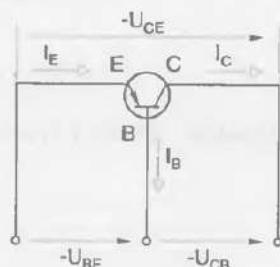
$$I_B = (1 - A) \cdot I_E, \quad \text{egyenáram és}$$

$$i_B = (1 - \alpha) \cdot i_E \quad \text{váltakozó áram esetén.}$$

A tranzisztoron három feszültség lép fel (2.20. ábra): az  $U_{CE}$  kollektor-emitter feszültség, az  $U_{BE}$  a bázis-emitter feszültség és az  $U_{CB}$  a kollektor-bázis feszültség. Ezekre a feszültségekre Kirchhoff második törvényének megfelelően érvényes a következő egyenlet:

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}.$$

A tranzisztorot az  $U_{BE}$  bázis-emitter feszültség révén az  $I_B$  bázisáram vezérli. Segítségével változtatható az emitterben áramló lyukak (PNP tranzisztor), illetve elektronok (NPN tranzisztor) mennyisége, ami az emitter és végső soron a kollektoráram értékeit meghatározza.



2.20. ábra. A PNP tranzisztor feszültségei és áramai

Ha  $U_{BE} = 0$  akkor,  $I_B = 0$  és  $I_C = 0$ . Ekkor a kollektor és az emitter szakasz ellenállása nagy, tipikus értéke szilícium tranzisztorok esetén  $10 \div 100 \Omega$  közé esik. Ha a tranzisztor bázis-emitter feszültsége túllépi a bázis-emitter határréteg zárófeszültségét (szilíciumtranzisztorán kb.  $0,7 V$ ), megindul a bázisáram. Az  $U_{BE}$  feszültség és az  $I_B$  bázisáram növelésével az  $I_C$  kollektoráram nő és a kollektor-emitter szakasz ellenállása fokozatosan csökken. Az  $U_{BE}$  és  $I_B$  adott értékén a tranzisztor teljesen kivezéreltté válik és a kollektor-emitter szakasz ellenállása eléri legkisebb értékét. A tranzisztor felépítésétől függően, a minimális ellenállásérték kb.  $20 \Omega$ -tól,  $200 \Omega$ -ig változhat. A kollektoráram értéke – a fizikai működésnek megfelelően – csekély mértékben függ a záróirányú  $U_{CB}$  kollektor-bázis feszültségtől.

**A tranzisztor alkalmas tehát arra, hogy a kollektoráram nagyságát, – amely sokkal nagyobb lehet mint a bázisáram – a kis értékű bázis-emitter feszültség és bázisáram segítségével vezéreljük.**

### A kisebbségi töltéshordozók áramlása

A többségi töltéshordozók által létrehozott áramok mellett a tranzisztor működését a kisebbségi töltéshordozók által létrehozott áramok (maradékáramok vagy visszáramok) is befolyásolják. A maradékáramok záróirányú előfeszítés esetén folynak az átmenneteken. A bipoláris tranzisztorok esetében három maradékáramot különböztetünk meg:

- $I_{EBO}$  – a lezárt bázis-emitter átmenet visszárama; normális működésnél nem lép fel;
- $I_{CBO}$  – a lezárt kollektor-bázis átmenet visszárama; normális működésnél is jelen van;
- $I_{CEO}$  – az  $I_B = 0$  feltétel mellett, a kollektor-emitter között folyó maradékáram; normális működés közben is folyik.

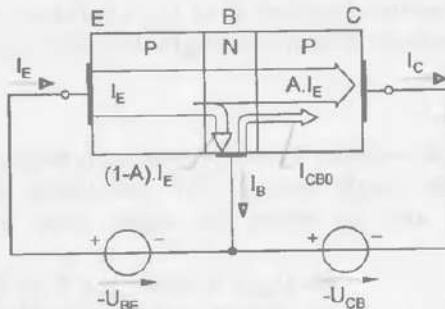
**A bipoláris tranzisztor alapegyenletei**

Összegezve ismereteinket: – a tranzisztorban normális működés közben folyó áramokra vonatkozóan a 2.21. ábra alapján a következő alapegyenleteket írhatjuk fel:

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.3.1.)$$

$$I_C = A \cdot I_E + I_{CBO} \quad (2.3.2.)$$

$$I_B = (1 - A) \cdot I_E - I_{CBO} \quad (2.3.3.)$$



2.21. ábra. A bipoláris tranzisztorban folyó áramok összetevői

Az egyenletek érvényesek maradnak, kis változások és kis amplitúdójú váltakozó áramok esetén is:

$$\Delta I_E = \Delta I_C + \Delta I_B \quad i_E = i_C + i_B.$$

$$\Delta I_C = \alpha \cdot \Delta I_E \quad i_C = \alpha \cdot i_E.$$

$$\Delta I_B = (1 - \alpha) \cdot \Delta I_E \quad i_B = (1 - \alpha) \cdot i_E.$$

Az  $I_E$  értékét kifejezve a 2.3.3. egyenletből és behelyettesítve a 2.3.2. egyenletbe, a kollektoráramra az:

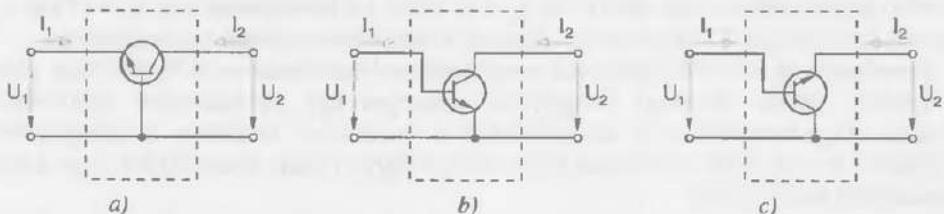
$$I_C = \frac{A}{1 - A} \cdot I_B + \frac{I}{1 - A} \cdot I_{CBO} = B \cdot I_B + (B + 1) \cdot I_{CBO}$$

összefüggés adódik. Itt  $B = \frac{A}{1 - A}$ , a bázisáramra vonatkoztatott nagy jelű-, illetve egyenáramú áramerősítési tényező, amely egnél jóval nagyobb érték (mivel  $A \rightarrow I$ ).

**Alapkapsolások**

A tranzisztorok legfontosabb alkalmazási területe a kis feszültségszintű jelek alakhű erősítése; erősítő tulajdonságait célszerű négpólussá alakítva vizsgálni. Mivel a tranzisztor három elektródával rendelkezik négpólussá úgy alakítható, hogy egyik kivezetését közösnek tekintjük a kimenet és bemenet szempontjából. Ennek megfelelően három alapkapsolást különböztetünk meg, amelyek elnevezése a közös elektróda nevéről származik. Ezek a következők:

- közös bázisú kapcsolás vagy báziskapcsolás (2.22.a. ábra);
- közös emitteres kapcsolás vagy emitterkapcsolás (2.22.b. ábra);
- közös kollektoros kapcsolás vagy kollektorkapcsolás (2.22.c. ábra).



2.22. ábra. A bipoláris tranzisztor alapkápcsolásai

A tranzisztor fizikai működése minden alapkápcsolásban azonos. Az egyes alapkápcsolásokban, csak a tranzisztor különböző jellemzői változnak meg. A négyfélékben ábrázolt tranzisztor egyértelműen jellemzhető a ki- és bemenetén fellépő feszültségekkel és áramokkal. A négy jellemző összekapcsoló függvények grafikus ábrázolása révén kapjuk a tranzisztor karakteristikáit (jelleggörbét).

#### A tranzisztor jelleggörbéi

A tranzisztor négyfélékben való tárgyalása négy jelleggörbe-típus meghatározását teszi lehetővé, amelyek a következők:

**1. Bemeneti jelleggörbe:** – a bemeneti feszültség ( $U_1$ ) és bemeneti áram ( $I_1$ ) közötti kapcsolatot szemlélteti, ha a kimeneti feszültség ( $U_2$ ) állandó:

$$I_1 = f(U_1) \Big|_{U_2 = \text{konst.}}$$

**2. Kimeneti jelleggörbe:** – a kimeneti feszültség ( $U_2$ ) és kimeneti áram ( $I_2$ ) közötti összefüggést tükrözi, ha a bemeneti áram ( $I_1$ ) állandó értéken van:

$$I_2 = f(U_2) \Big|_{I_1 = \text{konst.}}$$

**3. Áramokra vonatkozó átviteli (transzfer) jelleggörbe:** – a kimeneti áram ( $I_2$ ) és a bemeneti áram ( $I_1$ ) kapcsolatát szemlélteti állandó kimeneti feszültség ( $U_2$ ) esetén:

$$I_2 = f(I_1) \Big|_{U_2 = \text{konst.}}$$

**4. Feszültségekre vonatkozó átviteli (transzfer) jelleggörbe:** – a bemeneti feszültség ( $U_1$ ) és a kimeneti feszültség ( $U_2$ ) összetartozó értékeit adja meg, ha a bemeneti áramot ( $I_1$ ) állandó értéken tartjuk:

$$U_1 = f(U_2) \Big|_{I_1 = \text{konst.}}$$

A gyakorlatban az átviteli karakteristikákat ritkán használják, mivel az első két jelleggörbéről megszerkeszhetők és ezért nem tartalmaznak új adatokat.

#### A tranzisztor jelleggörbéi emitterkapcsolásban

Az emitterkapcsolás esetén  $U_1=U_{BE}$ ,  $U_2=U_{CE}$ ,  $I_1=I_B$  és  $I_2=I_C$ .

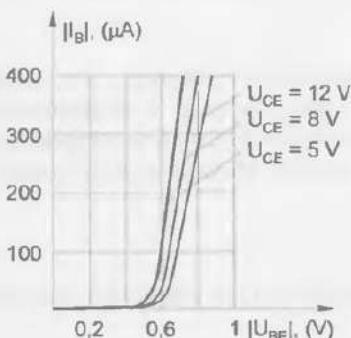
#### Bemeneti jelleggörbék

Bemeneti paraméterek ebben az esetben a bázis-emitter feszültség ( $U_{BE}$ ) és a bázisáram ( $I_B$ ). A bemeneti jelleggörbét a 2.23.a. ábra szemlélteti. Hasonlóan a báziskapcsoláshoz, ez is nyitóirányú dióda jelleggörbe.

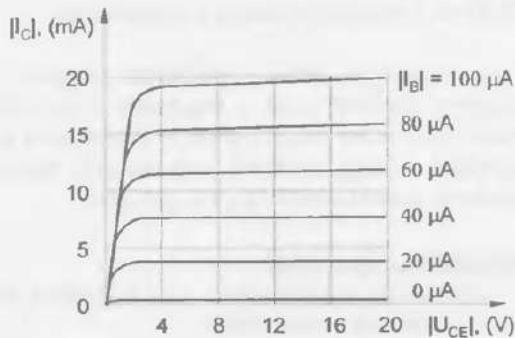
**Kimeneti jelleggörbék**

Az emitterkapcsolásnak megfelelő kimeneti jelleggörbék a 2.23.b. ábrán láthatók. Kimeneti paraméterek az  $I_C$  kollektoráram és az  $U_{CE}$  kollektor-emitter feszültség. Az egyes jelleggörbék meghatározott bázisáram-értékre érvényesek, amelyet a karakterisztika felvétele során állandó értéken kell tartani. Ha  $I_B = 0$ , akkor a kollektoráramot az  $I_C = (1+B)I_{CB0}$  maradékáram alkotja. Ez szilíciumtranzisztorok esetén elhanyagolható értéket képvisel.

Tranzisztorokkal a valóságban csak megközelítően lehet lineáris erősítőt készíteni, ehhez a kimeneti- illetve bemeneti jelleggörbén szükséges egy meghatározott munkapontot kijelölni. Egyszerűsítésként a számításokhoz a munkapont közelében a jelleggörbékét érintőkkel helyettesítjük. Az érintők meredekségét differenciális jellemzőknek vagy *kisjelű paramétereknek* nevezik.



a) bemeneti jelleggörbék



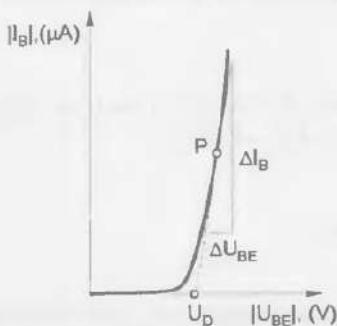
b) kimeneti jelleggörbék

2.23. ábra. Jelleggörbék emitterkapcsolásban

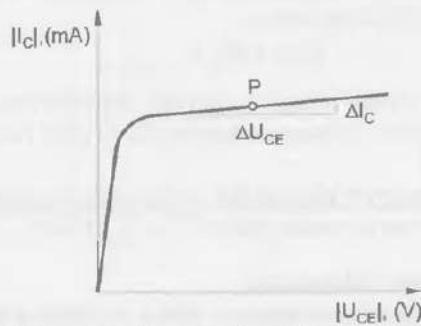
A bemeneti jelleggörbe meredeksége egy adott  $P$  pontban, az  $r_{BE}$  differenciális bemeneti ellenállást adja meg (2.24.a. ábra). Meghatározás szerint a differenciális bemeneti ellenállás:

$$r_{BE} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE} = \text{állandó}}$$

ahol  $\Delta U_{BE}$  a bázis-emitter feszültség változása,  $\Delta I_B$  a bázisáram változása ha  $U_{CE} = \text{állandó}$ . Az ábrán szerkesztett derékszögű háromszög, amelynek átfogója a görbéhez a  $P$  pontban húzott érintő, tetszőleges méretű lehet.



a) differenciális bemeneti ellenállás



b) differenciális kimeneti ellenállás

2.24. ábra. Differenciális ellenállások grafikus meghatározása

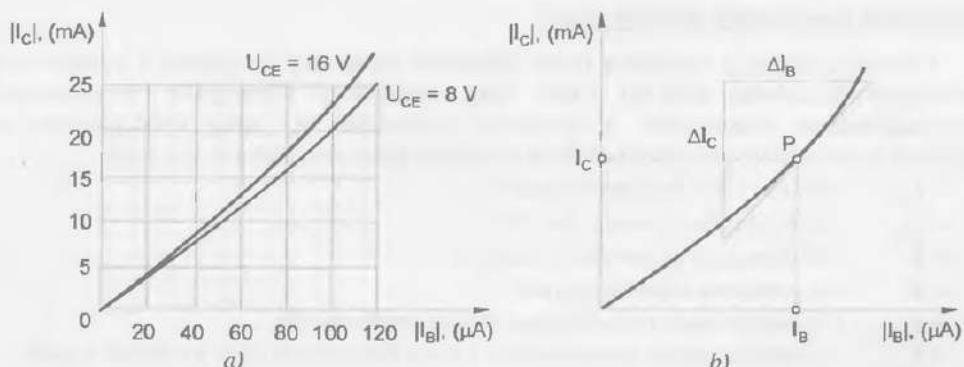
A kollektoráram értékét a kollektor-emitter feszültség függvényében az  $r_{CE}$  differenciális kimeneti ellenállás adja meg:

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \quad \boxed{U_{BE} = \text{állandó}}$$

Az előbbi összefüggésben  $\Delta U_{CE}$  a kollektor-emitter feszültség változása,  $\Delta I_C$  a kollektoráram változása, ha  $U_{BE}$  = állandó. A differenciális kimeneti ellenállás tulajdonképpen, a kimeneti jelleggörbe meredeksége egy adott  $P$  munkapontban (2.28.b. ábra).

### Áramokra vonatkozó átviteli (transzfer) jelleggörbék

Az áramokra vonatkozó átviteli jelleggörbéket áramvezérlési jelleggörbéknek is nevezik. Ezek ebben az esetben, a kollektoráram és a bázisáram összetartozó értékeit adják meg, állandó  $U_{CE}$  feszültségnél. A 2.25.a. ábra különböző kollektor-emitter feszültségekhez tartozó áramvezérlési jelleggörbéket mutat. Jó minőségű tranzisztorok jelleggörbje a kezdeti részen közel lineáris, majd kissé felfelé hajlik. A 2.25.b. ábra az áramerősítési tényezők meghatározását szemlélteti egy adott munkapontban.



2.25. ábra. Áramvezérlési jelleggörbék

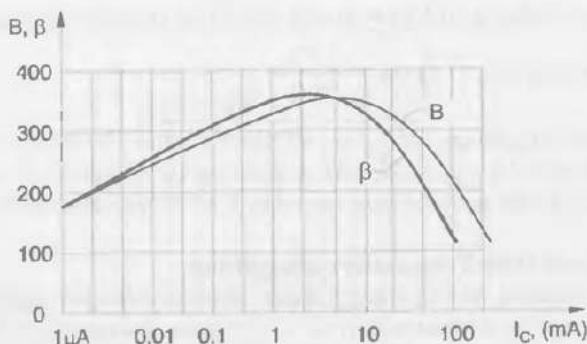
A  $P$  munkapontra vonatkozó  $B$  egyenáramú erősítés a jelleggörbéről leolvasható, mivel:

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

Az összefüggésben  $I_C$  a kollektoráram és  $I_B$  a bázisáram. Tehát az áramátviteli karakterisztikának megfelelően a kollektoráram első közelítésben arányos a bázisárammal. Az áramátviteli jelleggörbe meredeksége egy adott  $P$  munkapontban az ott érvényes  $\beta$  differenciális áramerősítő tényezőt határozza meg. Meghatározás szerint a differenciális áramerősítési tényező a  $\Delta I_C$  kollektoráram-változás és a  $\Delta I_B$  bázisáram-változás hányadosa:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad \boxed{U_{CE} = \text{állandó}}$$

Az áramerősítési tényezők nem állandók, hanem a kollektoráram értékétől függnek (2.26. ábra). Értékük a kollektoráram növekedésével erőteljesen csökken. A teljesítménytranzisztorok áramerősítési tényezójének maximuma amper nagyságrendű áramknál van, de értéke lényegesen kisebb, mint a kisteljesítményű tranzisztorok esetén.



2.26. ábra. Kisjelű tranzisztor egyenáramú- és differenciális áramerősítési tényezőjének változása, a kollektoráram függvényében

### A bipoláris tranzisztorok műszaki adatai

A műszaki adatak a tranzisztor üzemi jellemzőit adják meg. A gyártók a tranzisztorok adatlapjain különböző adatakat adnak meg, amelyek a felhasználás szempontjából elengedhetetlenül szükségesek. A tranzisztor működését egy adott munkapontban az előbbiek során már meghatározott emitterkapcsolásra érvényes jeladatok jellemzik:

- $r_{BE}$  – differenciális bemeneti ellenállás;
- $r_{CE}$  – differenciális kimeneti ellenállás;
- $\beta$  – differenciális áramerősítési tényező,
- $B$  – egyenáramú erősítési tényező
- $I_{CBO}$  – kollektor–bázis maradékáram; nyitott emitter esetén;
- $I_{CES}$  – kollektor–emitter maradékáram; a bázis és emitter közötti rövidzárás esetén;
- $I_{CEO}$  – kollektor–emitter maradékáram; nyitott bázis esetén.

Bizonyos alkalmazások szempontjából fontos, a tranzisztor egyes zárórétegeinek a kapacitása. Ezt a záróréteg-kapacitások adják meg, amelyek adott zárófeszültségekre érvényesek:

- $C_{CBO}$  – kollektor–bázis kapacitás; nyitott emitter esetén;
- $C_{EBO}$  – emitter–bázis kapacitás; nyitott kollektor esetén.

A tranzisztorok tulajdonságai igen erős mértékben a működési frekvencia függvényei. Magasabb frekvenciákon a tranzisztorok paraméterei erőteljesen romlanak. A különböző frekvenciákon való működés jellemzsére határfrekvenciákat használnak:

- $f_{\beta 1}$  – a  $\beta = 1$  áramerősítéshez tartozó frekvencia;
- $f_g$  – határfrekvencia; általában az a frekvencia, amelyen valamely mért mennyiség egy kisebb frekvencián (leggyakrabban 1 kHz-en) mért értékének  $1/\sqrt{2}$  – szerésére csökken.

A tranzisztor zárórétegeiben hővé alakult veszteségi teljesítményt a termikus egyensúly fenntartása miatt a környezetbe el kell vezetni. A hőleadás hatásfokát a *hőellenállásokkal* jellemzik, amelyek a következők:

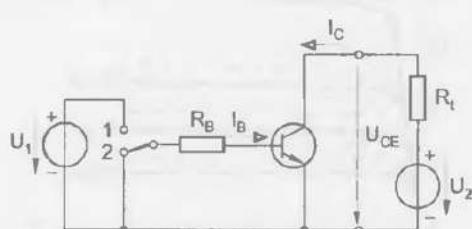
- $R_{thje}$  – a záróréteg és a tranzisztorok közötti hőellenállás;
- $R_{thja}$  – a záróréteg és a környezeti levegő közötti hőellenállás; a hűtőfelület hőellenállásával együtt érvényes.

### A tranzisztor kapcsolási idői

A tranzisztorának zárási állapotból vezetési állapotba való ugrásszerű vezérlésekor a kollektoráram csak egy bizonyos idő elteltével éri el maximális értékét. A nyitott tranzisztor zárása hasonló módon csak egy bizonyos idő elteltével következik be. Az átmenetek a vezérlőmennyiséghöz képest késnek. A 2.27. ábra egy NPN-típusú tranzisztor kapcsolási időinek mérőkapcsolását és jellemző hullámformáinak időbeni lefolyását mutatja.

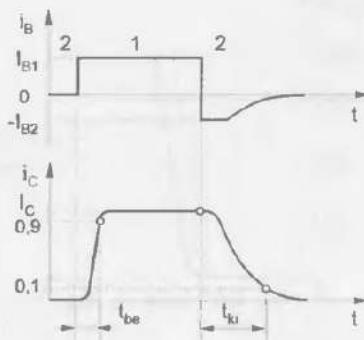
$t_{be}$  ( $t_{on}$ ) – bekapcsolási idő; az az idő ami a bázisáram rákapesolásától kezdve addig eltelik, amíg a kollektoráram maximális értékének 90 %-át eléri.

$t_{ki}$  ( $t_{off}$ ) – kikapcsolási idő; az az idő, amely a lezárójelnek a bázisra való kapcsolásától addig eltelik, amíg a kollektoráram maximális értékének 10 %-ára csökken.



a) mérőkapcsolás

2.27. ábra. A tranzisztor kapcsolási idői



b) jellemző hullámformák

### Határértékek

Határértékeknek nevezük azokat, amelyeket nem szabad túllépni. A határértékek túllépése a tranzisztor meghibásodásához vezet. Az egyes határértékeket akkor sem szabad túllépni, ha más határértékek nincsenek teljesen kihasználva.

- A legnagyobb megengedett zárfeszültségek

A legnagyobb megengedett zárfeszültség túllépése, a megfelelő záróréteg átütéshoz vezet.

- A legnagyobb megengedett áramok

A legnagyobb megengedett áramok a tranzisztorok maximális áramterhelését adják meg.

$I_{Cmax}$  – maximális kollektoráram; a legnagyobb megengedett tartós kollektoráram;

$I_{CM}$  – kollektor-csúcsáram; az a maximális kollektoráram, amely csak

véletlenszerűen és nagyon rövid ideig (leggyakrabban, 10 ms) léphet fel;

$I_{Bmax}$  – maximális bázisáram; a legnagyobb megengedett tartós bázisáram.

- A legnagyobb megengedett hőmérsékletek

A tranzisztorok zárórétegének hőmérséklete nem léphet túl egy meghatározott értéket, amely a  $T_j$  maximális záróréteg-hőmérséklet. Ennek tipikus értéke szilíciumtranzisztoroknál kb. 200 °C, germániumtranzisztoroknál viszont lényegesen alacsonyabb, 90 °C körül érték.

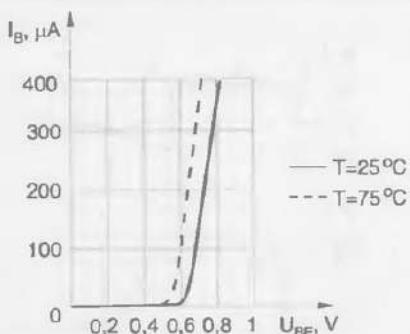
- A legnagyobb megengedett veszeségi teljesítmény

A legnagyobb megengedett veszeségi teljesítmény ( $P_{tot\ max}$ ) a tranzisztorban hővé alakuló teljesítmény maximális értéke. A tranzisztor eredő veszeségi teljesítménye:

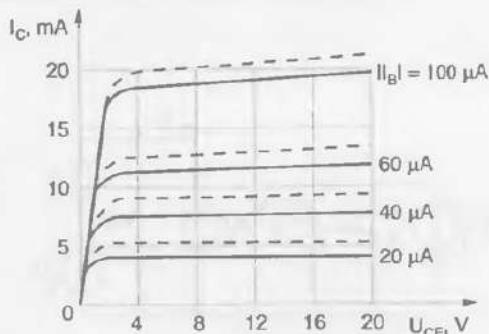
$$P_{tot} = U_{CE} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B \approx U_{CE} \cdot I_C.$$

**A hőmérséklet hatása a tranzisztor működésére**

A hőmérséklet növekedése köztudottan a félevezetőkben megnöveli a töltéshordozók koncentrációját. Ez történik a bipoláris tranzisztor félevezető rétegeiben is. Ennek hatására a tranzisztor karakteristikái és jellemzői megváltoznak. A felmelegedés hatására a munkaponti áramok növekednek és a karakterisztika eltolódik (2.28. ábra). A bemeneti jelleggörbe tulajdonképpen egy nyitóirányban előfeszített PN-átmenet hőfüggését szemlélteti. A hőmérséklet növekedése a bázis- és emitteráram növekedéséhez és a jelleggörbe balra tolódásához vezet.



a) bemeneti jelleggörbe esetén;  
2.28. ábra. A tranzisztor hőfüggése



b) kimeneti jelleggörbe esetén

A bázis-emitter feszültség  $\Delta U_{BE}$  eltolódásának nagysága a megfelelő  $\Delta T$  hőmérséklet-változáshoz viszonyítva jellemzi az emitteráram hőfüggését. A  $\Delta U_{BE}/\Delta T$  paraméter, amely az  $U_{BE}$  feszültség hőmérsékleti tényezője Si, és Ge alapú tranzisztoroknál megközelítően azonos értékű:

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx -2 \frac{\text{mV}}{\text{°C}}.$$

Az  $U_{BE}$  feszültség hőmérsékleti tényezőjének gyakorlati értelmezése: ha a tranzisztoron állandó  $I_E$  emitteráram halad át és a hőmérséklet  $\Delta T$  értékkel nő, a bázis-emitter átmenet feszültsége  $\Delta U_{BE}$  értékkel csökken, azaz kb. 2 mV-tal °C-onként (ha  $T = 300$  K közelében vagyunk). A kimeneti jelleggörbe eltolódása a hőmérsékletelemelkedés következtében két tényezőnek tulajdonítható:

- a megnövekedett emitteráram növeli a kollektoráramot;
- az  $I_{CBO}$  maradékáram növekedése szintén hozzájárul a kollektoráram növeléséhez.

A tranzisztorok paramétereinek hőfüggése a gyakorlati alkalmazások szempontjából igen kedvezőtlen jelenség. Csökkentése megfelelő munkapont-beállító kapcsolásokkal és megfelelő hütéssel lehetséges.

### A tranzisztorok hűtése

A bipoláris tranzisztorok egy nem kívánatos, de jellemző tulajdonsága az úgynevezett **hőmegfutás**, amely a nem megfelelően stabil  $I_C$  és  $U_{CE}$  értékeknek tulajdonítható. Ha a környezeti hőmérséklet nő, a kollektoráram növekszik és vele együtt nő a veszteségi teljesítmény is. A záróréteg és a környezeti levegő közötti véges (nem nulla) hőellenállás miatt a veszteségi teljesítmény növekedése újabb hőmérsékletelemelkedéshez vezet, ami ismét növeli a tranzisztor áramait és vele együtt a veszteségi teljesítményt, és így tovább. A folyamat amely kezdetben lassan majd egyre gyorsulva jelentkezik, a **maximális veszteségi teljesítmény túllépése miatt**, a tranzisztor tönkrementelével végződik.

A legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény a tranzisztor hűtésevel növelhető. Kisebb veszteségi teljesítményű vagy kisebb veszteségi teljesítménnyel üzemeltetett tranzisztoroknál általában elegendő a tok és a környezeti levegő közötti természetes hőátadás. Nagyobb veszteségi teljesítménnyel üzemelő tranzisztoroknál a hőelvezetés javítása miatt hűtőlemezt, hűtőcsillagot, vagy más különleges hűtőtestet kell alkalmazni.

### Összefoglaló kérdések:

1. Hogyan és milyen feltételek mellett alakul ki a PN-átmenet bipoláris tranzisztor esetén?
2. Hogyan feszítik elő a tranzisztort normális (aktiv) működés esetén?
3. Miért kisebb a bázisréteg szélessége a kollektor és az emitter réteg szélességénél?
4. Hogyan jön létre a kollektoráram?
5. Mi a tranzisztor nagyjelű és kisjelű áramerősítési tényezője?
6. Mivel változtatható a kollektoráram nagysága?
7. Mit nevezünk maradék-, vagy visszáramnak?
8. Milyen visszáram folyik normál üzemben?
9. Melyek a tranzisztor alapegyenletei?
10. Milyen alapkapcsolásokat ismerünk bipoláris tranzisztorok esetén?
11. Mit nevezünk bemeneti és kimeneti karakterisztikának?
12. Mit nevezünk differenciális áramerősítési tényezőnek?
13. Mi a különbség az üzemi és a határérték adatok között?
14. Milyen hatása van a hőmérséklet növekedésének egy bipoláris tranzisztor működésére?

## 2.2.2. Unipoláris tranzisztorok

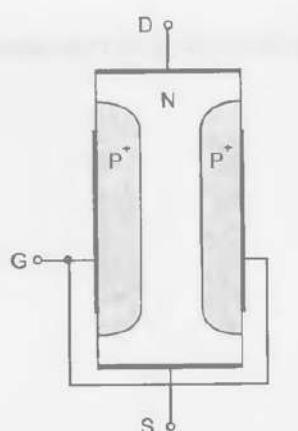
Azokat a tranzisztorokat amelyeknek áramát csak egyetlen fajta töltéshordozó (elektron vagy lyuk) biztosítja, a szakirodalomban *unipoláris vagy térvízelésű tranzisztoroknak* nevezik. Rövidített elnevezésük *FET*, amely az angol – *Field Effect Transistor* – kifejezés szavainak kezdőbetűit tartalmazza. Működésük egy félvezető kristályból álló csatorna vezetőképességének különböző elektromos tér segítségével való változtatásán alapszik. Az elektromos teret egy *kapunak* nevezett vezérlőelektroda segítségével hozzák létre a csatorna keresztmetszetében.

A kapuelektróda felépítésének függvényében, megkülönböztetünk **záróréteges** (röviden *JFET*) és **szigetelt kapuelektródás (MOSFET)** térvízelésű tranzisztorokat. A térvízelésű tranzisztorok előnyös tulajdonságai – a bipoláris tranzisztorokhoz viszonyítva – a nagy értékű bemeneti ellenállás, egyszerű gyártástechnológia és kisebb helyigény az integrált áramkörök szerkezetében.

### Záróréteges térvízelésű tranzisztorok

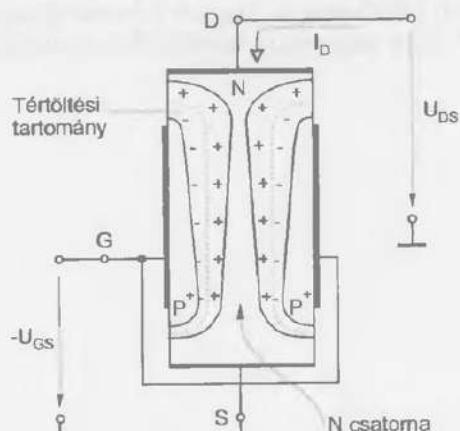
#### *Felépítés és fizikai működésmód*

A záróréteges térvízelésű tranzisztorok (*JFET*) csatornáját a félvezető térfogatában két záróirányban polarizált PN-átmenet határolja (2.29. ábra). A JFET tranzisztorokat *N* és *P* csatornás változatban készítik; az ábra az *N* csatornás változatot mutatja. A csatorna 10–100-szor hosszabb mint a vastagsága. A csatorna két végére fémezzel kapcsolt elektródákat a *D drain* (drain = nyelő) és az *S source* (source = forrás). A vezérlőszerepet játszó elektródá a *G gate* (gate = kapu). A JFET tranzisztor szerkezetét egy nagyon vékony, gyengén szennyezett réteg (csatorna) alkotja, amely két erősen szennyezett, a csatornával ellentétes szennyezettségű félvezető réteg között helyezkedik el. Az egyik PN-átmenet a gate és a csatorna között, míg a másik átmenet a félvezető *szubsztrátnak* nevezett többi része és a csatorna között helyezkedik el.



a) elvi felépítése

2.29. ábra. Az *N* csatornás JFET

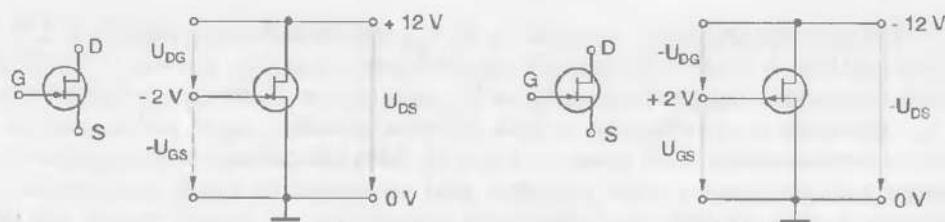


b) zárórétegei

Ha a csatorna két elektródájára feszültséget kapcsolunk ( $U_{DS}$ ) és a gate elektróda feszültsége ( $U_{GS}$ ) nulla, a két  $PN$ -átmenet záróirányú polarizálást kap. Az  $N$ -típusú csatornában a  $D$  drain elektródától az  $S$  source elektróda felé áramló elektronok árama  $I_D = 0$  feszültségnél a legnagyobb, mivel ebben az esetben a csatorna szélessége maximális. Ezen tulajdonsága miatt a záróréteges térvízelésű tranzisztorokat *önvezetőknek* is nevezzük.

A zárórétegek szélessége az  $U_{GS}$  feszültség segítségével vezérelhető. A szükséges vezérlőteljesítmény minimális értékű, mivel a kisebbsegű töltéshordozók mozgásának eredményeképpen egy elhanyagolható nagyságú záróirányú áram folyik ( $\approx 10^{-8} + 10^{-10} \text{ A}$ ).

Az  $U_{GS}$  feszültségnak a vezérelhetőség biztosítása miatt  $N$  csatornás JFET esetén *negatívnak*, míg  $P$  csatornás eszköz esetén *pozitívnak* kell lennie (a source elektródához viszonyítva). Hasonló módon az  $U_{DS}$  feszültség  $N$  csatornás JFET esetén pozitív,  $P$  csatornás JFET esetén negatív (a source elektródához képest). A 2.30. ábra a két típusú JFET feszültségeit és szabványos rajzjeleit mutatja.

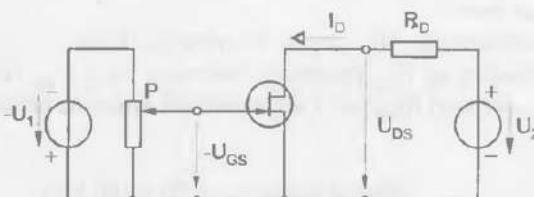


a) *N* csatornás  
b) *P* csatornás  
2.30. ábra. A JFET rajzjele és polarizáló feszültségei

### Jelleggörbék, adatok, határértékek

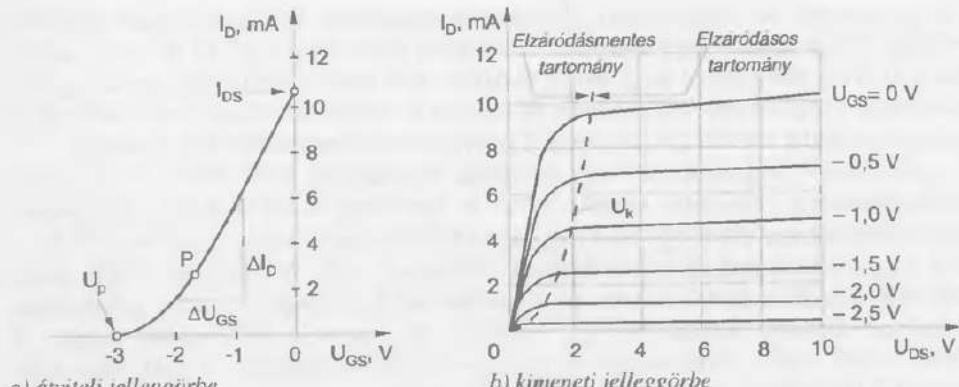
#### Jelleggörbék

A 2.31. ábra a karakteristikák felvételére alkalmas áramkört mutatja. Mivel a JFET bemeneti vezérlőárama gyakorlatilag nullának tekinthető, nem határozható meg bemeneti jelleggörbe. Az 2.32. ábra kisjelű záróréteges FET jellemző karakteristikáit mutatja. Az átviteli jelleggörbe esetén (2.32.a. ábra) a gate-source feszültségtartomány negatív.



2.31. ábra. A JFET mérőkapcsolása a karakteristikák felvételére

Az a gate-source feszültséget, amelynél az  $I_D$  draináram nulla,  $U_p$  elzáródási feszültségenek nevezik (pinch-off voltage). Az  $I_{DS}$  az a draináram, amely  $U_{GS} = 0$  feszültségnél folyik. Ez a záróréteges térvízelésű tranzisztoronál elérhető maximális értéknak tekinthető, mivel pozitív gate-source feszültséget használva erőteljesen megnö a gate-áram.

2.32. ábra. Az  $N$  csatornás záróréteges FET jelleggörbék

A kimeneti jelleggörbék megfelelő  $I_D$  és  $U_{DS}$  paraméterek összefüggését, a 2.32.b. ábra szemlélteti. A kimeneti jelleggörbék, egyenként egy adott  $U_{GS}$  gate-source feszültség mellett érvényesek. Megfigyelhető, hogy az  $U_{DS}$  drain-source feszültség növekedésével nő az  $I_D$  draináram és természetesen a drain elektróda közelében egyre jobban csökken a csatorna keresztmetszete (2.29. ábra). Az  $U_{DS} = U_k$  (könyökkeszültség) feszültségréteknél, a csatorna keresztmetszete a drain közelében eléri minimumát és ennek következtében a feszültség további növelése nem befolyásolja számottevően  $I_D$  értékét, amely elér egy telítési értéket. A legnagyobb  $I_D$  érték a fizikai működésnek megfelelően az  $U_{GS} = 0$  feszültséghöz tartozik. A kimeneti karakteristikákat két tartományra oszthatjuk:

- **elzáródásmentes tartomány** ( $U_{DS} \leq U_k$ ): Kis értékű  $U_{DS}$  feszültségnél  $I_D$  közelítően egyenesen arányos az  $U_{DS}$  feszültséggel.
- **elzáródásos tartomány** ( $U_{DS} > U_k$ ): Itt a tranzisztor drainárama csak az  $U_{GS}$  gate-source feszültség függvénye.

### Jellemző adatok

Egy  $P$  munkapontra vonatkoztatva (2.32. ábra) a JFET **meredekségét** ( $S$ ), az átviteli jelleggörbe meredekségével definiáljuk:

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \Big|_{U_{DS} = \text{állandó}} \quad (\text{tipikus értéke } S \approx 3 \div 10 \frac{\text{mA}}{\text{V}});$$

ahol  $\Delta I_D$  a draináram változása és  $\Delta U_{GS}$  a gate-feszültség változása.

A drain-áramot kizárolag az  $U_{GS}$  feszültség határozza meg,  $U_{DS}$ -től csak kismértékben függ. Az  $I_D$  áram,  $U_{DS}$ -től való függését a **differenciális kimeneti ellenállás** ( $r_{DS}$ ) határozza meg:

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \Big|_{U_{GS} = \text{állandó}} \quad (\text{tipikus értéke } r_{DS} \approx 80 \div 100 \text{ k}\Omega).$$

A bemeneti ellenállás ( $r_{GS}$ ) nagyon nagy és közelítően állandó értéket képvisel:

$$r_{GS} \approx 10^{10} \div 10^{14} \Omega$$

Az  $U_p$  elzáródási feszültség az a gate-feszültség, amelynél a draináram nulla; jellemző értéke:

$$U_p = -1,5 \div -4,5 \text{ V} \quad (N \text{ csatornás JFET esetén}).$$

A záróirányú áramok (amelyeket a kisebbségi töltéshordozók hozzák létre) a JFET-ek esetén csekély értéket képviselnek:

$I_{G0}$  – gate-záróáram; tipikus értéke  $I_{G0} \approx 5 \text{ nA}$ ;

$I_{D0}$  – drain-záróáram; tipikus értéke  $I_{D0} \approx 20 \text{ nA}$ .

### Határértékek

A záróréteges tervezérlésű tranzisztorok határértékei nagyon hasonlítanak a bipoláris tranzisztorok határadataihoz. Tüllépésük a tranzisztor tönkremeneteléhez vezet.

A JFET legfontosabb határértékei, a következők:

$U_{DS\ max}$	– maximális drain-source feszültség; tipikus értéke:	$U_{DS\ max} \approx 30 \text{ V}$ ,
$U_{GS\ max}$	– maximális gate-source feszültség; tipikus értéke:	$U_{GS\ max} \approx -20 \text{ V}$ ,
$I_{D\ max}$	– maximális draináram; tipikus értéke:	$I_{D\ max} \approx 25 \text{ mA}$ ,
$P_{tot\ max}$	– maximális veszeségi teljesítmény; tipikus értéke:	$P_{tot\ max} \approx 300 \text{ mW}$ ,
$T_{j\ max}$	– maximális záróréteg-hőmérséklet; tipikus értéke:	$T_{j\ max} \approx 130 \text{ }^{\circ}\text{C}$ .

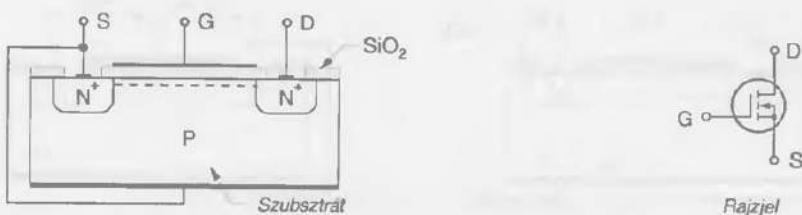
A megadott tipikus értékek, kisjelű  $N$  csatornás JFET-ekre érvényesek. A veszeségi teljesítmény a JFET esetén, – mivel  $I_G \approx 0$  – az  $I_D$  draináram és az  $U_{DS}$  drain-source feszültség szorzata:  $P_{tot} = U_{DS} \cdot I_D$ .

### MOSFET tranzisztorok

A MOS típusú tervezérlésű tranzisztorok elnevezése felépítésükkel függ össze: - a MOS = Metal-Oxid-Semiconductor jelentése, fém-oxid-félvezető. A MOSFET tranzisztorok lehetnek felépítésükktől függően *növekményes* (önzáró) és *kiürítéses* (önvezető) típusuk. Mindegyik változat előállítható  $N$ - és  $P$  csatornás kivitelben.

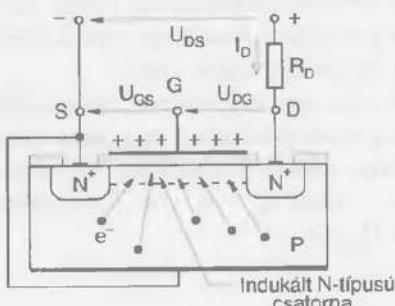
#### Növekményes (önzáró) típusú MOSFET

A 2.33. ábra egy  $N$  csatornás, növekményes változat felépítését szemlélteti, a szabványos rajzjelvel együtt. A tranzisztor aktív része egy  $P$ -típusú, gyengén szennyezett Si alapkristályból áll, amelyet *szubsztrátnak* neveznek. Az alapkristályban két erősen szennyezett  $N$ -típusú vezető szigetet alakítanak ki, amelyek csatlakozással ellátva a tranzisztor  $S$  source- és  $D$  drain-elektródáját alkotják. A kristály külső felületén termikus oxidációval nagyon jó szigetelő tulajdonsággal rendelkező szilicium-dioxid ( $\text{SiO}_2$ ) fedőréteget növesztenek, amelyen az  $S$  és  $D$  csatlakozások számára ablakot hagynak. A  $\text{SiO}_2$  szigetelőrétegre vékony fémréteget visznak fel, pl. párolgatással; ez lesz a gate-vezérlőelektróda, amely ily módon elszigetelődik a kristáltól. A szubsztrát kivezetését általában a tokon belül összekötik az  $S$  source-elektródával, vagy külön kivezetésként a tokon kívülre vezetik.



2.33. ábra. Az  $N$  csatornás, növekményes MOSFET elvi felépítése és rajzjele

Ha a gate-elektróda szabadon van, bármilyen polaritású feszültséget kapcsolunk a drain és a source közé a tranzisztor zárva marad, azaz nem fog áram folyni a két kivezetés között. A gate-elektródára pozitív feszültséget kapcsolva a source-hoz képest a szubsztrátban elektromos tér keletkezik (2.34. ábra). A külső elektromos tér hatására a szubsztrátban található kisebbségi töltéshordozó elektronok közvetlenül a  $\text{SiO}_2$  szigetelőréteghez vándorolnak és az S és D elektróda között egy N-típusú vezetőcsatornát alkotnak. Az  $I_D$  draináram ilyen feltételek mellett megindul. A csatorna vezetőképessége az  $U_{GS}$  gate-source feszültséggel szabályozható. Minél nagyobb  $U_{GS}$  értéke, a csatorna vezetőképessége annál nagyobb és következésképpen annál nagyobb  $I_D$  értéke is.



2.34. ábra. A vezetőcsatorna képződése N csatornás, növekményes típusú MOSFET esetén

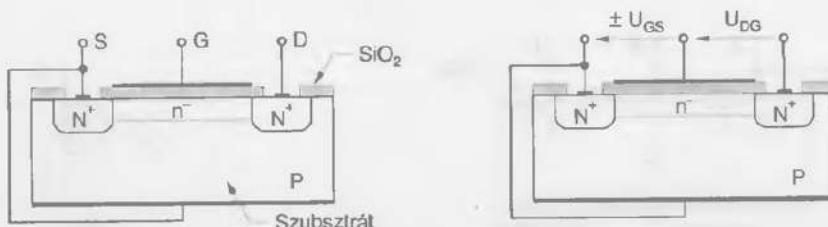
Mivel a vezérlést elektromos tér hozza létre, hasonlóan a JFET-hez vezérlőteljesítmény gyakorlatilag nem szükséges. Az  $I_D$  draináram az  $U_{GS}$  gate-source feszültséggel teljesítmény felvétele nélkül vezérelhető.

Az ismertetett MOSFET típusnak az a jellegzetessége, hogy  $U_{GS} = 0$  feszültségnél le van zárva, emiatt önzáró tranzisztorak is nevezik. A növekményes elnevezés arra a tulajdonságára utal, hogy a csatorna elektrondukálás ( $P$  csatornás változat esetén lyukak) révén keletkezik pozitív gate-feszültség jelenlétében.

### Kiürítéses (önvezető) típusú MOSFET

Ha az  $\text{SiO}_2$  szigetelőréteg alatti szubsztrátban gyenge N-típusú szennyezést valósítanak meg (N csatornás változat) akkor vezetőképes összeköttetés lép fel az S és D között anélkül, hogy a gate-elektródára feszültséget kapcsolnánk. Az ilyen felépítésű tranzisztort önzérető MOSFET-nek nevezik. Az N csatornás változat felépítése és feszültségviszonyai a 2.35. ábrán láthatók.

Az önzérető MOSFET esetén  $I_D \neq 0$ , ha  $U_{GS} = 0$ . Vezérlése mind pozitív, mind negatív gate-feszültséggel lehetséges.

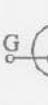
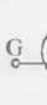
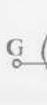
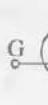


2.35. ábra. Az N csatornás, kiürítéses típusú MOSFET elvi felépítése és feszültségviszonyai

Ennek megfelelően két üzemmódban működhet:

- dúsításos üzemmód** ( $U_{GS} > 0$ ), amikor a pozitív gate-feszültség a csatorna elektronokkal való feldúsulásához és nagyobb vezetőképességehez vezet;
- kiürítéses üzemmód** ( $U_{GS} < 0$ ), amikor a negatív gate-feszültség a csatorna elektro-nokban való elszegényedéséhez és vezetőképességének csökkenéséhez vezet.

Mivel a kiürítéses üzemmódot gyakrabban alkalmazzák, ezért ezeket a tranzisztorokat **kiürítéses típusúnak** nevezik. Az eddigiek során tárgyalta MOSFET-ek N csatornás kivitelük voltak. Természetesen a működési elvek maradéktalanul érvényesek a P csatornás típusokra is, ha megfordítjuk az alkalmazott feszültségek polaritását. A 2.3. táblázat a tervezérlésű tranzisztorok felosztását, áramköri jelölésüket és alkalmazási területüket tartalmazza.

TÉRVEZÉRLÉSŰ TRANZISZTOROK TÍPUSAI					
Záróréteges FET (JFET)		MOSFET			
Kiürítés		Kiürítés típusú		Növekményes típusú	
N csatornás	P csatornás	N csatornás	P csatornás	N csatornás	P csatornás
					
Diszkrét kisfrekvenciás erősítők; Analóg integráló áramkörök	Diszkrét kisfrekvenciás erősítők; Analóg integráló áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integráló áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integráló áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integráló áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integráló áramkörök

2.3. táblázat. FET-ek felosztása, áramköri jelölései és alkalmazása

### Jelleggörbék, adatok, határértékek

#### Jelleggörbék

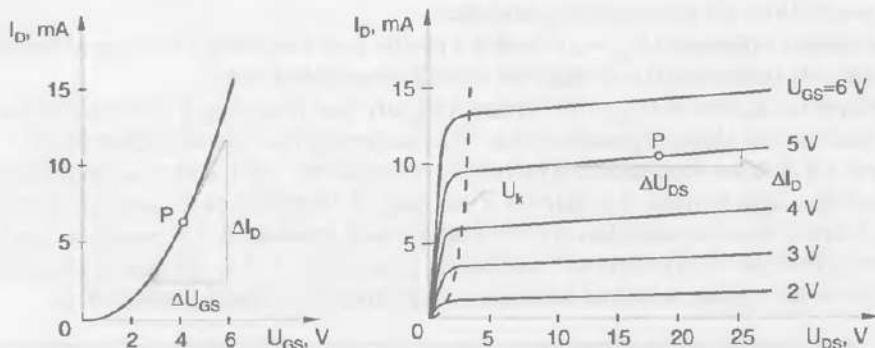
A MOSFET eszközök jellemzésére kétféle jelleggörbét használnak:

- kimeneti jelleggörbék**; az  $I_D$  és  $U_{DS}$  értékei közötti kapcsolatot adja meg.
- vezérlő jelleggörbék**; az  $I_D$  értékeinek az  $U_{GS}$  feszültségtől való függését ábrázolják.

Az N és P csatornás MOSFET-ek jelleggörbéi megegyeznek, csupán a feszültség és áram előjelét kell megváltoztatni. A 2.36. ábra kisjelű N csatornás növekményes MOSFET jelleggörbét ábrázolja. A karakterisztikák hasonlóak a bipoláris tranzisztorok karakterisztikához, a *drain* a *kollektornak*, a *source* az *emitternek*, a *gate* pedig a *bázisnak* felel meg.

Az  $I_D$  áram csak akkor jelenik meg, ha az  $U_{GS}$  feszültség túllép egy határértéket (kb. 1÷2 V), amely ahhoz szükséges, hogy az elektron dúsulás nagysága a csatornában megfelelő értéket érjen el és kialakuljon a vezető hid.

Az  $U_{DS}$  feszültség növelésével az  $I_D$  draináram egy telítési értéket ér el. Ez a jelenség a gate és a drain közelében lévő csatorna potenciálkülönbségének csökkenésével magyarázható, amely a csatorna elektronokban való szegényedéséhez vezet. Az elektronok számának csökkenése a drain közelében lévő csatorna elvékonyodásához vezet, mint a JFET-ek esetében. Ez a jelenség az  $I_D$  áram,  $I_{DS}$  értékre való telítődését eredményezi.



### Jellemző adatok

Az átviteli jelleggörbe *S* meredeksége egy *P* munkapontban a MOSFET vezérlési tulajdonságait jellemzi:

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \Bigg|_{U_{DS} = \text{állandó}} \quad (\text{jellemző érték: } S \approx 5 \div 12 \frac{\text{mA}}{\text{V}}).$$

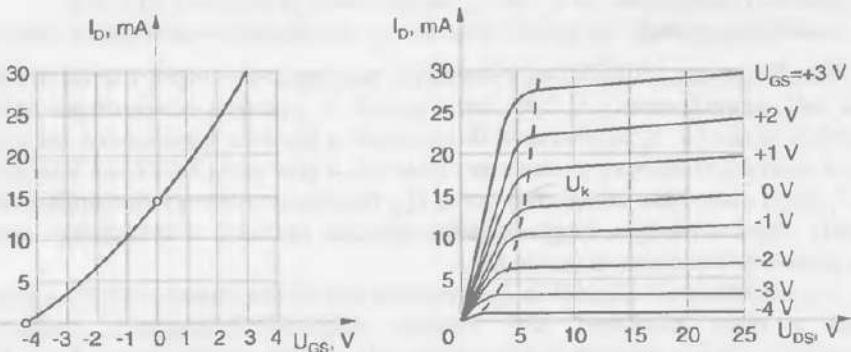
Itt  $\Delta I_D$  a draináram változása és  $\Delta U_{GS}$  a gate-feszültség változása, ha  $U_{DS}$  állandó.

A kimeneti jelleggörbe meredeksége egy  $P$  munkapontban az ebben a pontban érvényes,  $r_{PS}$  differenciális kimeneti ellenállási adja meg:

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \Bigg|_{U_{DS} = \text{állandó}} \quad (\text{jellemző érték: } r_{DS} \approx 10 \div 50 \text{ k}\Omega);$$

ahol  $\Delta U_{DS}$  a drain-feszültség változása és  $\Delta I_D$  a draináram változása, ha  $U_{GS}$  állandó.

Az  $N$  csatornás kiürítéses MOSFET karakterisztikái a 2.37. ábrán láthatók. Felépítésének megfelelően  $U_{GS} = 0$  V feszültségen egy bizonyos értékű  $I_D$  draináram folyik. Ha  $U_{GS} > 0$ , akkor a csatorna vezetőképessége és a draináram nő. A kimeneti jelleggörbék *magasabban* helyezkednek el. Ha  $U_{GS} < 0$ , akkor a csatorna vezetőképessége és a draináram csökken. A kimeneti jelleggörbék *alacsonyabban* helyezkednek el.



a) átviteli jelleggörbe b) kimeneti jelleggörbe  
 2.37. ábra. Az  $N$  csatornás kiürítéses MOSFET jelleggörbjei

A MOS tranzisztorok  $r_{GS}$  bemeneti ellenállása sokkal nagyobb mint a bipoláris tranzisztoroké, elérheti a  $10^{13} \div 10^{15} \Omega$  értéket is; tipikus értéke  $r_{GS} \approx 10^{14} \Omega$ .

A MOSFET eszközök egyik hátránya, hogy a gate és a szubsztrát között fellépő, ún.  $C_{GS}$  bemeneti kapacitás már viszonylag kis feszültségeken – 50 V körül értéken – átüt és a tranzisztor maradandóan károsodik. A bemeneti kapacitás jellemző értéke:

$$C_{GS} \approx 2 \div 5 \text{ pF}$$

A nagyon nagy bemeneti ellenállás miatt a tranzisztor átütését okozó feszültség igen könnyen felléphet. Nagyon veszélyes a *statikus töltés*, ami a tranzisztor már érintéskor is átütthető. Ennek elkerülése céljából a MOSFET-eket rövidrezárt csatlakozásokkal szállítják és tárolják. Áramkörökbe való beépítésükkor földelik a munkaaszalt, a készüléket és a forrasztópákat. A MOSFET-ek védelme céljából a gate és a szubsztrát közé egyes esetekben Zener-diódát építenek be, ami természetesen negatívan befolyásolja az eredő bemeneti ellenállás értékét.

A MOSFET-ek gate-árama gyakorlatilag nullának tekinthető, mégis értéke adott  $U_{GS}$  és  $U_{DS}$  feszültségeken és adott hőmérsékleten jellemzi a tranzisztor minőségét. Ezt az  $I_{GS}$  szivárgási gate-áram fejezi ki, amelynek jellemző értéke pA nagyságrendű.

$$I_{GS} \approx 0.1 \div 10 \text{ pA}$$

A MOSFET lezárt állapotában is folyik egy nagyon kis értékű draináram, amelynek értéke a tranzisztor zárási jóságát jellemzi. Ez az áram az  $I_{D_{off}}$  zárási draináram, melynek tipikus értékei különböző hőmérsékleten:

$$I_{D_{off}} \approx 10 \div 500 \text{ pA}; T_j = 25^\circ\text{C} \text{ zároréteg-hőmérsékleten,}$$

$$I_{D_{off}} \approx 10 \div 100 \text{ pA}; T_j = 125^\circ\text{C} \text{ zároréteg-hőmérsékleten.}$$

A különböző gyártók adatlapjain meg szokták adni a MOSFET-ek drain-source eltektródai között fellépő egyenáramú ellenállásuit, vezetési és zárási állapotban adott mérési feltételek mellett.

$$\begin{array}{ll} R_{DS_{on}} & - \text{vezetési irányú ellenállás; tipikus értéke: } R_{DS_{on}} \approx 200 \Omega; \\ R_{DS_{off}} & - \text{záróirányú ellenállás; tipikus értéke: } R_{DS_{off}} \approx 10^{10} \Omega. \end{array}$$

### Határértékek

A határadatok túllépése a MOSFET-ek maradandó károsodásához vezet. A legfontosabb határértékek a következők:

$$U_{DS_{max}} - \text{maximális drain-source feszültség; tipikus értéke: } U_{DS_{max}} = 40 \text{ V,}$$

$$U_{GS_{max}} - \text{maximális gate-source feszültség; tipikus értéke: } U_{GS_{max}} = \pm 10 \text{ V,}$$

$$I_{D_{max}} - \text{maximális drain-áram; tipikus értéke: } I_{D_{max}} \approx 50 \text{ mA,}$$

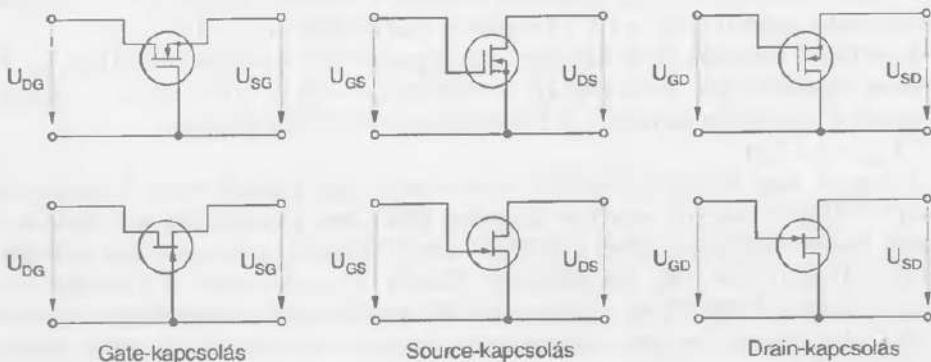
$$P_{tot_{max}} - \text{maximális veszeségi teljesítmény; jellemző értéke: } P_{tot_{max}} \approx 300 \text{ mW,}$$

$$T_{j_{max}} - \text{maximális zároréteg-hőmérséklet; jellemző értéke: } T_{j_{max}} \approx 150^\circ\text{C.}$$

A megadott jellemző értékek kiürítéses,  $N$  csatornás MOSFET esetén érvényesek. A MOSFET veszeségi teljesítménye a JFET-tel azonos módon számítható:  $P_{tot} = U_{DS} \cdot I_D$ .

### A tervezérlésű tranzisztorok alapkapcsolásai

A tervezérlésű tranzisztorokat leggyakrabban erősítőkben, kapcsolófokozatokban és oszcillátorokban alkalmazzák. A kisjelű típusok nagy bemeneti ellenállása, csekély saját zaja és magas határfrekvenciája nagyon kis szintű jelek erősítését teszi lehetővé széles frekvenciatartományban. A teljesítmény MOSFET-ek kapcsolási ideje egy nagyságrenddel kisebb, az azonos teljesítményű bipoláris tranzisztoroknál és a szükséges vezérlőteljesítmény minimális értéket képvisel.



2.38. ábra. A FET-ek alapkapsolásai

A bipoláris tranzisztoros kapsolásokhoz hasonlóan a tévezérlésű tranzisztoros áramkörökönél is háromféle erősítő-alapkapsolás lehetséges (2.38. ábra):

- *source-kapsolás, vagy földelt source-ú kapsolás*; a bipoláris tranzisztor emitterkapsolásának felel meg,
- *gate-kapsolás, vagy földelt gate-ú kapsolás*; a bipoláris tranzisztor báziskapsolásának felel meg,
- *drain-kapsolás, vagy földelt drainű kapsolás*; a bipoláris tranzisztorok kollekktorkapsolásának felel meg.

A gate-kapsolást ritkán használják (általában csak magas frekvencián), mivel a nagyon nagy gate-csatorna ellenállás a gyakorlatban nem használható fel előnyesen.

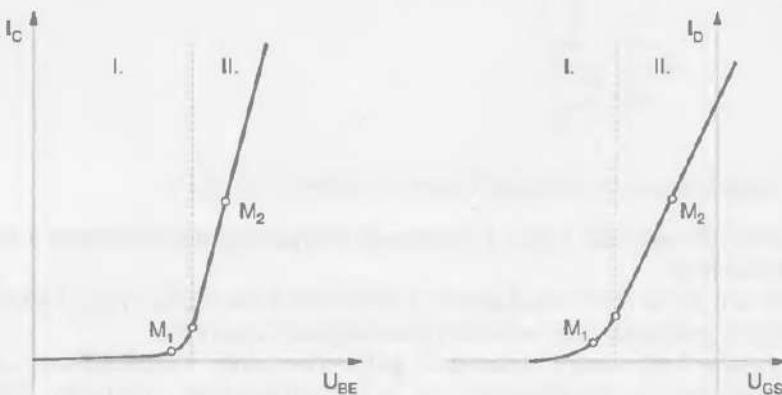
### Összefoglaló kérdések:

1. Miért nevezik a tévezérlésű tranzisztorokat unipoláris tranzisztoroknak?
2. Mi az oka a tévezérlésű tranzisztorok elhanyagolható értékű vezérlőteljesítményigényének?
3. Milyen elektródái vannak a tévezérlésű tranzisztoroknak?
4. Mik a különbségek a növekményes és az elzáródásos FET típusok között?
5. Miért építhetők egyszerűbb áramkörök a növekményes típusú tévezérlésű tranzisztorokkal?
6. Mit nevezünk elzáródási feszültségnek?
7. Milyen tartományai vannak egy FET karakteristikájának és melyek a jellemzői?
8. Milyen nagyságrendű a bemeneti ellenállás MOSFET-ek esetén?
9. Hogyan védekeznek a statikus töltések káros hatása ellen FET-ek esetében?
10. Milyen alapkapsolásokat különböztetünk meg tévezérlésű tranzisztorok esetén?

### 2.2.3. Tranzisztorok munkapont-beállítása

#### Tranzisztorok lineáris és nemlineáris működése

Az előbbi fejezetekben a tranzisztor felépítését, elektromos tulajdonságait, különböző alapkápcsolásokban érvényes jelleggörbét tanulmányoztuk. A tranzisztor mindezenekben túlmenően alkalmazásai szempontjából is meg kell vizsgálnunk. Áramkörökben való alkalmazása során a tranzisztor kápcsolónak, vagy leggyakrabban erősítő elemként kerül felhasználásra. A helyes működés érdekében mindenekelőtt egyenáramú üzemi körülményeit, feltételeit, vagyis lényegében a **munkapontját** kell megfelelően megválasztani. A 2.39. ábra egy bipoláris és egy tévezérlésű tranzisztor transzfer karakteristikáját szemlélteti.



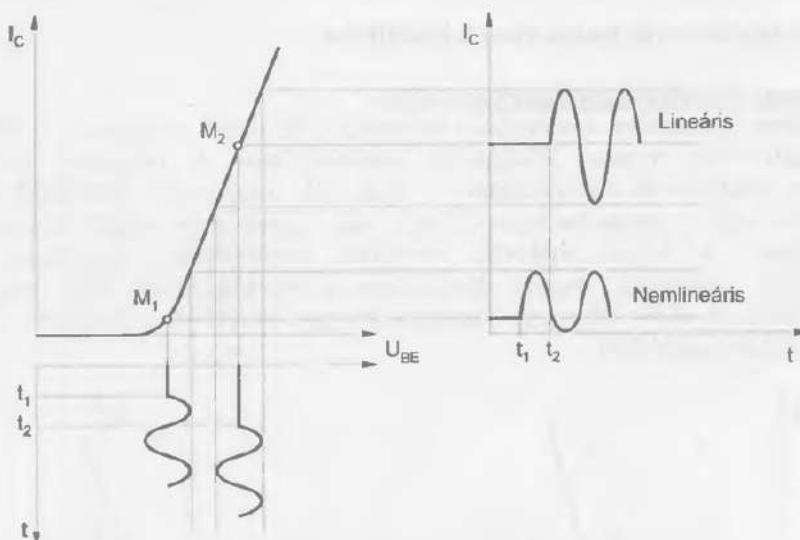
a) bipoláris tranzisztor  $I_C = f(U_{BE})$  jelleggörbéje      b) JFET  $I_D = f(U_{GS})$  jelleggörbéje  
2.39. ábra. Tranzisztorok transzfer karakteristikája

Mindkét átviteli jelleggörbén megkülönböztethetünk egy **nemlineáris** (I.) és egy **lineáris** (II.) tartományt. Attól függően, hogy a tranzisztor munkapontját melyik szakaszon helyezzük el, működése kétféle lehet:

- **lineáris működés:** a tranzisztoron folyó áram egyenesen arányos a vezérlőjel megváltozárával.
- **nemlineáris működés:** a tranzisztoron folyó áram nem egyenesen arányos a vezérlőjel időbeni lefolyásával.

Mivel az  $M_2$  munkapont környezete lineárisnak tekinthető, a munkapontot itt megválasztva – bizonyos vezérlési határok között – a tranzisztor lineáris elemként viselkedik. A tranzisztor lineáris működését használják fel villamos jelek alakhű erősítésére. Az  $M_1$  munkapont megválasztása nemlineáris működést eredményez. A nemlineáris működés kapcsolási feladatok megoldására használható eredményesen.

A 2.40. ábra egy bipoláris tranzisztor **lineáris** és **nemlineáris** működését szemlélteti ugyanolyan amplitúdójú szinuszos vezérlőjel esetén. A valóságban a tranzisztorok karakteristikái **nem biztosítanak tökéletesen lineáris működést**, ezért **nemlineáris torzítások** lépnek fel. Megfigyelhető, hogy vezérlés hatására a munkapont mozog a karakteristikán. A tranzisztor elektronikus kápcsolónak való működése során megfelelő bázis-emitter feszültség megválasztásával a teljes vezetés (**bekapcsolt állapot**) és a megszakítás állapotába (**kikapcsolt állapot**) kápcsolható át. A munkapont ebben az esetben két helyzetet foglal el, egyet a zárási tartományban és egyet a nyitótartományban.



2.40. ábra. Bipoláris tranzisztor működése lineáris- és nemlineáris elemként

Erősítőként való működés esetén a munkapont helyzetének megválasztását a következő szempontok döntik el:

1. A bemeneti jelnek nem szabad annyira kivezérelnie a tranzisztort, hogy a munkapont a *nemlineáris szakaszra*, vagy működési *határhelyzetekbe* kerüljön.
2. Figyelembe kell venni a tranzisztor jellemzőire előírt *határértékeket*, vagyis az áramerősségekre, a feszültségekre és a teljesítményekre vonatkozó legnagyobb megengedhető értékeket.
3. A változó üzemi viszonyokra tekintettel ügyelni kell arra, hogy a tranzisztor *stabilan* működjék.
4. A munkapontot úgy kell megválasztani, hogy a tranzisztor *zaja* a megengedett határokon belül maradjon.

#### Tranzisztorok sztatikus és dinamikus üzemmódja

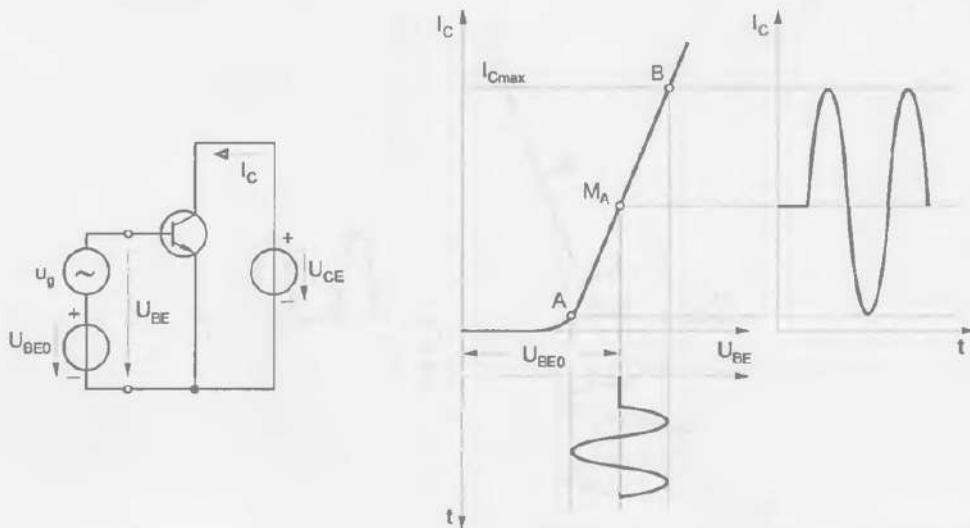
A tranzisztor *sztatikusan* működik, ha vezérlés hatására csak kimeneti árama változik, a kimeneti feszültég nem (ez *rövidzárral lezárt kimenet* esetén lehetséges).

*Dinamikusan* működik egy tranzisztor, ha vezérlés hatására a kimeneti feszültség változik (ilyenkor a kimeneti körbe ellenállás csatlakozik).

#### **A tranzisztor vezérlése sztatikus üzemmódban**

A munkapont beállításához meghatározott egyenfeszültségeket kell vezetni a tranzisztor kimeneti és bemeneti kapcsaira. Az említett kapcsokkal sorbakapcsolt ellenállások szabják meg a bemeneti és a kimeneti körben folyó egyenáram nagyságát. Ily módon beállítjuk a tranzisztor jelleggörbéi alapján megválasztott munkapontot.

A munkapont nagymértékben függ a bemeneti és kimeneti áramkörre előírt jelek váltakozó feszültségének és áramának nagyságától. Ha el akarjuk kerülni a nagy amplitúdójú váltakozó áramú jelek torzulását, a munkapontot a *jelleggörbe egyenes szakaszának közepére kell helyezni*. Ilyenkor képes a tranzisztor a legnagyobb bemenőjelet lineárisan feldolgozni. Ez a beállítás biztosítja a legnagyobb kimenőjelet, tehát a legnagyobb *kivezérelhetőséget* is.



a) elvi kapcsolás

2.41. ábra. Bipoláris tranzisztor vezérlése sztatikus üzemmódban

A 2.41. ábra, bipoláris tranzisztor sztatikus üzemmódban való vezérlését mutatja, amikor a munkapont a lineáris tartomány közepén van. Annak függvényében, hogy a tranzisztor munkapontja vezérlés nélküli állapotban a karakterisztika melyik szakaszán helyezkedik el, a következő beállításokat különböztetjük meg (2.42. ábra):

**A osztályú beállítás:** – a munkapont a karakterisztika lineáris szakaszán van elhelyezve ( $M_A$ ) és vezérlés alatt a lineáris szakaszon mozog. A tranzisztor működése lineárisnak tekinthető. A 2.41. ábrán szemléltetett munkapont az A osztályú beállításnak felel meg.

**B osztályú beállítás:** – a munkapont ( $M_B$ ) a jelleggörbe zárási pontjában van. A tranzisztor működése csak az egyik félperiódusban tekinthető lineárisnak.

**AB osztályú beállítás:** – a munkapont ( $M_{AB}$ ) az A- és B osztályú beállításnak megfelelő két munkapont között helyezkedik el. A tranzisztoron a fél periódusidőnél hosszabb ideig folyik áram vezérlés esetén.

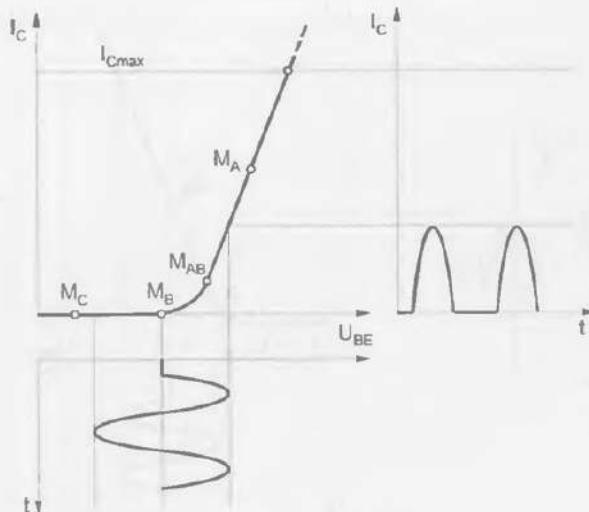
**C osztályú beállítás:** – a munkapont ( $M_C$ ) a jelleggörbe zárási szakaszán helyezkedik el. A tranzisztoron a fél periódusidőnél rövidebb ideig folyik áram vezérlés esetén.

Kisteljesítményű erősítő kapcsolások esetén általában A osztályú munkapont-beállítást alkalmazunk. Nagyobb teljesítmények esetén az A osztályú beállítás hátránya az igen nagy villamos energia felhasználás, mivel az eszközön vezérlés nélkül is jelentős értékű áram folyik.

#### A tranzisztor vezérlése dinamikus üzemmódban

Ha egy tranzisztor kimeneti körébe ellenállást iktatunk, a kimeneti feszültség a vezérlés ütemében változik. A 2.43.a. ábra egy bipoláris tranzisztor elvi kapcsolását szemlélteti dinamikus üzemmódban. Az egyenáramú  $U_{BEO}$ ,  $I_{BO}$ ,  $U_{CEO}$ ,  $I_{CO}$  komponensekre szuperponálódnak a vezérlő jel hatására kialakuló váltakozó áramok és feszültségek. A kimeneti áramkörben Kirchhoff huroktörvénye szerint:

$$U_T = I_C \cdot R_C + U_{CE}$$



2.42. ábra. A tranzisztor munkapont-beállítása

Az előbbi összefüggést átrendezve:

$$I_C = \frac{U_T}{R_C} - \frac{U_{CE}}{R_C}.$$

Az  $I_C$  áram és  $U_{CE}$  feszültség között lineáris az összefüggés, tehát grafikus képe egy egyenes (2.43.b. ábra). Ezt az egyenest a tranzisztor **munkaegyenesének** nevezzük. A grafikus ábrázolás érdekében, gyakorlatilag a tengelyekkel való metszéspontokat kell meghatározni:

- metszéspont a feszültségtengellyel:

$$I_C = 0, \Rightarrow U_{CE} = U_T$$

- metszéspont az áramtengellyel:

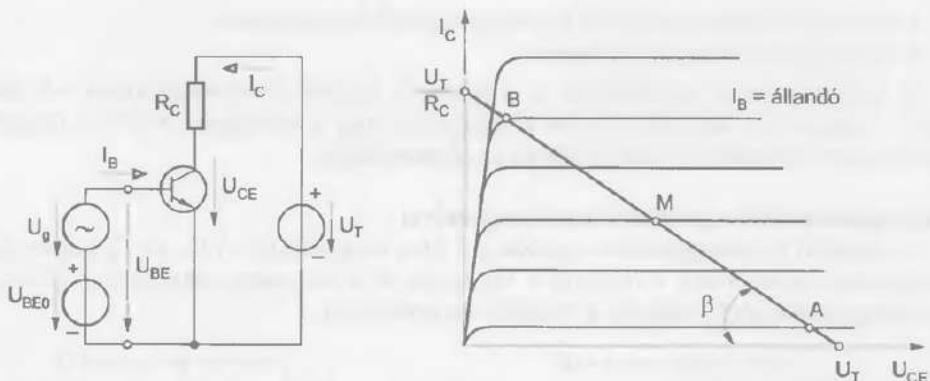
$$U_{CE} = 0, \Rightarrow I_C = \frac{U_T}{R_C}$$

A munkaegyenes  $\tan\beta$  meredeksége fordítottan arányos a kimeneti kör  $R_C$  ellenállásával:

$$\tan\beta = \frac{1}{R_C}$$

Az  $R_C = 0$  eset a sztatikus üzemmódnak felel meg; ilyenkor a munkaegyenes párhuzamos az áramtengellyel. A munkaegyenes metszi a tranzisztor kimeneti karakterisztikáit. Az  $A$  és  $B$  pontok közötti szakasz az **aktiv tartomány**, vagy más néven **normál működési tartomány**.

Hasonló módon szerkeszthető meg a munkaegyenes, térvízérlésű tranzisztorok esetén is. A munkaegyenes megszerkesztésénél nem szabad megfeledkezni arról, hogy a meredekséget a kimeneti körben található összes ellenállás eredője határozza meg. Ugyanakkor a kimeneti áramkörben elhelyezkedő minden feszültségforrást is össze kell adni. Ezek a feszültségek határozzák meg a munkaegyenes és a vízszintes tengely metszéspontját.



a) elvi kapcsolás                          b) munkaegyenes  
2.43. ábra. Bipoláris tranzisztor dinamikus üzemmódja

### Kisjelű és nagyjelű üzemmód

A tranzisztorok erősítőként való felhasználása során nagyon fontos, hogy a vezérlés hatására az eszközön fellépő váltakozó feszültségek és áramok nagyságrendileg milyenek, az egyenfeszültség és egyenáram értékekhez viszonyítva. Ennek függvényében kétféle üzemmódot különböztetünk meg:

- 1. Kisjelű üzemmód:** • a fellépő váltakozó áramok és feszültségek sokkal kisebbek, mint az egyenfeszültség és egyenáram értékek. Ez gyakorlatban azt jelenti, hogy legalább egy nagyságrenddel ( $10^3$ ) kisebbek.
- 2. Nagyjelű üzemmód:** • a fellépő váltakozó- és egyen mennyiségek értékei azonos nagyságrendben vannak.

A kisjelű üzemmód feltételei lehetővé teszik, hogy a tranzisztor bemeneti és kimeneti villamos paramétereit lineáris összefüggések kössék össze. Ez lehetővé teszi a paraméterek meghatározását számítással. Nagyjelű üzemmód esetén a tranzisztor a vezérlés során a nemlineáris tartományban is üzemel. Ezért a fellépő áramok és feszültségek csak szerkesztéssel határozhatók meg.

### Erősítőfokozatok munkapont-beállítása

A helyes üzemi viszonyok beállításához meghatározott egyenfeszültségeket kell vezetni a tranzisztor bemeneti és kimeneti kapcsaira. Az említett kapcsokkal sorbakapcsolt ellenállások határozzák meg a bemeneti és a kimeneti körben folyó egyenáram nagyságát. Ily módon beállíthatjuk a tranzisztor jelleggyorbéri alapján megválasztott munkapontot.

### Bipoláris tranzisztorok munkapont-beállítása

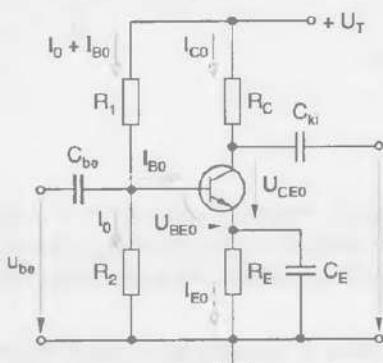
A munkapont beállításához a 2.43. ábrán látható módon a jelgenerátorral sorbakapcsolunk egy egyenfeszültség-forrást, amely a kívánt  $U_{BE0}$  feszültségértéket beállítja. A kimeneti kör polarizálását az  $U_T$  feszültségű tápegység biztosítja. Gyakorlati szempontból ennél a megoldásnál nehézséget okoz a földfüggetlen feszültséggenerátor szükségessége. Lehetőség van a szükséges egyenfeszültségek előállítására egy telepes megoldás esetén úgy, hogy az  $U_T$  tápfeszültségből állítjuk elő a bázisfeszültséget is. Ennek a megoldásnak két változata van:

- munkapont-beállítás bázisköri feszültségesztővel (bázisosztóval);
- munkapont-beállítás bázisárammal.

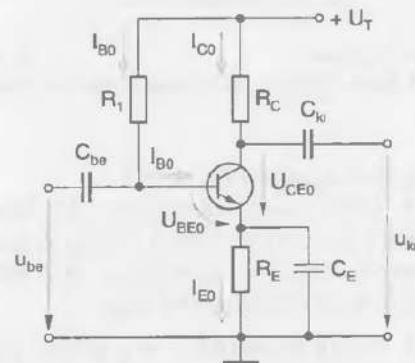
A továbbiakban a megoldásokat a legtöbbször használt emitterkapesolású fokozatok esetén mutatjuk be. Szükséges viszont megjegyezni, hogy a munkapont-beállítása független a tranzisztor felhasználási területétől és az alapkapsolásától.

### Munkapont-beállítás bázisköri feszültségesztővel

A bázisköri feszültségesztő megoldást a 2.44.a. ábra mutatja. A  $C_{be}$  és  $C_{ki}$  kondenzátor egyenáramú szempontból leválasztja a kimenetet és a bemenetet, ugyanakkor váltakozó feszültség-csatolóként viselkedik a működési tartományban.



a) bázisköri feszültségesztővel



b) bázisárammal

2.44. ábra. Bipoláris tranzisztor munkapontjának beállítása

A bemeneti feszültségesztő méretezésénél alapvető szempont, hogy a rajta átfolyó  $I_0$  áram sokkal nagyobb legyen, mint az  $I_{BO}$  munkaponti bázisáram.

$$I_{BO} \ll I_0, \quad \Leftrightarrow \quad I_0 \approx (5 \div 10) \cdot I_{BO}$$

A bázisosztó árama az előbbi összefüggést felhasználva:

$$I_0 \approx \frac{U_T}{R_1 + R_2}$$

Ebben az esetben a feszültségesztő terheletlennek tekinthető, vagyis állandó  $U_{BO}$  bázis-feszültséget szolgáltat, függetlenül a bázisáram változásaitól.

$$U_{BO} = I_0 \cdot R_2 \approx U_T \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (U_{BO} = U_{BEO} + I_{E0} \cdot R_E \approx U_{BEO} + I_{C0} \cdot R_E)$$

A kapcsolás *munkaellenállása*, azaz a kimeneti kör ellenállása:  $R_E + R_C$ . Ennek megfelelően a munkaegyes meredeksége:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{1}{R_E + R_C}$$

A munkaegyes metszéspontja az áramtengellyel:

$$I_{CM} = \frac{U_T}{R_E + R_C}$$

A bázisosztót alkotó ellenállások értékei, (ismerve a munkaponti adatokat) az ismertetett összefüggések segítségével meghatározhatók. Abban az esetben ha az  $U_{BE0}$  feszültséget nem adják meg, értéke:

- germániumtranzisztor esetén  $\approx 0,2 \div 0,3$  V;
- szilíciumtranzisztor esetén  $\approx 0,6 \div 0,7$  V.

Számítások esetén általában az  $I_C \approx I_E$  megközelítő összefüggés alkalmazható. Az áramkörben található  $R_E$  munkaelenállás a **munkapont-stabilizálást** segíti elő.

### Munkapont-beállítás bázisáranimal

A 2.44.b. ábra bázisáram táplálású munkapont-beállító kapcsolást mutat. A munkaponti kollektoráramból kiszámítható a szükséges bázisáram:

$$I_{B0} = \frac{I_C}{B}$$

Mivel a bázisáram csak az  $R_1$  ellenálláson folyik:

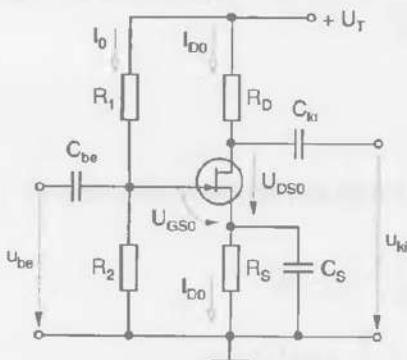
$$R_1 = \frac{U_T - (U_{BE0} + U_{E0})}{I_{B0}}$$

A kapcsolás hátránya, hogy a  $B$  egyenáramú áramerősítési tényező gyártási szórása nagyon nagy és tényleges értéke a munkaponti kollektoráramot jelentősen befolyásolja. Ugyanakkor nem biztosít olyan stabilitást mint az előző kapcsolás, mivel nem tartja olyan állandó szinten a bázisfeszültséget.

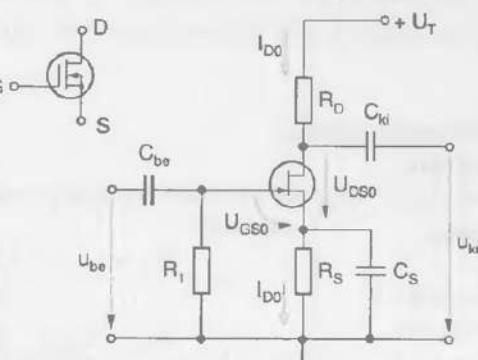
### Térvezérlésű tranzisztorok munkapont-beállítása

A térvezérlésű tranzisztorok túlnyomó része integrált áramkörök alkatelemeként kerül felhasználásra, ezek munkapont-beállítása biztosított. Az elektronikai ipar természetesen diszkrét formában is gyártja őket és előnyös tulajdonságaiak sok alkalmazásban érvényesülnek. A FET-ek kisjelű tartományban nagyfrekvenciás erősítők készítésére nagyon alkalmasak, nagy határfrekvenciájuk és kis kapacitásai miatt.

A térvezérlésű tranzisztorok egyenáramú polarizáló áramköreinek, biztosítaniuk kell egy meghatározott munkapont beállítását és stabilizálását változó hőmérsékleti viszonyok és a gyártás során kialakuló tranzisztor-paraméterek szórása esetén is.



a) feszültségesztős megoldás



b) source-ellenállásos megoldás

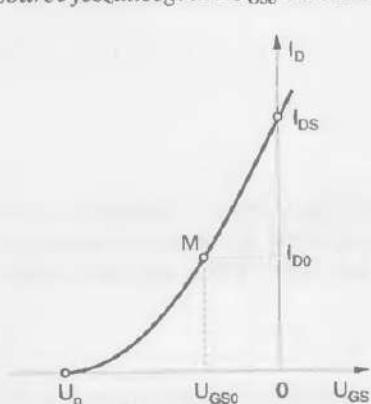
2.45. ábra. Önvezető FET-ek munkapont-beállítása

### Önvezető térvezérlésű tranzisztorok munkapont-beállítása

A 2.45. ábra JFET, vagy önvezető MOSFET munkapont-beállítására alkalmas kapcsolásokat mutat. Az kiürítéses térvezérlésű tranzisztorok egyik alapvető tulajdonsága, hogy nulla  $U_{GS}$  feszültség esetén is egy bizonyos csatornaáram folyik.

A 2.45.a. ábrán feszültségesztős megoldás állítja be a munkaponti gate-feszültséget. A 2.45.b. ábrán látható munkapont-beállítás esetén a gate-elektróda előfeszítését, csak az  $R_S$  ellenálláson eső feszültség biztosítja. A méretezések során figyelembe kell venni, hogy térvezérlésű tranzisztorok bemeneti árama nullának tekinthető. Az  $R_S$  ellenállás a munkapont termikus-stabilizálását biztosítja (a bipoláris tranzisztorokhoz hasonlóan).

Az áramkörök méretezése az  $I_{D0}$  munkaponti drain-áram megválasztával kezdődik. A transzfer karakterisztika segítségével (2.46. ábra) meghatározható a hozzá tartozó  $U_{GS0}$  gate-source feszültség. Az  $U_{GS0}$  számítására a következő egyenlet használható:



2.46. ábra. N csatornás JFET átviteli karakteristikája

$$U_{GS0} = U_p \cdot \left( 1 - \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{DS}}} \right)$$

Ebből meghatározható a source-ellenállás:

$$R_S = \frac{|U_{GS0}|}{I_{D0}} = \frac{|U_p|}{I_{D0}} \cdot \left( 1 - \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{DS}}} \right)$$

A torzításmentes működés érdekében a munkaponti drainfeszültség megválasztásának feltétele:

$$U_{DS0} > U_{GS0} - U_p$$

A drain-ellenállás meghatározható Kirchhoff huroktörvényét felírva a tápfeszültség vonalra:

$$U_T = U_{DS0} + I_{D0} \cdot (R_D + R_S),$$

$$R_D = \frac{U_T - U_{DS0}}{I_{D0}} - R_S.$$

A 2.45.a. ábra esetén a feszültségesztőt alkotó ellenállások, nagy értékűek:

$$R_1 = \frac{U_T - U_{GS0} - I_{D0} \cdot R_S}{I_0}, \quad R_2 = \frac{U_{GS0} + I_{D0} \cdot R_S}{I_0}, \quad \text{mivel } I_0 \text{ nagyon kicsi lehet.}$$

Az  $R_1$  és  $R_2$  értékeinek felső határát az szabja meg, hogy a gate-visszáram okozta feszültségesés sokkal kisebb kell legyen, mint az  $U_{GS0}$  értéke. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy maximális értékei  $M\Omega$  nagyságrendben lehetnek.

#### ☛ Számítási példák:

##### 1. Feladat:

Méretezze a 2.45.a. ábrán látható emitterkapcsolású erősítő munkapont-beállító elemeit!

**Adatok:**

- $U_T = 15 \text{ V}$
- $U_{BE0} = 0,7 \text{ V}$
- $I_{C0} = 5 \text{ mA}$
- $U_{CEO} = 7 \text{ V}$
- $U_{CO} = 9 \text{ V}$
- $B = 150$

**Megoldás:**

$$R_C = \frac{U_T - U_{CO}}{I_{C0}} = \frac{15 \text{ V} - 9 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = \frac{U_{CO} - U_{CEO}}{I_{C0}} = \frac{9 \text{ V} - 7 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 400 \Omega$$

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{B} = \frac{5\text{mA}}{150} = 33\text{ }\mu\text{A}, \Rightarrow I_0 \approx 10 \cdot I_{B0} = 0,3\text{ mA.}$$

$$U_{B0} = U_{C0} + U_{BE0} - U_{CEO} = 9\text{ V} + 0,7\text{ V} - 7\text{ V} = 2,7\text{ V}$$

$$R_2 = \frac{U_{B0}}{I_0} = \frac{U_{C0} + U_{BE0} - U_{CEO}}{I_0} = \frac{9\text{ V} + 0,7\text{ V} - 7\text{ V}}{0,3\text{ mA}} = 9\text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_T - U_{B0}}{I_0} = \frac{15\text{ V} - 2,7\text{ V}}{0,3\text{ mA}} = 41\text{ k}\Omega$$

## 2. Feladat:

Mértezze a 2.45.b. ábrán látható source-kapcsolású erősítő munkapont-beállító elemeit!

**Megoldás:**

**Adatok:**

$$U_T = 20\text{ V}$$

$$U_{DS0} = 10\text{ V}$$

$$I_{D0} = 2,5\text{ mA}$$

$$I_{DS} = 10\text{ mA}$$

$$U_p = -3\text{ V}$$

$$U_{GS0} = U_p \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{DS}}}\right) = -3\text{ V} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{2,5\text{ mA}}{10\text{ mA}}}\right) = -1,5\text{ V}$$

$$R_S = \frac{|U_{GS0}|}{I_{D0}} = \frac{1,5\text{ V}}{2,5\text{ mA}} = 0,6\text{ k}\Omega = 600\text{ }\Omega$$

$$U_T = U_{DS0} + I_{D0} \cdot (R_D + R_S), \Rightarrow$$

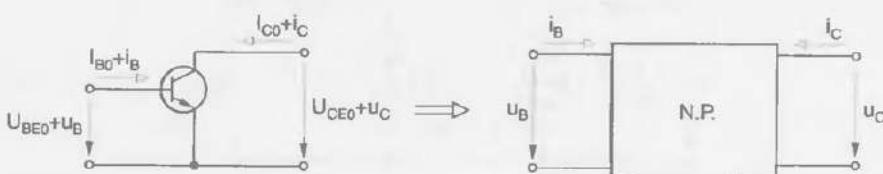
$$R_D = \frac{U_T - U_{DS0}}{I_{D0}} - R_S = \frac{20\text{ V} - 10\text{ V}}{2,5\text{ mA}} - 0,6\text{ k}\Omega = 3,4\text{ k}\Omega$$

Az  $R_I$  ellenállás nem játszik szerepet a munkapont beállításában. Maximális értéke  $M\Omega$  nagyságrendben van és meghatározza a kapcsolás bemeneti impedanciáját.

## Tranzisztorok helyettesítő képei

Lineáris erősítőkapcsolásokban a tranzisztor a normál aktív tartományban működik. Ennek biztosítására a munkapont-beállító hálózat segítségével be kell állítani az aktív tartományra jellemző egyenfeszültségeket és egyenáramokat. Az erősítendő jel ezekre a munkaponti adatokra szuperponálódik. Lineáris erősítőkapcsolásokban a hasznos jel csak akkora lehet, hogy hatására a munkaponti adatokhoz képest fellépő feszültség- és áramváltozások között a kapcsolat lineáris maradjon (*kisjelű működés*). Ilyen esetekben a tranzisztor – a munkaponti adatktól eltekintve – *aktív lineáris négpólusnak tekinthető*.

A 2.47. ábra emitterkapcsolású erősítő négpólusként való értelmezését szemlélteti. Kisfrekvencián szinuszos, vagy egyéb időben lassan változó jelekre a tranzisztor frekvenciafüggetlen, valós négpólusnak tekinthető. Jellemzésére számos helyettesítő kép használható.



2.47 ábra. A tranzisztor mint lineáris négpólus

Az elektronikai eszköz **helyettesítő képének** nevezünk egy olyan elektronikai számítási szempontból egyenértékű kapcsolást, amely elektromos szempontból ugyanúgy viselkedik mint a helyesített eszköz. Általános esetben a helyettesítő kép négy független paramétere jellemzi az eszközt. Ha a váltakozó mennyiségek amplitúdója kicsi, helyettesítjük őket egyenfeszültségek, illetőleg egyenáramok kis megváltozásával.

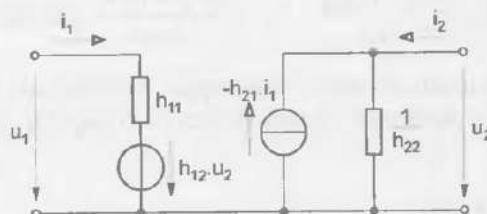
A helyettesítő kép bevezetésének a célja a számítások megkönnyítése, az eszköz működésének szemléletesebbé tétele. Egy négpólus **bármely paraméterrendszerrel** jellemezhető. A tranzisztorok paraméter-rendszerének kiválasztásakor méréstechnikai szempontok döntenek. Kisfrekvencián a bemeneten az üresjárás, a kimeneten a rövidzár valósítható meg legkönnyebben. Ehhez az úgynevezett **hibrid paraméterrendszer** tartozik. Magas frekvencián a rövidzárat méréstechnikai okokból könnyebb megvalósítani (mérőfrekvenciára hangolt rezgőkörök segítségével). Ezért ilyenkor az **admittancia-paramétereket** szokás megadni.

- A hibrid (*vegyes*) paraméteres egyenletrendszer:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = -h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

A paraméterek dimenzióját is figyelembe véve felrajzolható a bemeneti- és a kimeneti körre érvényes helyettesítő kép. A 2.48. ábra a hibrid paraméteres egyenlőtrendszernek megfelelő helyettesítő képet szemlélteti.



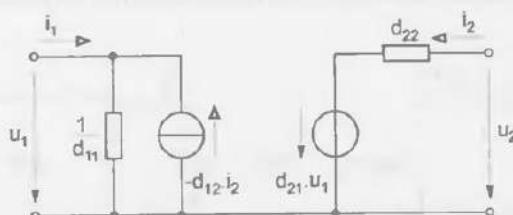
2.48. ábra. Kisjelű helyettesítő kép a *h* paraméterek segítségével

- Az inverz hibrid (*fordított vegyes*) paraméteres egyenletrendszer:

$$i_1 = d_{11} \cdot u_1 - d_{12} \cdot i_2$$

$$u_2 = d_{21} \cdot u_1 + d_{22} \cdot i_2$$

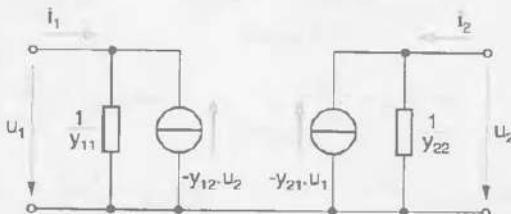
A 2.49. ábra az inverz hibrid paraméteres egyenlőtrendszernek megfelelő helyettesítő képet szemlélteti:



2.49. ábra. Kisjelű helyettesítő kép a *d* paraméterek segítségével

- Az admittancia paraméteres (*komplex vezetés*) egyenletrendszer:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} \cdot u_1 - y_{12} \cdot u_2 \\ i_2 &= -y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2 \end{aligned}$$



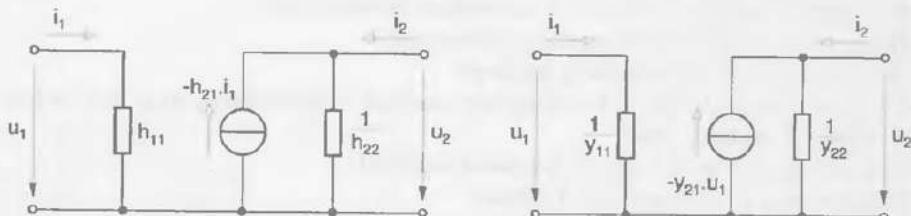
2.50. ábra. Kisjelű helyettesítő kép az y paraméterek segítségével

A 2.50. ábra az admittancia paraméteres egyenletrendszernek megfelelő helyettesítő képet mutatja. A tranzisztorok három alapkapsolásban kerülnek felhasználásra. Az egyenletrendszerök és a helyettesítő képek az egyes alapkapsolásokban formalag változatlanok maradnak, de a paraméterek értékei különböznek. Ez annak tulajdonítható, hogy különböző alapkapsolásokban más és más tekintünk kimeneti és bemeneti villamos jellemzőknek. A paraméterek megkülönböztetésére az indexben az alapkapsolást rövidítő kisbetűt használunk (pl.  $h_{21e}$ ).

#### Bipoláris tranzisztorok helyettesítő képe

A bipoláris tranzisztorok négypólus rendszerű helyettesítő képei a 2.51. ábrán láthatók. A helyettesítő kapcsolások egyszerűsítést tartalmaznak, mivel a műszaki gyakorlatban – jó minőségű tranzisztorokat feltételezve – a feszültség-visszahatást általában elhanyagolhatjuk. Ennek következtében, a tranzisztor jellemzésére három független paraméter elegendő.

A hibrid paraméteres kép segítségével a tranzisztor *kisfrekvenciás* működését, az admittancia paraméteres helyettesítő kép segítségével a *nagyfrekvenciás* működését jellemezhetjük.



a) hibrid paraméteres helyettesítő kép

b) admittancia paraméteres helyettesítő kép

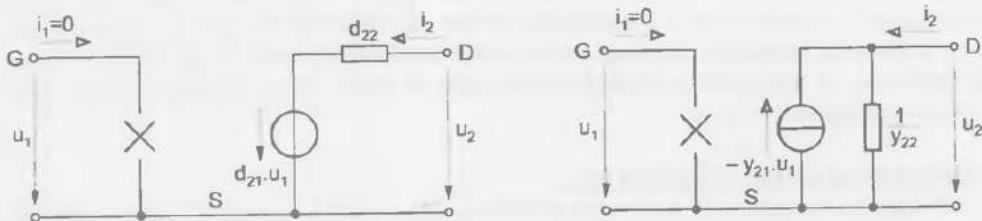
2.51. ábra. Bipoláris tranzisztorok helyettesítő képei

#### Térvezérlésű tranzisztorok helyettesítő képe

A térvezérlésű tranzisztorok jellemzésére a legalkalmasabbak az admittancia és az inverz hibrid paraméterek. Figyelembe kell venni, hogy a térvezérlésű tranzisztorok gate-árama elhanyagolható mértékű ( $i_G \approx 0$ ), ami a nagyon nagy bemeneti ellenállásuknak a következménye. Az admittancia paraméterek a source- és a drain-kapsolásokra vonatkoztatva a következők:

$$\begin{aligned}
 y_{11} &= \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2=0} \Rightarrow y_{11s} = \left. \frac{i_G}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \approx 0 \quad \Rightarrow y_{11d} = \left. \frac{i_G}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \approx 0; \\
 y_{12} &= -\left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1=0} \Rightarrow y_{12s} = \left. \frac{i_G}{u_{DS}} \right|_{u_{GD}=0} \approx 0 \quad \Rightarrow y_{12d} = \left. \frac{i_G}{u_{DS}} \right|_{u_{GD}=0} \approx 0; \\
 y_{21} &= -\left. \frac{i_2}{u_1} \right|_{u_2=0} \Rightarrow y_{21s} = \left. \frac{i_D}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0} \quad \Rightarrow y_{21d} = \left. \frac{i_D}{u_{GS}} \right|_{u_{DS}=0}; \\
 y_{22} &= \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{u_1=0} \Rightarrow y_{21s} = \left. \frac{i_D}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0} \quad \Rightarrow y_{21d} = \left. \frac{i_D}{u_{DS}} \right|_{u_{GS}=0}.
 \end{aligned}$$

Jó minőségű térvízelésű tranzisztorokat feltételezve a visszahatást elhanyagolhatjuk és egyszerűsített helyettesítő képeket kapunk. Az inverz hibrid paraméteres helyettesítő képet a 2.52.a. ábra, az admittancia paraméteres helyettesítő képet a 2.52.b. ábra, szemlélteti.



a) inverz hibrid paraméteres helyettesítő kép      b) admittancia paraméteres helyettesítő kép  
2.52. ábra. Térvezérlésű tranzisztorok helyettesítő képei

### Összefoglaló kérdések:

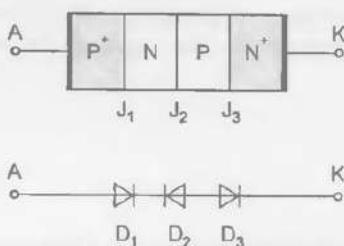
1. Mi jellemző a tranzisztor lineáris és nemlineáris működésére?
2. Mit neveznek sztatikus és dinamikus üzemmódnak?
3. Határozza meg a kivezérelhetőség fogalmát!
4. Milyen munkapont-beállítási lehetőségeket ismerünk a tranzisztoroknál és ezek milyen jellemzőkkel rendelkeznek?
5. Határozza meg a kis- és nagyjelű üzemmód fogalmát!
6. Határozza meg a munkacgyenes fogalmát!
7. Milyen kapcsolásokban lehet a bipoláris tranzisztor munkapontját beállítani?
8. Hogyan lehet egy önvezető MOSFET munkapontját beállítani?
9. Mit nevezünk helyettesítő képnak?
10. Milyen paraméterrendszerrel jellemzhető a JFET?
11. Határozza meg a bipoláris tranzisztor négypólus helyettesítő képe alapján az emitter-kapcsolású y paramétereit!

## 2.3. Különleges félvezető eszközök

### 2.3.1. Négyrétegű diódák

#### Felépítés és működés

A négyrétegű dióda szilicium alapú félvezető eszköz, amely négy egymás után kapcsolódó  $PNPN$  félvezető rétegből áll (2.53. ábra), három váltakozó irányú  $PN$ -átmenetet ( $J_1, J_2, J_3$ ) alkotva. A négyrétegű diódát nevezik még *tirisztordiódának*, *triggerdiódának* és *Shockley diódának*.



a) elvi felépítése

2.53. ábra. Négyrétegű dióda

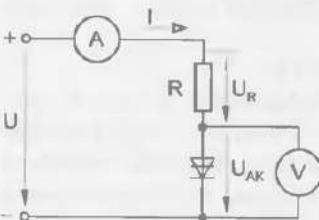


b) árkonkörí jelölése

A három  $PN$ -átmenet mindegyike egy-egy diódát alkot, amelyeket  $D_1$ ,  $D_2$  és  $D_3$  jelöl. A négyrétegű dióda anódja ( $A$ ) erősen szennyezett  $P$  réteg, katódja ( $K$ ) erősen szennycszt N réteg. A köztes rétegek szennyezettsége legalább két nagyságrenddel kisebb, ami záróirányban kis visszáramot és nyitóirányban nagy billenési feszültséget ( $U_B$ ) eredményez. A 2.54. ábra a négyrétegű dióda  $I = f(U)$  jelleggörbékét és meghatározásához szükséges kapcsolást mutatja. A jelleggörbén megkülönböztetjük:

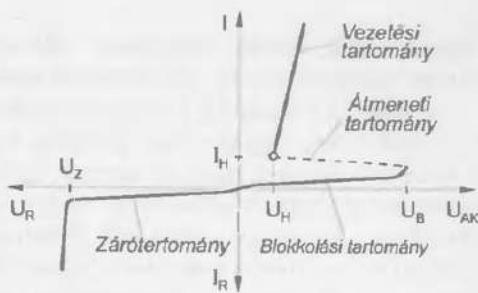
- a zárási, • a blokkolási, • az átmeneti és • a vezetési tartományt.

Nyitóirányú előfeszítésnél a  $D_1$  és  $D_3$  részdiódák nyitó-, a  $D_2$  részdióda zároirányban van előfeszítve. A diódán átfolyó áramot ez a záróréteg fogja meghatározni. A blokkolási szakaszban a visszáram értéke nagyon kicsi, azaz a négyrétegű dióda nagy ellenállású. A feszültséget növelve, az  $U_B$  billenési feszültségen bekövetkezik a középső  $NP$ -átmenet Zener-átütése és a négyrétegű dióda kis ellenállású állapotba megy át.



a) mérőkapcsolása

2.54. ábra. A négyrétegű dióda



b) jelleggörbéje

A jelleggörbének ezt a visszahajló részét, ahol a differenciális ellenállás negatív értékű, átmeneti szakasznak nevezik. A vezetési szakaszban a négyrétegű dióda ellenállása kicsi (tized ohm nagyságú), ezért a vezetési irányú áramot korlátozni kell.

A vezetési törölközőnek a kezdőpontját határozza meg az  $I_H$  kritikus áram és a hozzá tartozó  $U_H$  kritikus feszültség. Ha az áram, vagy a feszültség az  $I_H$  vagy az  $U_H$  értéke alá csökken, a négyrétegű dióda visszakapcsol nagy ellenállású állapotába.

A zárási szakaszban a négyrétegű dióda a Zener-diódához hasonló tulajdonságokkal rendelkezik. Az  $U_Z$  zárófeszültség túllépése a félvezető eszköz tönkreíneneteléhez vezethet.

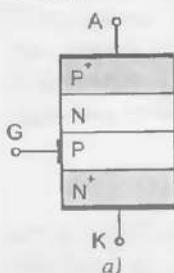
### Alkalmasztások

Négyrétegű diódákat csak kis teljesítményre készítenek, nagyobb teljesítményeknél vezérelt négyrétegű diódákat, más néven tirisztorokat alkalmaznak. Tulajdonságait kihasználva, kapcsolóelemként építik be különböző impulzusteknikai áramkörökbe és főleg tirisztorok vezérlésére alkalmazzák.

### 2.3.2. Tirisztorok

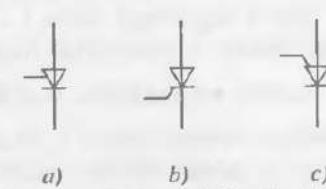
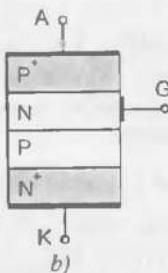
#### Felépítés és működés

A tirisztor felépítése megegyezik a négyrétegű dióda felépítésével azzal a különbséggel, hogy egy további kivezetéssel, vezérlőelektródával rendelkezik. Két stabil üzemi állapotuk van: – egy nagy- és egy kis ellenállású állapot, amelyek között az átkapcsolás a vezérlőelektródán keresztül valósítható meg. A leggyakrabban előforduló tirisztor típusok felépítését és rajzjelét a 9.5. és a 9.6. ábra szemlélteti.



2.55. ábra. A tirisztor felépítése

- a) Katódoldalról vezérelhető (P vezérelt) típus
- b) Anódoldalról vezérelhető (N vezérelt) típus



2.56. ábra. Tirisztorok áramkori jelölése

- a) A tirisztor általában
- b) Katódoldalról vezérelhető tirisztor
- c) Anódoldalról vezérelhető tirisztor

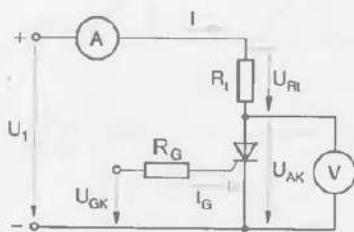
A tirisztor tehát három elektródával ellátott négyrétegű félvezető eszköz, ami miatt tirisztortriódának is nevezik. Az elektródák elnevezése:

- anód (A), katód (K) és a vezérlőelektróda, vagy kapu (G).

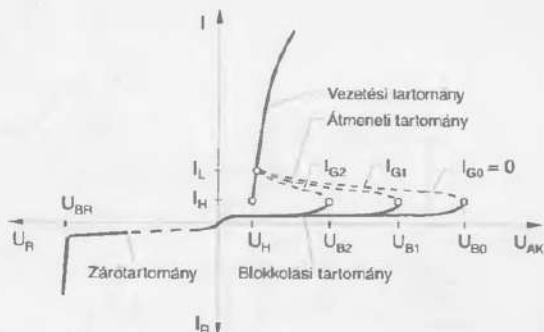
A vezérlőelektróda csatlakoztatási pontjától függően megkülönböztetünk, P vezérelt vagy katódvezérlésű tirisztorokat, és N vezérelt vagy anódvezérlésű tirisztorokat. A gyakorlatban általában katódvezérlésű tirisztorokat alkalmaznak, ezért ezt a típust helyezzük előtérbe a továbbiakban. A tirisztor anód-katód feszültség ( $U_{AK}$ ) irányá szerint megkülönböztetünk záróirányú és nyitóirányú kapcsolást. Záróirányú előfeszítés esetén az anódra a tápfeszültség negatív sarka van kapcsolva és a tirisztor megörzi nagy ellenállású állapotát. Ha az  $U_{AK}$  feszültség túllépi a megengedett legnagyobb értékét, a tirisztor tönkremegy.

Vezetési irányú működés esetén az anód pozitív feszültséget kap a katódhoz képest. Ha a kapuelektróda nincs bekötve, az  $U_{AK}$  feszültséget növelte egy bizonyos feszültségértéken a tisztor átkapcsol kis ellenállású állapotba. Azt a feszültséget, amelyen nyitott vezérlőelektróda mellett a tisztor kis ellenállású állapotba kapcsol át,  **$U_{BO}$  nullátmeneti billenőfeszültségnek** nevezzük. Ez a feszültség a négyrétegű dióda  $U_B$  billenési feszültségének felel meg. Ha a tisztor kapuelektródája ( $G$ ) a katódhoz ( $K$ ) képest pozitív feszültséget kap a tisztor átbillen kis ellenállású állapotába. Minél nagyobb a kapuelektróda vezérlőfeszültsége ( $U_{GK}$ ) és ezzel a vezérlőáram ( $I_G$ ), annál kisebb anód-katód feszültségnél következik be az átbillenés kis ellenállású állapotba. A **tisztor bekapcsolási szintje a kapuelektróda segítségével vezérelhető**.

Miután a tisztor bekapcsol, megmarad ebben az állapotban függetlenül a kapuelektróda potenciáljától. Ez a tény különbözteti meg alapvetően egy tisztor kapuelektródájának szerepét (**a bekapcsolás vezérlése**) egy tranzisztor bázisának szerepéktől (**a kollektoráram értékének szabályozása**).



2.58. ábra. A tisztor jelleggörbéjének meghatározására alkalmas kapcsolás



2.59. ábra. A tisztor feszültség-áram jelleggörbéi

A 2.58. ábra egy tisztor áram-feszültség jelleggörbéjének meghatározására alkalmas kapcsolást mutat. A 2.59. ábra a tisztor karakteristikáját szemlélteti különböző  $I_G$  kapuáramok esetén. A tisztor kapuvelezérlés nélküli átkapcsolását, az  $I_G = 0$  vezérlőáramnak megfelelő jelleggörbe szemlélteti.

A tisztor nagy ellenállású állapotban van mindaddig, amíg anód-katód feszültsége túl nem lépi az  $U_{BO}$  billenési feszültséget és anódárama el nem éri az  $I_L$  reteszélési áramértéket. Ebben az állapotban az anódáramot csak az  $R_L$  ellenállás korlátozza. A vezetés megszüntetésére két lehetőség kinálkozik:

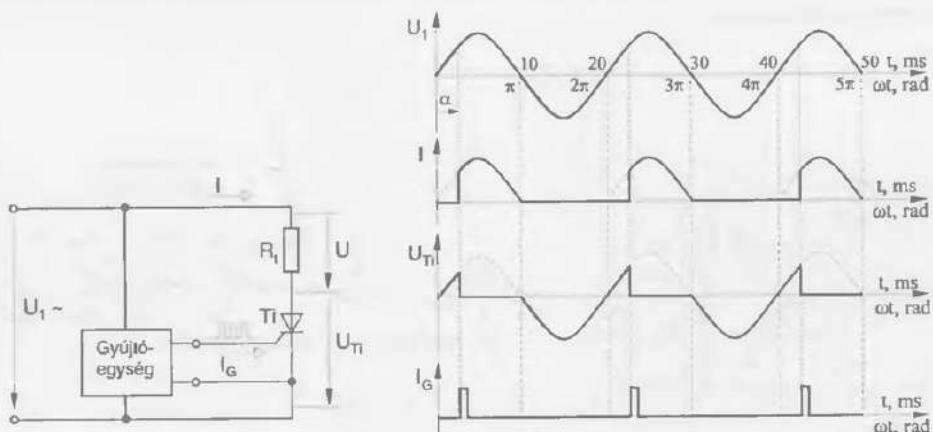
- az anódáram csökkenése az  $I_H$  tartóáram értékére;
- az anódfeszültség negatív polaritásának biztosítása a tisztor ügynevezett  $t_{ki}$  szabaddá válási idejével megegyező időtartamig.

A tisztor billenési feszültsége csökkenhető ( $U_{B1}$  és  $U_{B2}$ ), ha állandó anód-katód feszültség ( $U_{AK}$ ) mellett kapuelektródája a katódhoz képest pozitív feszültséget kap ( $I_{G1}$  és  $I_{G2}$ ). A kapuelektróda vezérléséhez nem szükséges folytonos jel, elegendő egy megfelelő amplitúdójú és időtartamú (legkisebb impulzusidő) áramimpulzus.

### Tirisztorok alkalmazása

A tirisztor működés közben egy kapcsolóhoz hasonlítható, amelynek bekapcsolása (*gyűjtése*) és kikapcsolása (*oltása*) olyan frekvenciával és logika szerint történik, amelyet az általa vezérelt fogyasztó megkövetel. A bekapcsolás a kapuelektródára adott *megfelelő polaritású, elegendően nagy és elegendően hosszú ideig tartó áramimpulzussal vagy feszültségimpulzussal* biztosítható. Bekapcsolt állapotban a tirisztor vezérlőelektródája hatástalaná válik. Kikapcsolása csak a kritikus áramnál kisebb anódáram esetén lehetséges. Váltakozó áramú körökben a tirisztor *kikapcsolása a váltakozó áram valamelyik nullámenetének közelében következik be*.

A váltakozó áramú körökben használt hagyományos tirisztorok oltásának elvi módszerét a 2.60. ábra szemlélteti. Az áramkör tulajdonképpen egy *vezérelt egyenirányítókapcsolásnak* tekinthető.



a) elvi vázlat

b) jellemző hullámformák

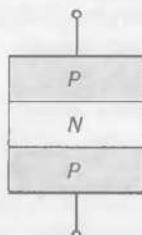
2.60. ábra. Tirisztor gyújtásvezérlése váltakozó áramú körben

Ha a tirisztor kapuelektródáját periodikus impulzus vezérli az  $U_1$  feszültséghez képest adott fázishelyzetben, akkor a gyűjtés meghatározott fázisszög esetén következik be. A gyűjtés helyzetét (más szóval késleltetését) a tápfeszültség negativ-pozitív nullámenetétől számítjuk. Az  $\alpha$  szöget *gyűjtáskésleltetési szögnak* nevezük. Ha a vezérlőimpulzus fázishelyzetét megváltoztatjuk, akkor megváltozik az  $\alpha$  gyűjtáskésleltetési szög értéke is, és a levágott félhullámok más alakot vesznek fel. Az  $R_1$  terhelésen fellépő feszültség annál kisebb lesz, minél nagyobb az  $\alpha$  gyűjtáskésleltetési szög értéke. A tirisztor vezérlésének ezt a módszerét, *fázishasításos vezérlésnek vagy gyűjtásszögvezérlésnek* nevezik.

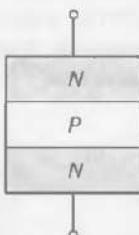
### 2.3.3. Váltakozó áramú kapcsolódióda

A diac (*Diac = Diode alternating current switch*) kétirányú, félvezető kapcsolóeszköz. Két stabil üzemi állapota van, egy nagy ellenállású állapot, amelyet zárási vagy blokkolási állapotnak is neveznek és egy kis ellenállású állapot, amelyet vezetési állapotnak is neveznek. A vezetési állapotba való átmenet a rákapcsolt feszültség polaritásától függetlenül egy meghatározott  $U_{BO}$  feszültségnél, az úgynevezett áttörési feszültségnél következik be.

A diac háromrétegű szimmetrikus PNP-, vagy ritkábban NPN-szerkezetű félvezetőeszköz, amelynek felépítése a bipoláris tranzisztoréhoz hasonló (2.61. ábra). A két PN-átmenet közül az egyik záróirányban, a másik nyitóirányban üzemel, függetlenül a félvezetőre kapcsolt feszültség irányától.



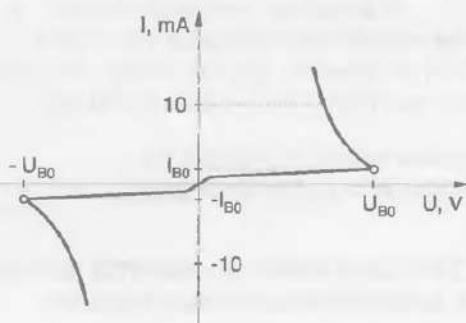
a) elvi felépítése



b) áramköri jelölése

2.61. ábra. Kétirányú dióda

A kétirányú dióda működése a záróirányban polarizált PN-átmenet lavinaletörésén alapszik, amely egy adott  $U_{B0}$  feszültségen következik be.



2.62. ábra. A kétirányú dióda áram-feszültség jelleggörbéje

A kétirányú dióda áram-feszültség jelleggörbét a 2.62. ábra szemlélteti. A kis ellenállású állapotba való átmenet a rákapcsolt feszültség polaritásától függetlenül, minden irányban megközelítően azonos feszültségen következik be. A  $+U_{B0}$  és  $-U_{B0}$  abszolút értéke közötti eltérést, amelynek lehetőleg kicsinek kell lennie, szimmetria-eltéréseknek nevezzük. A négyrétegű dióda vezetési állapotból visszakapcsol zárási állapotba, ha feszültsége egy bizonyos érték, az  $U_H$  kritikus feszültség alá csökken.

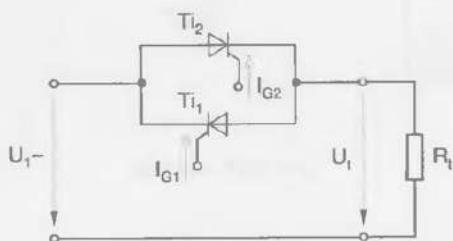
### A diac alkalmazásai

A diac-ot (a kétirányú diódát és a kétirányú tirisztordiódát), amely egyszerű felépítésű kétirányú kapcsolóeszköz, a triac vezérlésére dolgozták ki. Leginkább érintkező nélküli kapcsolóként alkalmazzák különböző gyűjtő- és impulzusteknikai áramkörökben. Áramköri szempontból bekötése közömbös, mivel minden áramirányban ugyanúgy viselkedik és gyűjtőimpulzusok előállítására képes a váltakozó áram minden félperiódusában.

### 2.3.4. Kétirányú tirisztortrióda (Triac ≡ Triode AC semiconductor switch)

#### Felépítés és működés

Az erősáramú elektronikai alkalmazásokban gyakran van szükség arra, hogy a váltakozó áram minden felperiódusában vezérelni tudják az átfolyó áramot, és így úgynevezett teljeshullámú AC szabályozást valósítsanak meg. Kezdetben a teljeshullámú AC szabályozást két ellenpárhuzamosan kapcsolt tirisztorral, vagy egy egyenirányító diódahíd egyenáramú átlójában elhelyezett tirisztorral valósították meg. Ezek a megoldások nagymértékben bonyolították ezen szabályozók erősáramú részét és gyűjtőegységét.



2.63. ábra. Két tirisztor antiparalell kapcsolásával megvalósított teljeshullámú szabályozó elvi felépítése

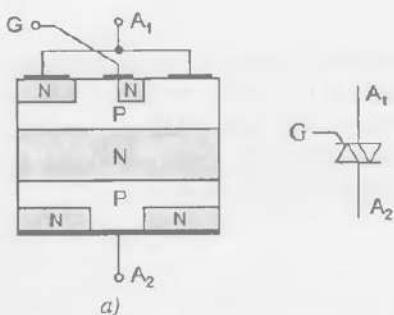
vezérlőelektródáján keresztül a váltakozó áram minden felperiódusában vezérelhető.

A 2.64. ábra a triac szerkezetét és szabványos áramköri rajzjelét mutatja. Felépítéséből következően a triacnak három elektródája van, amelyeknek elnevezése a következő:

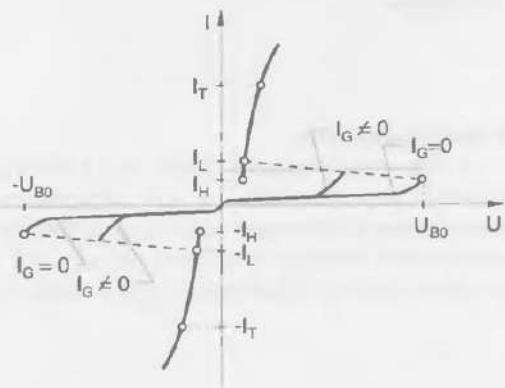
- $A_1$  1. anód, vagy felső anód (a kapu mellett helyezkedik el);
- $A_2$  2. anód, vagy tokanód (rendszerint az eszköz fémtokja);
- $G$  kapuelektróda, vagy gate.

A triac áram-feszültség jelleggörbéje a 2.65. ábrán látható. A tirisztorhoz hasonlóan, a triac karakteristikáján is megkülönböztetünk az anódfeszültség minden felirányában:

- vezetési tartományt, átmeneti tartományt és blokkolási tartományt.



2.64. ábra. A triac szerkezete (a) és rajzjele (b)



2.65. ábra. A triac áram-feszültség jelleggörbeje

Az eszközre váltakozó feszültséget kapcsolva, minden két félperiódus billenési szintje vezérelhető. A vezérlőelektróda a gyújtást követően hatástartalanná válik és kikapcsolása csak akkor következik be, amikor anódárama az  $I_H$  kritikus érték alá csökken.

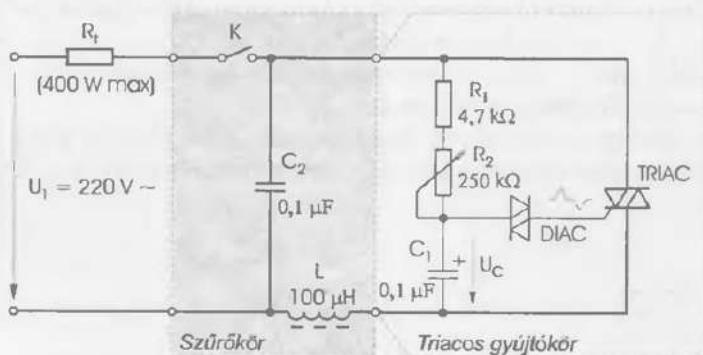
A triac az  $U_{A1A2}$  feszültség polaritásától függetlenül pozitív, vagy negatív  $U_{GAI}$  feszültséggel egyaránt nyitott állapotba vezérélhető.

### A triac alkalmazása

A triac és a kétirányú triggerelemek együttműködése lehetővé teszi a váltakozó áramú teljesítmények egyszerű vezérlését és szabályozását. A gyújtókörök a szükséges kicsi vezérlőteljesítmények miatt kis teljesítményű félvezetőkkel, vagy speciális integrált áramkörökkel kivitelezhetők.

A triac-os szabályozó-áramkörök jól használhatók néhány kevésbé igényes alkalmazásban, mint amilyen egy teljesítményű izzólámpa, elektromos fűtőtest vagy az egyfázisú váltakozó áramú motorok szabályozása. Ugyanakkor a triac eredményesen alkalmazható érintkező nélküli kapcsolóként különböző áramkörökben. Nem szabad elfelejteni, hogy valamennyi gyújtásszögvezérelt tirisztoros és triacos áramkör szükségszerű velejárója a rádiófrekvenciás (RF) zavarok keletkezése. Ezeknek a zavaroknak a kiküszöbölése további alkatrészek becímését teszi szükségessé, amelyek növelik a kapcsolások tömegét, méreteit és előállítási költségeit.

A 2.66. ábrán, egy egyszerű teljeshullámú szabályozó áramkör kapcsolási rajzát láthatjuk triac és diac felhasználásával.



2.66. ábra. Teljeshullámú szabályozó diac és triac felhasználásával

A kapcsolás tulajdonképpen két részre bontható: – triacos gyújtókörre és a zavarok csökkentésére alkalmazott  $C_2$  és  $L$  elemekből álló zavarzsűrőre. A  $C_1$  kondenzátor a triac nagy ellenállású állapotában az  $R_1$ ,  $R_2$  soros hálózaton keresztül feltöltödik és feszültsége billenti a diac-ot. Az ábrán jelölt polaritások a váltakozó  $U_1$  feszültség pozitív félperiódusára érvényesek. A  $C_1$  kondenzátor szerepe kettős:

- egyrészt időzít (más szavakkal fázist tol, vagy „gyújtást késleltet”);
- másrészt energiát tárol a triac gyújtásához.

Az időzítés nagysága, vagy a kondenzátor feltöltési sebessége az  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  soros kapcsolás  $\tau$  időállandójától függ, melynek értéke:  $\tau = R_{\text{th}} \cdot C_1 = (R_1 + R_2) \cdot C_1$ . Az  $R_1$  áramhatároló védőellenállás az  $R_2$  szabályozó potenciométerrel beállítható legkisebb ellenállás értéket és az ennek megfelelő legkisebb időállandó értéket adja. A működés szükséges feltétele, hogy az  $U_1$  feszültség csúcsértéke jóval nagyobb kell legyen, mint a

triggerelem billenési szintje. Ha a  $C_1$  kondenzátor kapcsain az  $U_C$  feszültség eléri a diac átbillenési feszültségét, akkor ez egy rövid impulzussal gyűjtja a triacot és az  $R_1$  terhelést a hálózati feszültségre kapcsolja.

A begyűjtött triac ezután mintegy lesöntöli az időzítő (vagy töltő) áramkört. A kondenzátor töltése hirtelen ( $1 \mu\text{s}$ -on belül) és részlegesen kisül a triac kis ellenállású ( $\approx 50 \Omega$ ) vezérlőkörén keresztül. A triac vezetési állapota a váltakozó feszültség nullátmenetéig tart amikor nagy ellenállású állapotba kapcsol. A triac kikapcsolt állapota idején a negatív félperiódus alatt a  $C_1$  kondenzátor ellentétes polaritással töltödik fel. Megfelelő  $U_C$  feszültség esetén a diac bebillen és a kondenzátor által szolgáltatott vezérlőimpulzus gyűjtja ismét a triac-ot. Az  $R_2$  potenciometterrel állíthatjuk be a triac félhullámon belüli gyűjtási időpontját, vagyis a  $\phi$  gyűjtáskésedelmi szöget. Minél nagyobb  $R_2$  értéke, annál nagyobb a  $\tau$  időállandó és annál nagyobb a gyűjtáskésedelmi szög értéke.

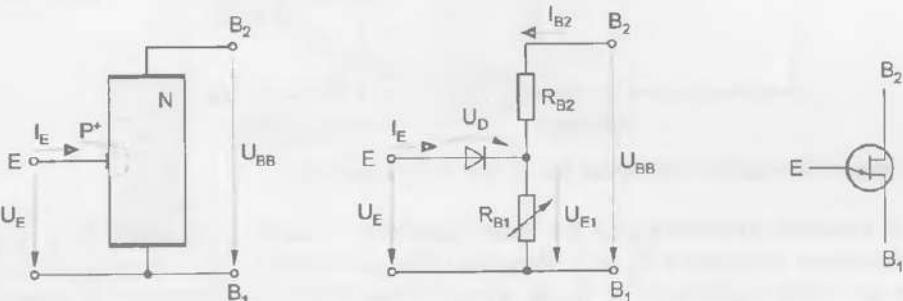
A  $\phi$  szög értéke a gyakorlatban,  $5^\circ$  és  $180^\circ$  illetve,  $185^\circ$  és  $360^\circ$  között állítható be. Ezzel elérhető, hogy a terhelésen a teljesítményt folyamatosan tudjuk szabályozni közelítően nulla és a maximális érték között.

### 2.3.5. Az egyátmennetű tranzisztor (UJT)

#### *Az egyátmennetű tranzisztor felépítése és működési elve*

Az egyátmennetű tranzisztor (angol nevén Unijunction Transistor, rövidítve: **UJT**) egyetlen  $PN$ -átmennetet tartalmaz. Felépítés szempontjából egy  $N$  (vagy  $P$ ) típusú, szennyezett félvezető-hasából áll, amelynek a két végére ohmos kontaktust készítenek és ezeket a  $B_1$ ,  $B_2$  kivezetéseket **bázisoknak** nevezik (2.67.a. ábra). Az  $N$ -típusú sziliciumkristályba erős  $P^+$ -típusú szennyezést visznek be, amelyet ohmos csatlakozással látnak el és **E emitter kivezetésnek** neveznek.

Az emitter mindenkor bázissal egy hagyományos diódát alkot és a két bázis közötti ellenállás, amely két ellenállás soros kapcsolásával helyettesíthető, kb.  $4 + 10 \text{ k}\Omega$  nagyságú (2.67.b. ábra).



a) szerkezeti felépítése      b) helyettesítő kapcsolása      c) rajzjele  
2.67. ábra. Az egyátmennetű tranzisztor

Ha az egyátmennetű tranzisztor  $U_{BB}$  feszültsége túlhalad egy bizonyos értéket (általában,  $U_{BB} > 3 \text{ V}$ ), az  $N$  szennyezettségű alapkristály hossza mentén levő feszültségeszölvás lineárisnak tekinthető, ezért az  $R_{B2}$  ellenállásra jutó feszültség ( $U_{E1}$ ) a feszültségeszölvásból kiszámítható. Az  $\eta$  belső feszültségeszölvás tényező:

$$\eta = \frac{U_{E1}}{U_{BB}} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \approx 0.5 \div 0.8 .$$

A belső feszültségesztési tényező az alapkristály geometriai méreteitől függ, ezért igen stabil az eszközre jellemző paraméter. A 2.68. ábra az egyátmennetű tranzisztor  $I_E = f(U_E)$  jelleggörbékét és a meghatározására alkalmas kapcsolást mutatja.

A karakterisztika három tartományra bontható:

**1. Lezárási tartomány (I.  $U_E < \eta \cdot U_{BB} + U_D$ ):** a PN-átmennet zárva marad, csak a dióda záróirányú árama folyik.

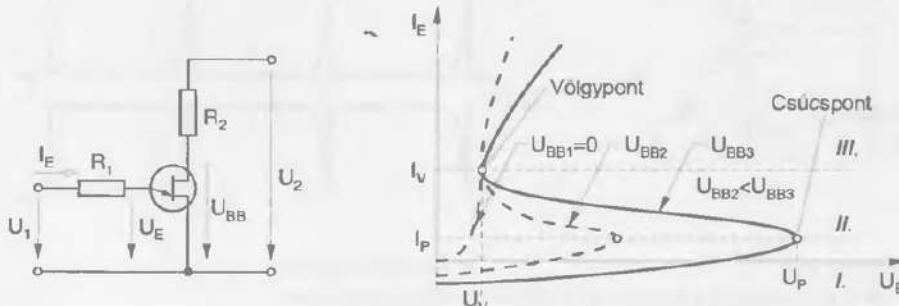
**2. Negatív ellenállású tartomány (II.  $U_P \geq U_E > \eta \cdot U_{BB} + U_D$ ):** a PN-átmennet kinyit és lyukakat injektál az N-típusú kristályba, aminek következtében az  $I_E$  áram nő és az  $R_B$  ellenállás értéke lecsökken. Az  $U_E$  leosztott feszültség ennek következtében csökken és így a dióda nyitóirányú feszültsége nő. Ez egy lavinaszerűen önmagát erősítő folyamat, amely során a vezetőképesség növekedése egy negatív ellenállású szakaszon történik.

**3. Telítési tartomány (III.):** a negatív ellenállású szakasz végén ( $U_T - I_T$ ) az emitteráram meredeken emelkedik és az eszköz védelme érdekében feltétlenül korlátozni kell.

Megfigyelhető, hogy az  $U_{BB}$  feszültség nagysága erősen befolyásolja az emitter-jelleggörbe alakját:  $U_{BB} = 0$  feszültség esetén alakja megegyezik egy hagyományos dióda jelleggörbékének alakjával.

Az egyátmennetű tranzisztor egy kétállapotú eszköz, vagyis két stabil állapottal rendelkezik: egyik nagy ellenállású állapot (az I. tartományban), a másik kis ellenállású állapot (a III. tartományban). A két állapot közötti átmennet egyik irányban akkor következik be, ha az emitter-feszültség túllépi az  $U_P$  csúcsponti feszültséget, a másik irányban pedig, ha az emitter-feszültség az  $U_V$  völgypontri feszültség alá süllyed.

A csúcsponti- és a völgypontri feszültség és áram az UJT nagyon fontos jellemzője: a csúcsponti áram értéke:  $I_P \approx 2 + 25 \mu\text{A}$ , a völgypontri áram pedig  $I_V \approx 1 + 8 \text{ mA}$ .



a) kapcsolás a jelleggörbék felvételére

b) jelleggörbék

2.68. ábra. Az egyátmennetű tranzisztor jelleggörbéi

#### Az egyátmennetű tranzisztor alkalmazásai

Az egyátmennetű tranzisztorok sajátos alkalmazási területein az alábbi legfontosabb elektromos jellemzői, ill. kedvező tulajdonságai közül legalább egyet hasznosítanak:

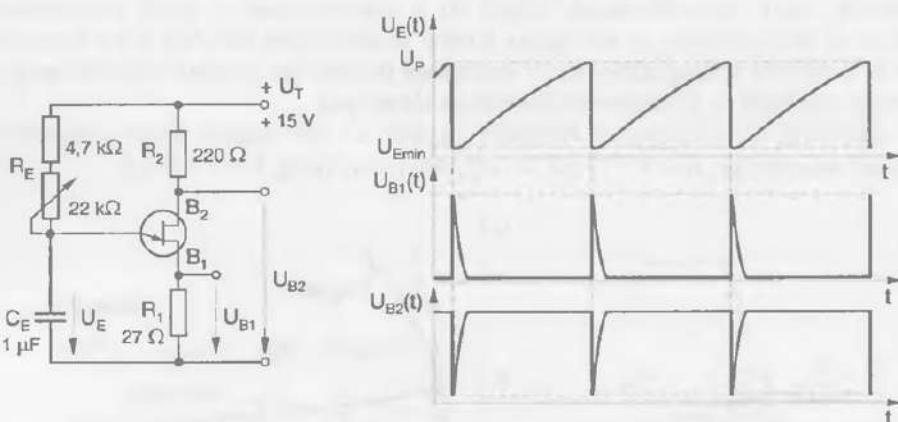
- stabil  $U_P$  billenőfeszültség, amely a bázisokra kapcsolt feszültségnek egy leosztott része;
- a billenéshez nagyon kis értékű  $I_P$  áram szükséges;
- a hőmérséklet és az idő függvényében stabil negatív ellenállású jelleggörbe;
- nagy áramimpulzussal való terhelhetőség és kis előállítási költség.

Az egyátmennetű tranzisztorok emlitett tulajdonságai igen előnyösen használhatók tirisztorok gyújtóegységeiben, oszcillátorokban (rezzéskeltőkben), időzítő-áramkörökben, bistabil körökben és különböző multivibrátorokban.

A 2.69. ábra UJT felhasználásával készített impulzusgenerátor kapcsolását és jellemző hullámformáit mutatja. Az  $U_{B1}(t)$  kimeneti jelalak nagyon jól használható tirisztorok vezérlésére. A kapcsolás működése a következő:

- Az  $U_T$  tápfeszültség bekapcsolását követően az emitterátmennet záróirányú előfeszítést kap és a  $C_E$  kondenzátor az  $R_E$  (soros) ellenállásokon keresztül exponenciális jelleggel töltödik. Abban a pillanatban, amikor a kondenzátor feszültsége eléri az  $U_P$  csúcsponti feszültséget, az UJT  $E - B_1$  közötti ellenállása ( $R_{B1}$ ) hirtelen több nagyságrenddel csökken, és a kondenzátor megfelelő időállandóval kisül az  $R_{B1}$  és  $R_1$  soros eredőjén.
- A  $B_1$  kivezetésen ennek következtében nagy energiájú pozitív impulzus lép fel. Ugyanakkor a  $B_2$  kivezetésen negatív feszültség-impulzus keletkezik. Ha a kondenzátor kisülése közben az emitterfeszültség az  $U_{Emin}$  érték alá csökken (kb. 1,2 + 2,5 V), megszűnik az emitterátmennet vezetése, és az UJT visszabillen a lezárási tartományba.

Az előzőekben vázolt folyamat, ha a működési feltételek adottak, periodikusan ismétlődik.



a) kapcsolási rajz

b) jellemző jelalakok

2.69. ábra. Egyátmennetű tranzisztorral készített relaxációs oszcillátor

### ↔ Összefoglaló kérdések:

1. Milyen tartományok különböztethetők meg a négyrétegű dióda áram-feszültség jelleggörbéjén?
2. Mi a kritikus áram és a kritikus feszültség?
3. Mi a különbség az anódvezérlésű és a katódvezérlésű tirisztorok között?
4. Milyen jellemző adatai vannak a tirisztoroknak?
5. Hogyan működik a fázishasításos-vezérlés?
6. Miben különbözik a diac a négyrétegű diódától?
7. Miben különbözik a triac a tirisztortól?
8. Mi a működési elve az egyátmennetű tranzisztoraknak?

## 2.4. Optoelektronikai alkatrészek

### 2.4.1. Fénytani alapfogalmak

A **fényelektromos eszközök** képesek elektromágneses sugárzást kibocsátani, amikor áram halad rajtuk keresztül, vagy az elektromágneses sugárzás elnyelésével mérhető elektromos mennyiségek előállítására (feszültség, áram, ellenállás változás) alkalmasak. Fénykibocsátó (emiutáló) fotolektromos eszköz: az izzólámpa, a fénykibocsátó dióda (*LED*), a lézer dióda és a különböző katódsgárcsövek. Fényenergiát villamos mennyiséggé átalakító fényelektromos eszköz: a *fotoellenállás*, a *photodióda*, a *photoelem* és a *phototranszistor*.

**Elektromágneses sugárzás** (fény) alatt, a  $0.3 + 1.5 \mu\text{m}$  hullámhosszúságú tartományt értjük. A fény a terjedési térből nem folytonosan oszlik meg, hanem diszkrét „adagokban” úgynevezett kvantumokban terjed, amelyeket **fénykvantumoknak** vagy **fotonoknak** nevezünk. A fény hullámhossza meghatározható az alábbi összefüggés szerint:

$$\boxed{\lambda = \frac{c}{f}}, \quad \begin{array}{ll} \text{ahol:} & \lambda \quad - \text{a fény hullámhossza,} \\ & c \quad - \text{a fény sebessége vákuumban} \ (c \approx 300\,000 \text{ km/s}), \\ & f \quad - \text{a fény frekvenciája.} \end{array}$$

A fény a hullámhossz függvényében három tartományra bontható:

- ultraviolet fény** (*ultraviolet light*) -  $0.4 \mu\text{m}$  alatt.
- látható fény** (*visible light*) -  $0.4 \mu\text{m}$  és  $0.7 \mu\text{m}$  között.
- infravörös fény** (*infrared light*) -  $0.7 \mu\text{m}$  felett.

A látható fénysugarakat ( $0.4 + 0.7 \mu\text{m}$ ) az emberi szem az alábbiak szerint érzékeli:

- *Ibolya* (violet) -  $0.46 \mu\text{m}$
- *Kék* (blue) -  $0.50 \mu\text{m}$
- *Zöld* (green) -  $0.56 \mu\text{m}$
- *Sárga* (yellow) -  $0.59 \mu\text{m}$
- *Borostyán* (amber) -  $0.61 \mu\text{m}$
- *Vörös* (red) -  $0.66 \mu\text{m}$

A színérzetet tehát a hullámhossz, a fényerőssége réteget a megvilágítás erőssége határozza meg. A fény mennyiségi jellemzésére használt, fontos mennyiségek a következők:

- A fényáram** (*fluxus*, jele:  $\Phi$ ): a fény terjedésre merőleges, tetszőleges nagyságú felületen időegység alatt áthaladó fényenergia mennyiség (fényteljesítmény). Fénytechnikai mértékegysége a *lumen* (jele: *lm*).
- Pontszerű fényforrás (fényérzékenységet kiváltó) **fényerőssége** (jele:  $I$ ): az a fény-energia mennyiség, amelyet – meghatározott irányban – időegység alatt az  $1 \text{ m sugarú gömb } 1 \text{ m}^2$  felületén át (Pontosabban egységnyi térszögbe) kisugároz:

$$I = \frac{\Delta\Phi}{\Delta\Omega}, \quad \text{ahol } \Omega \text{ a térszög nagysága. Mértekegysége a } \textit{candela} (\textit{cd}).$$

- A megvilágítás erőssége** (jele:  $E$ ), a szemlélő előtt megjelenő, megvilágított  $A$  felület világosságára jellemző.

$$E = \frac{\Delta\Phi}{\Delta A}.$$

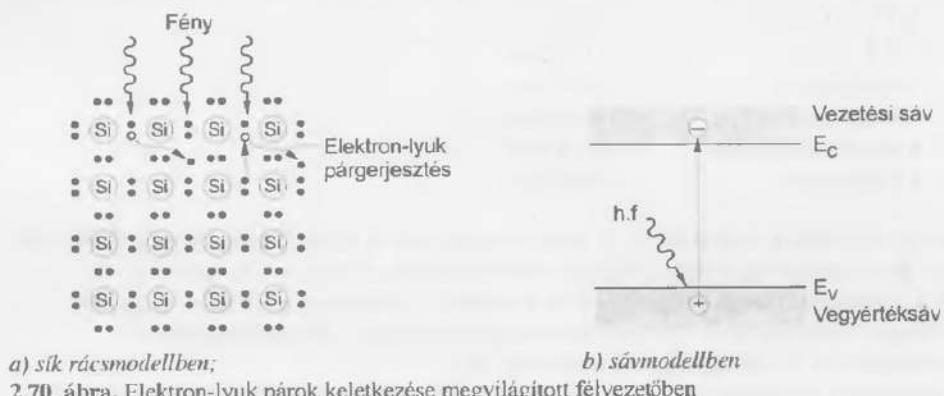
Mértekegysége a *lux* (*lx*);  $1 \text{ lx} = 1 \text{ lm/m}^2$ . Jellemző értékek a következők:

- a napfény megvilágítási erőssége nyitott területen:  $\approx 100\ 000 \text{ lx}$ ;
- telihold tiszta égbolt esetén:  $\approx 0,2 \text{ lx}$  megvilágítási erősséget biztosít;
- irodai munkahely megvilágítási erőssége:  $\approx 500 \text{ lx}$ .

### A fényelektromos jelenség

A fényelektromos jelenség alapja az, hogy az elektromágneses sugárzás energiát képes átadni a sugárzásnak kitett test elektronjainak. A fény fogalmát ebben a tárgyalásban minden elektromágneses sugárzásra alkalmazzuk tekintet nélkül arra, hogy hullámhossza a láthatóság határain belül, vagy azokon kívül esik. A megnövekedett energiájú elektron a vezetési sávba kerülhet, és mozgó töltéshordozóvá válhat (felvezető belsejében), vagy a kilépési munkának megfelelő félkezű potenciált leküzdve, ki is léphet a test belsejéből (*fotoemisszió*).

A fény modern kvantumelméletének alapján a fény *kettős természeti*, részben hullámszerű, részben korpuszkuláris sajátságot mutat. Az elektromágneses sugárzás energiája 0 nyugalmi tömegű, fénysebességgel haladó, egyenként  $E = h \cdot f$  energiájú kicsiny részecskékben, az úgynevezett *fotonokban* van koncentrálva. Az összefüggésben  $f$  az illető elektromágneses hullám frekvenciája,  $h$  pedig a Planck-féle állandó ( $h = 6,6 \cdot 10^{-34} \text{ W} \cdot \text{s}^2$ ). A felvezető anyagok saját vezetőképességgel rendelkeznek, melynek értéke igen alacsony. A saját vezetőképesség energia-bevezetés, pl. az anyag felmelegítése következtében nő. Az anyag felmelegedése a höregzések felerősödéséhez vezet, ezáltal több kristálykötés szakad fel, és több vezetési elektron keletkezik. Ezek a töltéshordozók részt vehetnek az áramvezetési folyamatban, és növelik az anyag vezetőképességét. Az anyag többletenergiához juthat megvilágítás révén is, mivel a fényt alkotó fotonok (ha megfelelő energiával rendelkeznek) szétzúzzák a kristálykötéseket és elektron-lyuk párok keletkeznek (2.70.a. ábra).



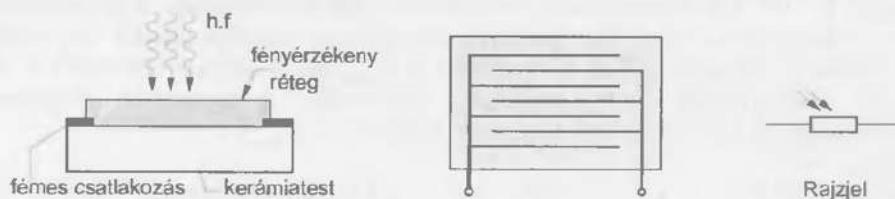
a) sík rácsmodellben; b) sávmodellben  
2.70. ábra. Elektron-lyuk párok keletkezése megvilágított felvezetőben

### 2.4.2. A fotoellenállás (Light Dependent Resistor – LDR)

#### Felépítés és működés

A *fotoellenállás* egy zároréteg nélküli passzív felvezető elem, amely fénysugárzás hatására változtatja az ellenállását. A *fotoellenállások* aktív rétegei olyan vegyület típusú felvezető kristályokból állnak, amelyekben a belső fotoclektromos hatás különösen erős. A leggyakrabban alkalmazott kristályok a *kadmium-szulfid* (CdS), *ólom-szulfid* (PbS), *ólomszelenid* (PbSe), *szelén* (Se) és az *ólom-tellurid* (PbTe). Az aktív felvezető-réteget

vákuumban hordozóként szolgáló szigetelő anyagú felületre párologtatják, amelyre előzőleg vékony rácsszerű fémcsíkokat visznek fel a jó villamos csatlakozás biztosítására (2.71. ábra). Az eszköz felületét átlátszó lakk vagy müanyag bevonattal védik.



2.71. ábra. A fotoellenállás felépítése és rajzjele

Megvilágítás nélkül a fotoellenállásra nem esik fény, a töltéshordozók nincsenek gerjesztve, emiatt a fotoellenállás nagy ellenállást képvisel. Megvilágítás alatt a fény töltéshordozókat gerjeszt, így a fotoellenállás ellenállása kisebb értékű lesz.

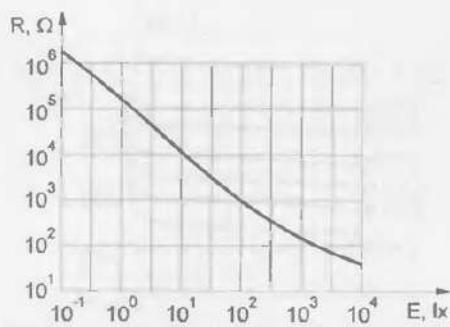
### A fotoellenállás jellemzői

A fotoellenállás ellenállása a megvilágítás erősségeinek függvénye, és igen széles határok között változik (2.72. ábra). Állandó fényerősség esetén a fotoellenállás ellenállásának értéke a következő tényezőktől függ:

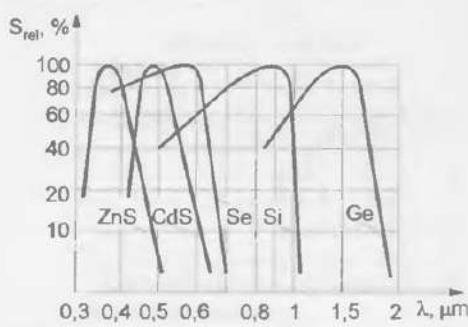
- a fotoellenállás alapanyagától és szennyezettségének mértékétől,
- a megvilágított felület nagyságától,
- a vezető pálya alakjától,
- a fény spektrális összetételétől.

A fotoellenállás anyaga befolyásolja az ellenállás értékét és a fotoellenállás érzékenységét. A megvilágított felület növelése, a vezető pálya alakjának kialakítása megnövelheti a fotoellenállás érzékenységét. Az alapanyag szennyezettségének mértéke meghatározza a fotoellenállás vezetőképességét. A fotoellenállások nem egyformán érzékenyek minden hullámhosszúságú fényre: az érzékenységnek egy bizonyos hullámhossznál maximuma van.

A **maximális fényérzékenység**  $\lambda_{ES}$  **hullámhossza** az a hullámhossz, amelyen a belső fotoelektromos hatás a legerősebb. A 2.73. ábra a különböző típusú foto-félvezetőanyagok spektrális érzékenységét szemlélteti a besugárzó fény hullámhosszának függvényében. A spektrális érzékenység jelleggörbéjének alakja ugyanaz az általánosan alkalmazott fotoellenállások esetében, azonban a maximális érzékenység különböző hullámhossznál lép fel.



2.72. ábra. A fotoellenállás fényerősségs-ellenállás karakterisztikája



2.73. ábra. Különböző foto-félvezetőanyagok relatív spektrális érzékenysége

A fotoellenállások fontos jellemzője a *sötétellenállás* és a *világosellenállás*, valamint a *maximális fénysensitivitás hullámhossza* és a *megszólalási idő*.

Az  $R_0$  sötétellenállás a fotoellenállás sötében mért ellenállása. Az  $R_{1000}$  világosellenállás az 1000 lux megvilágítási erőssége esetén mért ellenállásértek. A  $t_r$  megszólalási idő az az idő, amely a sötét állapotot követően 1000 lux erősséggű fénnyel megvilágított fotoellenállás esetén addig telik el, amíg az áram az  $R_{1000}$ -nél érvényes értékének 65 %-át el nem éri. Határértékadat a  $P_{tot}$  veszeségi teljesítmény, a legnagyobb megengedett üzemfeszültség ( $U_a$ ) és a maximális környezeti hőmérséklet ( $T_{max}$ ).

Jellemző értékek:

$$\begin{aligned} \bullet R_0 &\approx 1 + 100 \text{ M}\Omega, & P_{tot} &\approx 50 \text{ mW} + 2 \text{ W}, & R_{1000} &\approx 50 \Omega + 2 \text{ k}\Omega, \\ \bullet U_a &\approx 100 + 200 \text{ V}, & t_r &\approx 1 + 3 \text{ ms}, & T_{max} &\approx 70^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

### Alkalmazások

A fotocellenállások alkalmazási lehetőségei igen szélesek. Egy adott alkalmazáshoz a fotoellenállások közül azt kell kiválasztani, amelynek a jellemzői kielégítik az adott alkalmazáshoz szükséges paramétereket. A fotoellenállások egyik előnytelen tulajdonsága, amely behatárolja alkalmazási területüket, az ellenállásuk erős hőfüggése ( $0,1+0,3 \text{ \%}/^\circ\text{C}$ ).

A fotoellenállásoknak másik előnytelen tulajdonsága az igen nagy tehetetlenség, amely nem teszi alkalmassá őket, gyors működést igénylő gyakorlati alkalmazások esetén (pl. számítógépek és digitális információátvitel). Alkalmasak viszont bizonyos lassú változást igénylő szabályozás- és vezérléstechnikai feladatok ellátására. Megtaláljuk őket fénysorompókban, közvilágítás-kapcsolókban, megvilágítási erősségi mérőkben és vészjelzőkben.

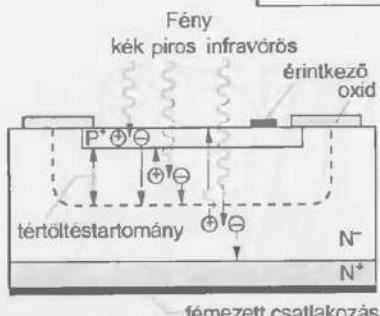
### 2.4.3. Fotodiódák

#### Felépítés és működésmódszer

A fotodiódák különleges felépítésű félvezető diódák, amelyek PN-átmennete fénysugárzás-sal megvilágítható. A fotodiódákat leggyakrabban zároirányban működtetik. Alapanyaguk szilícium, vagy germánium lehet. A 2.74. ábra egy rétegtechnológiás fotodióda felépítését és feszültség-áram jelleggörbékének, a megvilágítás erősségtől való függését ábrázolja. A diódát zároirányban polarizálva, a megvilágítás hatására zároirányú áramuk megnő. A zárási áram növekedése egyenesen arányos a megvilágítás erősségével.

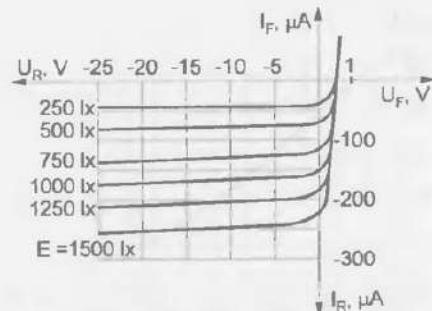
A fotodióda  $S$  fénysensitivitását a zárási fotoáram és a megvilágítás hánypontosaként határozzuk meg:

$$S = \frac{I_R}{E} \left[ \frac{\mu\text{A}}{\text{lx}} \right].$$



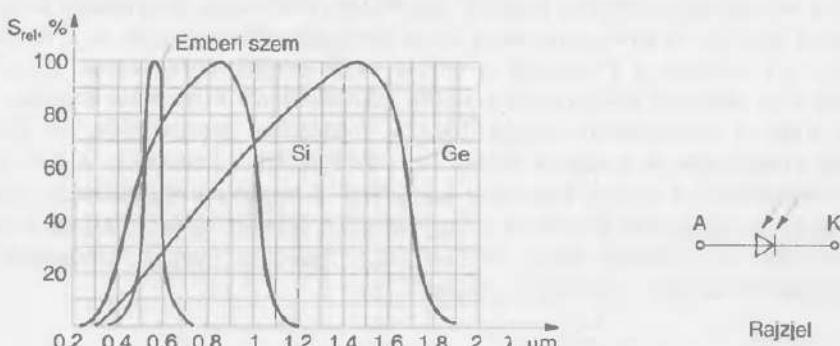
a) elvű felépítése

2.74. ábra. A fotodióda



b) jelleggörbék

A fényérzékenység függ a fénysugárzás hullámhosszától. A 2.75. ábra. Si- és Ge-fotodiódák spektrális érzékenységét és áramkori jelölést mutatja. A maximális érzékenység hullámhossza Si-fotodiódák esetén  $\lambda_{ES} \approx 0,85 \mu\text{m}$ , Ge-fotodiódák esetén pedig  $\lambda_{ES} \approx 1,5 \mu\text{m}$ .



2.75. ábra. Fotodiódák relatív spektrális érzékenysége és áramkori jelölése

### Jellemző adatok és határértékek

A fotodiódák legfontosabb jellemző adatai a következők:

- **Fényérzékenység ( $S$ ):** megadja, hogy a zárási áram hány  $\mu\text{A}-\text{rel}$  növekszik a megvilágítás 1 lx-os növekedése hatására. Jellemző értéke,  $S \approx 0.01 \div 0.12 \mu\text{A/lx}$ .
- A megvilágítás nélküli állapotra érvényes az  $I_d$  sötétáram, amelyet meghatározott zárófeszültség esetén adnak meg. Jellemző értéke hőmérsékletfüggő Ge-fotodiódák esetén 1  $\mu\text{A}$  nagyságrendű, Si-fotodiódák esetén pedig 1 nA körüli érték.
- A maximális érzékenység  $\lambda_{ES}$  hullámhossza, amely Si-fotodiódák esetén  $\lambda \approx 0,85 \mu\text{m}$ , Ge-fotodiódák esetén pedig  $\lambda \approx 1,5 \mu\text{m}$ .
- Az  $f_s$  működési határfrekvencia. A fotodiódák feléledési ideje lényegesen kisebb, mint a fotoellenállásoké. A határfrekvencia jellemző értéke Si-fotodiódák esetén kb. 1 MHz. Különleges felépítésű, úgynevezett PIN-fotodiódák esetén  $f_s$  értéke 1 GHz is lehet.
- A  $C_S$  záróréteg-kapacitás. Jellemző értéke  $C_S \approx 10 \div 150 \text{ pF}$ , amely függ a zárófeszültség nagyságától.

A fotodiódakra vonatkozó határértékek általában a maximális zárófeszültségekre (jellemző érték  $U_{Rmax} \approx 20 \div 30 \text{ V}$ ) és a környezeti hőmérséklet-tartományra vonatkoznak ( $T = -50 \div +100^\circ\text{C}$ ).

### Alkalmazások

A fotodióda záróárama a megvilágítás erősségevel arányosan növekszik, ezért különösen jól alkalmazható fénymérésre. Nagyon sok helyen alkalmazzák még a szabályozás- és vezérléstechnikában. Nagyon kis helyigényük miatt, alkalmazásukkal nagy alkatrészszűrűség érhető el. A fotodiódák megvilágítás hatására feszültséget képesek előállítani, de kicsi fényérzékeny felületük alacsonyabb hatásfokot biztosít, mint a kifejezetten erre a céllra kifejlesztett fotoelemek.

## 2.4.4. Fénykibocsátó dióda (LED – Light Emitting Diode)

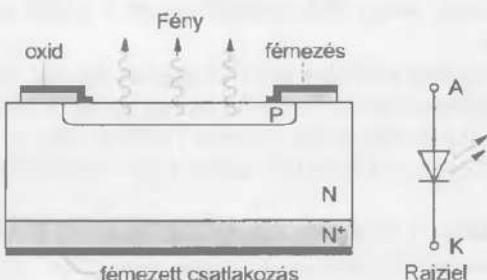
### Felépítés és működési elv

A fénykibocsátó diódák vagy fénydiódák speciális felépítésű diódák, amelyek az elektromos energiát fényenergiává alakítják. Szerkezeti felépítésüket és áramkori jelölésüket a 2.76. ábra mutatja. Ha nyitóirányú áram folyik keresztül a PN-átmeneten az N rétegből az elektronok a P rétegbe, a P rétegből a lyukak az N rétegbe diffundálnak. A diffúziós kisebbségi és a többségi töltéshordozók között rekombinációs folyamatok indulnak meg, amelyek során a felszabaduló energia fotonok formájában kisugárzódik. A félvezető felületéből kilépő sugárzás a nagyon vékony ( $\approx 1 \mu\text{m}$ ) P rétegen keletkezik. A 2.77. ábra a sugárzási rekombináció energia viszonyait szemlélteti. A sugárzási rekombináció csak úgy jöhet létre, ha az elektronok átkerülnek a nagyenergiájú vezetési sávból, a kisebb energiájú vegyértéksávba. A félvezető anyag sávszerkezete határozza meg, a kibocsátott fény hullámhosszát a következő összefüggés szerint:

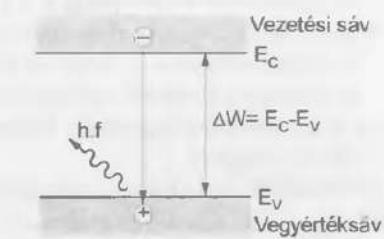
$$\Delta W = h \cdot f, \Rightarrow \lambda = \frac{h \cdot c}{\Delta W}.$$

Érdekes megjegyezni, hogy a fénykibocsátó diódában létrejövő rekombinációk csupán 1 %-a tekinthető sugárzási rekombinációknak (amely fotonok kibocsátásával jár).

A vegyülettipusú félvezetők esetén (mint a gallium-árgonid (GaAs), gallium-árgonid-foszfid (GaAsP), gallium-foszfid (GaP)), a sugárzási rekombinációk száma néhány nagyságrenddel nagyobb, mint például szilícium esetében. Ezért a fénykibocsátó diódák alapanyaga vegyület tipusú félvezető. A 2.4. táblázat szabványos fénykibocsátó diódák fontosabb adatait és a maximális fényerősségehez tartozó hullámhosszt tartalmazza. Megfigyelhető, hogy a legnagyobb hatásfokkal (1 + 5 %) az infravörös fénydióda rendelkezik, a többi tipusnál a hatásfok 0,05 % alatt van. Emiatt a fénydióda fénye erősebb megvilágítás mellett már nem látható.



2.76. ábra. Fénykibocsátó dióda szerkezeti felépítése és áramkori jelölése



2.77. ábra. Sugárzási rekombináció energiasáv-modell felhasználásával

Szín	Hullámhossz [nm]	Alapanyag	$\Delta W$ [eV]	Nyitófeszültség 10 mA áramnál	Fényteljesítmény 10 mA áramnál
Infravörös	950	GaAs: Si	1,35	1,3 + 1,5 V	100 + 500 $\mu\text{W}$
Infravörös	800 + 900	GaAlAs	1,4	1,3 + 1,5 V	1 + 2 $\mu\text{W}$
Vörös	655	GaAsP	1,9	1,6 + 1,8 V	100 + 500 $\mu\text{W}$
Világos vörös	635	GaAsP	2,0	2,0 + 2,2 V	5 + 10 $\mu\text{W}$
Sárga	583	GaAsP	2,1	2,0 + 2,2 V	3 + 8 $\mu\text{W}$
Zöld	565	GaP	2,3	2,2 + 2,4 V	1,5 + 8 $\mu\text{W}$
Kék	480	GaN vagy SiC	2,8	3 + 5 V	1,5 + 6 $\mu\text{W}$

2.4. táblázat.

További előnytelen tulajdonsága a kis sugárzási szög, amely csak  $30^\circ$  és  $60^\circ$  közötti érték. A világítódiódák a kicsi hatásfok ellenére számos előnyös tulajdonsággal rendelkeznek:

- a hasznos kimeneti fényelőállításához alacsony áramot és feszültséget igényelnek;
- majdnem késedelem nélkül reagálnak a vezérlő jelre (nagy kapcsolási sebesség);
- nagyon kicsi helyen elférnek, ütésállók és élettartamuk nagyon nagy (kb.  $10^6$  óra!).

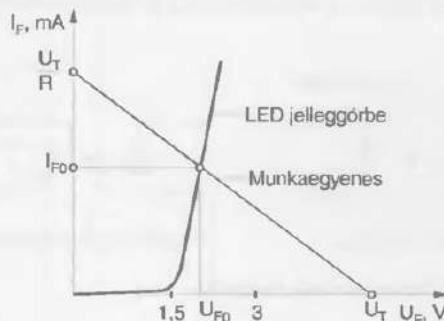
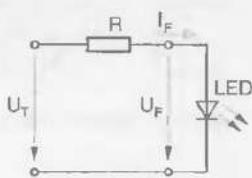
A fotodióda fényerőssége egy bizonyos nyitóirányú áramérőben felül már nem változik számottevően. Mivel a fénydióda nagyon kis értékű dinamikus ellenállással rendelkezik nyitófeszültsége fölött, ezért általában áramgenerátoros táplálást alkalmaznak. A 2.78. ábra egy fénydióda munkapont-beállítását szemlélteti az  $I_F - U_F$  jelleggörbéjét felhasználva.

Ismerve a munkaponti  $I_{F0}$  áramot,  $U_{F0}$  feszültséget és az  $U_T$  tápfeszültséget értékét, a szükséges  $R$  ellenállásérték, az  $R = \frac{U_T - U_{F0}}{I_{F0}}$  összefüggés felhasználásával kiszámítható.

### Jellemző adatok és határértékek

A világítódiódákat jellemző legfontosabb adatok a következők:

- a világítófelület nagysága  $A$ , jellemző érték  $A \approx 0,5 + 30 \text{ mm}^2$ ;
- a fényerősség  $I_V$ , jellemző érték  $I_V = 1 \div 5 \text{ mcd}$  ( $I_F = 20 \text{ mA}$  esetén);
- a fényáram  $\Phi$ , jellemző érték  $\Phi = 2 \text{ mlm}$  ( $I_F = 20 \text{ mA}$  esetén);
- max. fényerő hullámhossza  $\lambda_p$ , vörös fénydióda esetén  $\lambda_p \approx 655 \text{ nm}$ ;
- kisugárzási szög  $\alpha$ , jellemző érték  $\alpha \approx 30 \div 60^\circ$ .



2.78. ábra. A fénykibocsátó dióda munkapont-beállítása

### Alkalmazások

A fénykibocsátó diódák elsődlegesen jelző és kijelző-elemként kerülnek felhasználásra különböző műszer-előlapokon, hétszegmenses és alfanumerikus kijelzőkben. Ugyanakkor megtaláljuk őket infravörös fénysorompók fényforrásaként. Mivel működésük alacsony feszültséget és áramot igényel ezért közvetlenül illeszthetők a legtöbb digitális áramkörcsaládhoz.

## 2.4.5. Optikai csatolók

### Felépítés és működés

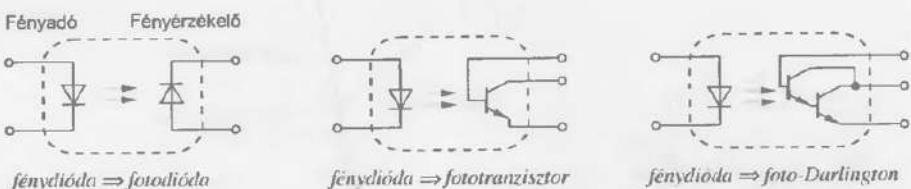
Az optikai csatolók, vagy más néven fénycsatolók egy fénykibocsátó és egy fényérzékelő elemből állnak (2.79. ábra). Kivitelezés szempontjából az optikai csatolókat diszkrét- és integrált áramkörös formában is gyártják. Fénykibocsátó elemként a jó hatásfok miatt általában infravörös tartományban sugárzó fénypillékötőket alkalmaznak. A fényérzékelő elem lehet fotodióda, fototranzisztor vagy Darlington-fototranzisztor (nagy érzékenységet biztosít). Az optikai csatolók elektronikus elemek között visszahatárszerűen, galvanikusan leválasztott kapcsolatot tesznek lehetővé. Az optikai csatolók lehetővé teszik mind digitális, mind analóg jelek átvitelét.

### Jellemző adatok és határértékek

Az optikai csatolók egyik fontos jellemzője az  $\alpha = \frac{I_{ki}}{I_{be}}$ , csatolási viszony, amelyet általában a fényérzékelő elem határoz meg. A fényérzékelő cím szerint:

- $\alpha \approx 0,1$  fotodióda esetén;
- $\alpha \approx 10 \div 300$  fototranzisztor esetén;
- $\alpha \approx 100 \div 1000$  Darlington-fototranzisztor esetén.

Fontos adata az optikai csatolóknak az  $U_{th}$  átütési szilárdság (jellemző értékei  $U_{th} \approx 500 \div 10\,000$  V között vannak) és az  $f_g$  határfrekvencia (tipikus értéke  $f_g \approx 10$  MHz). A többi adat és határérték azonos a fénypillékötára és a fényérzékelőre érvényes adattal.



2.79. ábra. Optikai csatolók felépítése

### Alkalmazások

Az optikai csatolók minden olyan helyen alkalmazhatók, ahol elektronikai elemeket galvanikusan és visszahatárszerűen el kell választani. Használják vezérlés-, szabályozástechnikai áramkörökben, különböző műszerekben, analóg és digitális jelátvitelben és az orvosi elektronikában (ahol különleges érintésvédelmi szabályok érvényesek).

## 2.4.6. Folyadékkristályos kijelzők

A folyadékkristályos kijelzők (LCD - Liquid Crystal Display) eltérően a fénypillékötőktől nem bocsátanak ki fényt, hanem csak külső megvilágítás esetén láthatók (passzív kijelzők). Működésük a folyadékkristályok azon tulajdonságán alapszik, hogy külső elektromos feszültség hatására változtatják fénytani tulajdonságait. A folyadékkristály külső feszültség nélküli átlátszó (világos), külső feszültség esetén pedig átlátszatlan (sötét).

A folyadékok általában *izotrop*, a kristályok pedig *anizotrop* testek. Egy testet, amelynek tulajdonságai terhelésekkel szemben minden irányban azonosak, *izotropnak* nevezünk. *Anizotropnak* nevezünk egy olyan testet, amelynek bizonyos tulajdonságai a terhelés irányától függnek. Léteznek olyan szerves vegyületek, amelyek szilárd- és folyékony halmazállapotban is úgy viselkednek, mint a kristályok. Ezeket az anyagokat folyadékkristályoknak nevezzük. Ezek a folyadékok anizotrop tulajdonságaikat, csak bizonyos hőmérséklettartományban (kb.  $-5^{\circ}\text{C} \div 65^{\circ}\text{C}$ ) képesek megőrizni. A hőmérséklet további emelkedése esetén, az anizotrop folyadék izotrop állapotba megy át.

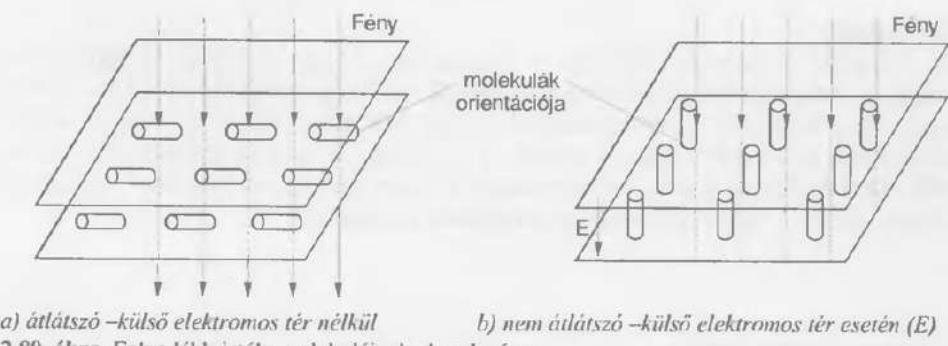
A folyadékkristály elektromos tulajdonságai szerint két típusú kijelzőt különböztetünk meg:

- **Térvezérlésű folyadékkristályos kijelzők:** a folyadékkristály elektromos szempontból nem vezető, és a folyadék optikai tulajdonságait az elektromos tér határozza meg.
- **Dinamikus szórás elvén működő kijelzők:** a folyadékkristály elektromosan vezető, és a rákapcsolt váltakozó feszültség hatására változtatja fényáteresztő képességét.

### Térvezérlésű folyadékkristályos kijelzők

Alapállapotban a folyadékkristályok átengedik a fénysugarakat. Ha a folyadékkristályokat megfelclően nagy erősségű elektromos térbe helyezzük, a folyadékot alkotó molekulák térbeli elhelyezkedése megváltozik, és az anyag zavaros lesz (2.80. ábra). Megvilágítás hatására a zavaros folyadék tejfehérnek látszik. Ez a jelenség a villamos tér megfelelő térbeli alkalmazásával (az elektródák alakjának megfelelő kialakításával), tetszőleges karakterek megjelenítését teszi lehetővé. A kijelzőket kondenzátoroszerűen alakítják ki; a két fegyverzetre feszültséget kapcsolva állítják elő a szükséges elektromos teret.

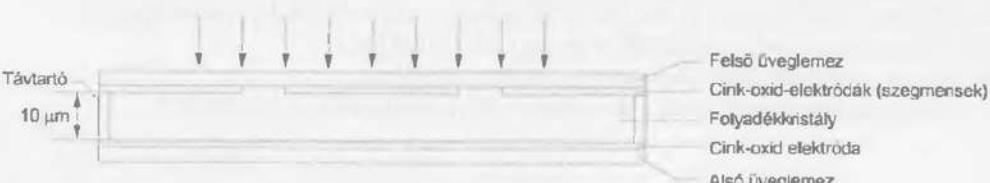
A 2.81. ábra egy folyadékkristályos kijelző elvi felépítését szemlélteti. A folyadékkristály két üveglap között helyezkedik el, amelynek a belső felületére viszik fel az optikailag átlátszó, fémes elektródákat. A felületi elektróda geometriai kialakítása határozza meg a megjeleníthető karaktereket.



a) átlátszó –külső elektromos tér nélkül

b) nem átlátszó –külső elektromos iér esetén (E)

2.80. ábra. Folyadékkristály molekuláinak elrendezése



2.81. ábra. Folyadékkristályos kijelző elvi felépítése

A vezérléshez váltakozó feszültséget használnak, mivel az egyenfeszültség elektrolízist indít el, ami a folyadékkristály élettartamát jelentősen csökkenti. A váltakozó feszültség frekvenciája legalább akkora kell legyen, hogy a szem számára ne legyen érzékelhető a villódzó hatás. A zavaros állapot eléréséhez szükséges elektromos tér  $0,1 \text{ } \mu\text{V}/\mu\text{m}$  között van. A térvézérlésű LCD-nek nagyon nagy előnye a kicsi vezérlőteljesítmény(egy  $\text{cm}^2$  felület vezérlési teljesítményigénye kb.  $0,1 \text{ mW}$ ) és a viszonylag kicsi tápfeszültség ( $3 + 8 \text{ V}$ ).

A folyadékkristályos kijelzők a megvilágítás függvényében három féle kijelzési módban működhetnek:

- Visszaverő (*reflective*) kijelzési mód: – a megvilágítást külső fényforrás (pl. napfény) biztosítja és az LCD mögött fényvisszaverő felület veri vissza a råeső fényt. Ebben az esetben minimális az LCD teljesítmény igénye és a kijelzés kontrasztja nagyon jó.
- Közvetítő (*transmissive*) kijelzési mód: – a kijelző hátról meg van világítva mesterséges belső fényforrással. A kijelző külső megvilágítás nélkül is látható, de a teljesítmény-igény nagyobb mint visszaverő módban.
- Vegyes (*transflective*) kijelzési mód: – a visszaverő és a közvetítő kijelzési eljárások keveréke. Használható külső megvilágítás mellett és külső megvilágítás nélkül is.

### A dinamikus szórás elvén működő folyadékkristályos kijelzők

Felépítésük hasonló a térvézérlésű LCD-k felépítéséhez, viszont működésükhez lényegesen nagyobb vezérlő-teljesítményt igényelnek. Az elektromosan vezető folyadékkristályban a rákapcsolt váltakozó feszültség hatására részecskemozgás indul meg, aminek következtében a folyadék zavaros lesz. Megvilágítás hatására a zavaros részek kifehérednek.

Vezérlési szempontból nagyobb tehetetlenséggel rendelkeznek, mint a térvézérlésű változat. A dinamikus szórás elvén működő kijelzőelemek föleg nagyméretű kijelzők esetén kerülnek felhasználásra.

### Alkalmazások

A folyadékkristályos kijelzőknek a legnagyobb előnye a többi kijelzőtipushoz viszonyítva a nagyon kicsi teljesítmény-felhasználás (ez föleg a térvézérlésű LCD-esetében van így). A térvézérlésű folyadékkristályos kijelzők különösen alkalmasak emiatt telepes készülékekhez, amelyekben nagyon kritikus a kijelzőegység energia-felhasználása. Egyre nagyobb teret hódítanak a számítástechnikában a folyadékkristályos kijelzővel rendelkező monitorok, amelyek monokróm és színes változatban is készülnek.

### Összefoglaló kérdések:

1. Milyen jellemzői vannak egy fotoellenállásnak?
2. Milyen előnyei vannak gyakorlati alkalmazások esetén a fénykibocsátó diódáknak?
3. Milyen típusú LED rendelkezik a legnagyobb hatásfokkal?
4. Milyen szerkezeti felépítése van egy optikai csatolónak?
5. Milyen sajátosságai vannak a térvézérlésű folyadékkristályos kijelzőknek?

# 3. Analóg alapáramkörök

## 3.1. Egyenirányítók

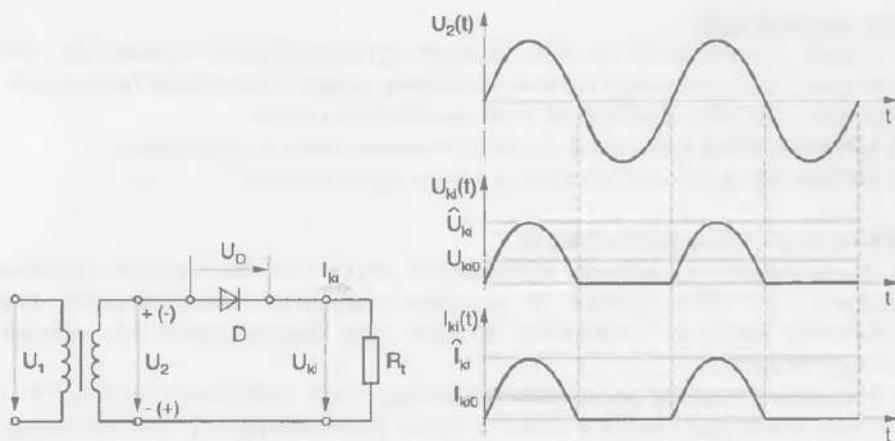
### 3.1.1. Diódás egyenirányítók

Az egyenirányító áramkörök, a hálózati transzformátor által megfelelő értéküre transformált szinuszos változó feszültséget (*igen nagy hullámosságú*) egyenfeszültséggé alakítják. Az egyenirányító kimenetén kapott egyenfeszültség *amplitúdója nem állandó* (tehát nem tiszta egyenfeszültség), ezért felbontható egyen- és váltakozó feszültségű összetevőkre. Az egyenirányító kapcsolások a bemeneti váltakozó feszültség hasznosítása szempontjából két csoportba sorolhatók:

- egyutas egyenirányítók:** a bemeneti szinuszos váltakozó feszültség egyik félperiódusát hasznosítják.
- kétutas egyenirányítók:** a bemeneti szinuszos váltakozó feszültség minden félperiódusát hasznosítják.

#### Egyutas egyenirányítók

Az *egyutas egyenirányító* kapcsolás a legegyszerűbb egyenirányítónak tekinthető. Kapcsolása a 3.1.a. ábrán, jellemző hullámformái a 3.1.b. ábrán láthatók (a diódán folyó kis értékű visszáramot elhanyagoljuk). A  $D$  dióda az  $U_2$  szekunder feszültség pozitív félperiódusaiban nyitó irányú feszültséget kap és ennek megfelelően a váltakozó feszültséget pozitív félhullámait átengedi. A negatív félperiódusokban a dióda záróirányú feszültséget kap és lezár.



a) kapcsolása

3.1. ábra. Egyutas egyenirányító

b) jellemző hullámformát

Az  $R_t$  terhelő ellenálláson csak a pozitív félperiódusokban folyik áram. minden pillanatban a kimeneti feszültség  $U_{kt} = U_2 - U_D$  (tehát  $U_{kt} < U_2$ ), ahol  $U_D$  a diódán eső nyitó irányú feszültség (Si-diódák esetén ez kb.  $0,7 \div 0,9$  V).

Az egyenirányított feszültség  $U_{ki0}$  átlagértéke:

$$U_{ki0} = \frac{1}{\pi} \cdot \hat{U}_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \approx 0,45 U_2, \text{ vagy } U_{ki0} = \frac{1}{\pi} \cdot \hat{U}_{ki} \approx 0,318 \hat{U}_{ki}.$$

A terhelésen folyó áram átlagértéke:

$$I_{ki0} = \frac{U_{ki0}}{R_t} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{ki}}{R_t}.$$

A fogyasztó által felhasznált egyenáramú teljesítmény a hasznos teljesítményt képviseli:

$$P_{ki0} = P_{hasznos} = U_{ki0} \cdot I_{ki0} = \frac{\hat{U}_2^2}{\pi^2 \cdot R_t} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{U_2^2}{R_t}.$$

A váltakozó áramú hálózatból teljesítmény felhasználás csak egy félperiódusnak megfelelő ideig történik, tehát a hálózatból felvett teljesítmény:

$$P_{felhasznalt} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_2^2}{R_t}.$$

Az egyutas egyenirányító hatásfoka, felhasználva a hatásfok meghatározását a következő:

$$\eta = \frac{P_{hasznos}}{P_{felhasznalt}} = \frac{4}{\pi^2} = 40,5 \text{ \%}.$$

Az egyutas egyenirányítóban felhasznált dióda megválasztásánál figyelembe kell venni, hogy nem szabad túllépni a dióda maximális nyitóáramát ( $I_{Fmax}$ ) és maximális zárófeszültségét ( $U_{Rmax}$ ). Ennek feltételei ebben az esetben:

$$I_{Fmax} > \hat{I}_{ki} = \frac{\hat{U}_{ki}}{R_t}; \text{ és } U_{Rmax} > \hat{U}_2 = \pi \cdot U_{ki}.$$

### Kétutas egyenirányítók

A kétutas egyenirányítók kevésbé hullámoss egyenfeszültséget állítanak elő, mint az egyutas típus, mivel a szinuszos váltakozó feszültség minden félperiódusát hasznosítják.

Kétutas egyenirányításra általában két alapkapcsolást használnak:

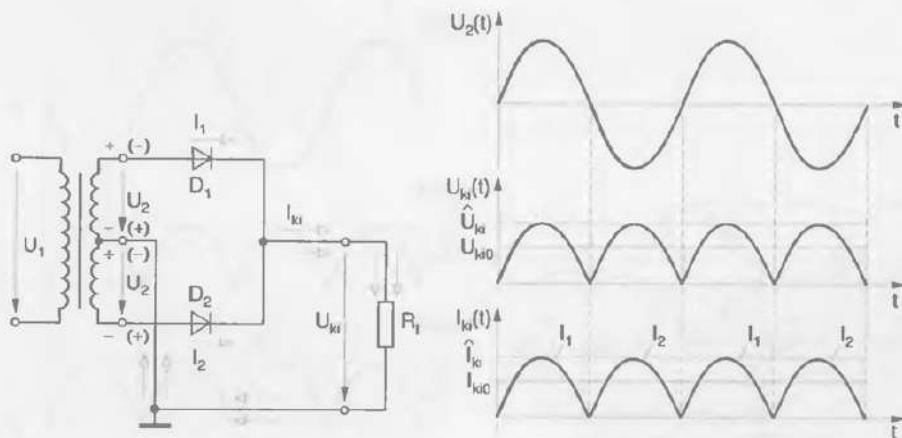
- középkivezetéses (szimmetrikus transzformátoros) kétutas egyenirányító.
- hídkapcsolású (Graetz-kapcsolású), kétutas egyenirányító.

### Középkivezetéses, kétutas egyenirányító

A középkivezetéses, kétutas egyenirányító kapcsolása és villamos jellemzőinek időfüggése a 3.2. ábrán látható. A megoldás elnevezése onnan származik, hogy a transzformátor szekunder feszültségét középen való megcsapolással két egyenlő  $U_2$  feszültségre osztjuk.

A szekunder feszültség pozitív félperiódusaiban (*felső szekunder tekercs*) a  $D_1$  dióda nyitóirányú feszültséget kap, és a diódán a nyíllal jelzett irányban  $I_1$  áram folyik (ugyanakkor a  $D_2$  diódát az alsó szekunder tekercs záróirányban feszít el, tehát nem vezet).

A szekunder feszültség negatív félperiódusaiban (*alsó szekunder tekercs*) a  $D_2$  dióda kap nyitó irányú feszültséget, és a szaggatott vonalas nyíllakkal jelzett áramúton  $I_2$  áram folyik (ezalatt a  $D_1$  dióda záróirányú feszültséget kap és lezár). Az áramkör kimenetén, vagyis az  $R_t$  ellenálláson az  $I_1$  és  $I_2$  áram eredője ( $I_{ki}$ ) fog megjelenni. Mivel egy periódus alatt két egyenirányított félhullámot kapunk, az egyenirányított feszültség átlagértéke kétszerese az egyutas egyenirányítóénak:



a) kapcsolása

b) jellemző hullámformái

3.2. ábra. Középkivezetéses, kétutas egyenirányító

$$U_{ki0} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \approx 0.9 U_2, \text{ vagy } U_{ki0} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_{ki} \approx 0.636 \hat{U}_{ki}.$$

A terhelésen folyó áram átlagértéke:

$$I_{ki0} = I_1 + I_2 = \frac{U_{ki0}}{R_L} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\hat{U}_{ki}}{R_L}.$$

A kétutas egyenirányító hatásfoka kétszer akkora, mint az egyutas változaté:

$$\eta = \frac{U_2^2}{R_L} = \frac{8}{\pi^2} = 81 \text{ %.}$$

A középkivezetéses kétutas egyenirányító kapcsolás hátránya a viszonylag drága, középkivezetéses transzformátor.

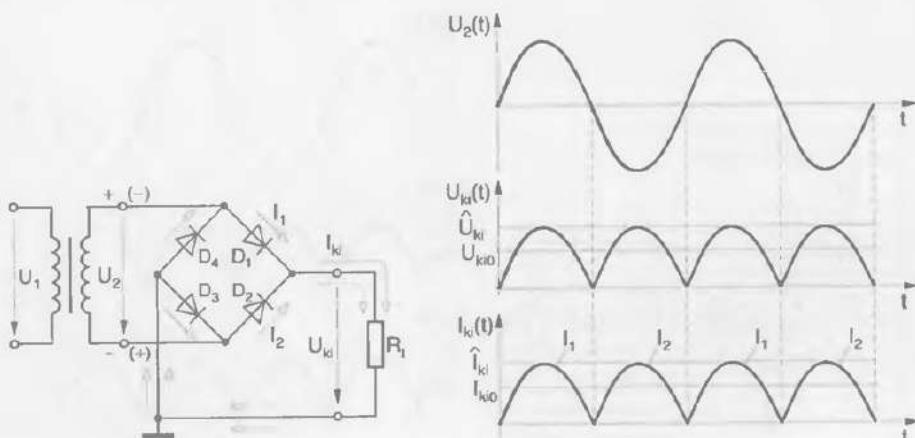
**Hídkapcsolású (Graetz-kapcsolású) kétutas egyenirányító**

A hídkapcsolású kétutas egyenirányító áramkör nem igényel különleges felépítésű transzformátort, azonban a szükséges egyenirányító diódák száma megnő. Kapcsolása és jellemző hullámformái a 3.3. ábrán láthatók.

A transzformátor  $U_2$  szekunder feszültségének pozitív félperiódusában a  $D_1$  és  $D_3$  dióda nyitó irányú feszültséget kap és a diódákon a jelzett irányban  $I_1$  erősségi áram folyik. Negatív félperiódusokban a  $D_2$  és  $D_4$  dióda-pár vezet, létrehozva az  $I_2$  áramot. Az  $R_L$  terhelőellenálláson az  $I_1$  és  $I_2$  áram azonos irányban folyik; eredőjük az  $I_{ki}$ .

A áramkör kimenetén kapott egyenirányított feszültség átlagértéke valamivel kisebb mint a középkivezetéses változatnál, mivel itt minden félperiódusban két diódán jön létre nyitó irányú feszültségesés ( $\approx 1.4 + 1.8$  V).

A hídkapcsolású egyenirányító kifejezetten előnye a középkivezetéses kapcsolással szemben, hogy a diódákra jutó maximális zárófeszültség csak  $U_2$ . Hátránya, hogy négy egyenirányító diódára van szükség és a transzformátor szekunder feszültsége a kimeneti feszültséggel egyidejűleg nem földelhető.



a) kapcsolása

3.3. ábra. Hídkapcsolású, kétutas egyenirányító

b) jellemző hullámformái

Az ismertetett egyenirányító kapcsolások közös jellemzője, hogy változó amplitúdójú egyenfeszültséget szolgáltatnak. A kétutas egyenirányítás által biztosított egyenfeszültség búgófeszültség-tartalma kisebb, mint az egyutas esetben, de így még nem megfelelő elektronikus áramkörök táplálására.

### Szűrőkörök

A búgófeszültséget ( $U_b$ ) nagymértékben csökkenthetjük *pufferkondenzátor* és *szűrők* alkalmazásával.

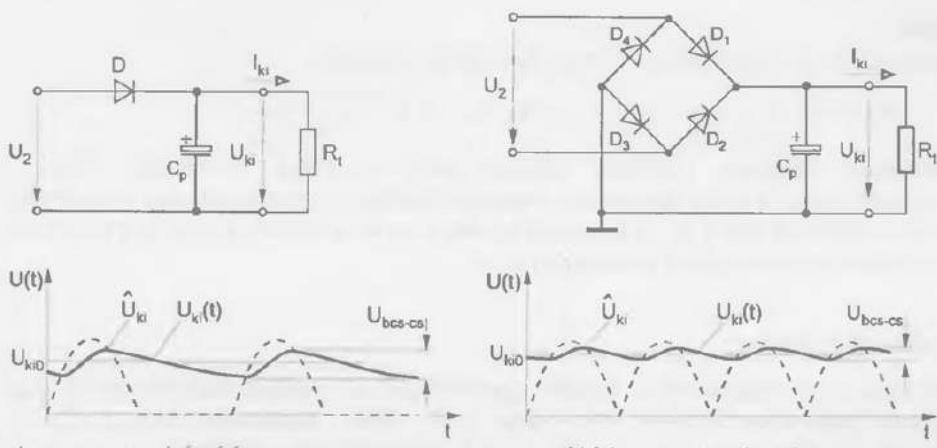
### *A búgófeszültség csökkentése pufferkoudenzátorral*

A pufferkondenzátor tulajdonképpen egy nagy kapacitású elektrolit kondenzátor (több száz, esetleg több tízezer  $\mu\text{F}$ ), amelyet az egyenirányító kimenetével párhuzamosan kapcsolunk. A pufferkondenzátor alkalmazásának hatását az egyutas és kétutas egyenirányító kapcsolások esetén a 3.4. ábra szemlélteti.

Az egyenirányító diódák előfeszítését a transzformátor szekunder feszültségének és a  $C_p$  pufferkondenzátor feszültségének) az időfüggése határozza meg. Az  $U_{ki}(t)$  kimeneti feszültség hullámalakja a kondenzátor töltési és kisülési folyamatainak eredménye. Vizsgáljuk meg az egyutas egyenirányító esetében a  $C_p$  pufferkondenzátor töltési és kisülési folyamatát:

- A kondenzátor feszültsége *mindig megegyezik* a kimeneti feszültséggel. A diódán csak akkor folyik áram ha  $U_2 > U_{ki}$ . Ez a szekunder feszültség pozitív csúcsértekéhez közel pillanatokban történik meg. Ilyenkor a kondenzátor töltödik és a kimeneti feszültség növekszik. Ha a diódán nem folyik áram ( $U_2 < U_{ki}$ ), a  $C_p$  pufferkondenzátor töltése az  $R_i$  fogyasztón átfolyó áram következtében állandóan csökken.

Növekvő terhelőáram esetén a kimeneti feszültség átlagértéke csökken és a búgófeszültség nő. A búgófeszültség csökkenthető  $f$ , vagy  $C_p$  értékének növelésével. A pufferkondenzátoros megoldás csak kis terhelőáramok esetén nyújt kielégítő eredményt.



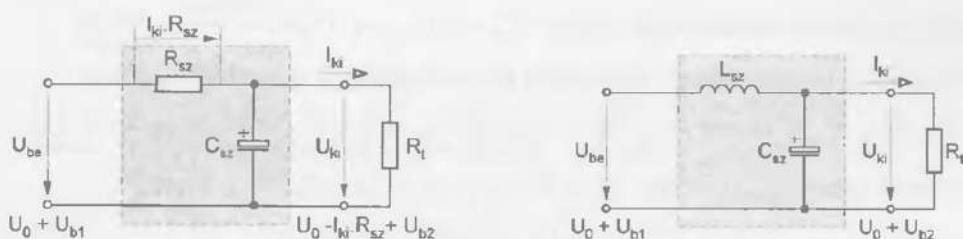
a) egyutas egyenirányító  
b) kéziutas egyenirányító  
3.4. ábra. Egyenirányító kapcsolások működése pufferkondenzátorral

### A búgófeszültség csökkentése szűréssel

A búgófeszültség csökkentésére alkalmas szűróáramkör egy olyan feszültségesztő, amelynek az egyenáramú összetevőt kis mértékben, a váltakozó áramú összetevőt nagy mértékben kell leosztania. Ez az áramkör tulajdonképpen aluláteresztő szűrőnek tekinthető. A továbbiakban *RC*- és *LC*-szűrőkkel fogunk foglalkozni.

### RC-szűrő

A legegyszerűbb és legolcsóbb szűrőnek tekinthető kapcsolása a 3.5.a. ábrán látható. A megfelelő minőségű szűrés csak akkor biztosítható, ha a búgófeszültség frekvenciáján a  $C_{sz}$  szűrökondenzátor minél jobban lesöntöli az  $R_l$  terhelő ellenállást, és az  $R_{sz}$  szűrőellenállás értéke sokkal nagyobb a kondenzátor kapacitív reaktanciójánál.



a) *RC*-szűrő kapcsolása  
3.5. ábra. Szűrő kapcsolások

b) *LC*-szűrő kapcsolása

$$R_l \gg X_{C_{sz}} = \frac{1}{\omega_b \cdot C_{sz}} \quad \text{és} \quad R_{sz} \gg X_{C_{sz}} = \frac{1}{\omega_b \cdot C_{sz}}$$

Az  $R_{sz}$  és  $C_{sz}$  szűrőelemek értékének növelése javítja a szűrés hatásfokát. Mivel az  $R_{sz}$  ellenálláson a terhelőárammal arányos feszültségesés jön létre, ez a szűrőkapcsolás csak kis értékű terhelőáramok esetén alkalmazható.

**LC-szűrő**

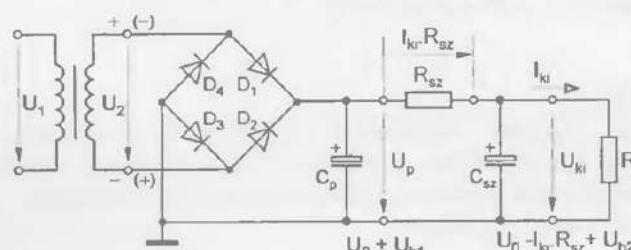
Kapcsolása a 3.5.b. ábrán látható. A megfelelő szürés feltételei:

$$R_t \gg X_C = \frac{1}{\omega_b \cdot C_{sz}} \quad \text{és} \quad X_{L_{sz}} = \omega_b \cdot L_{sz} \gg X_{C_{sz}} = \frac{1}{\omega_b \cdot C_{sz}}.$$

Bármelyik szűrőelem értékének növelése javítja a szürés minőségét. Előnye a kapcsolásnak, hogy a szűrő bemenetére kapcsolt feszültség egyenfeszültségű összetevőjét minimális mértékben osztja le. Az LC-szűrő hátránya, az RC-szűröhöz képest, hogy nagyobb a beszerzési ára és a nagyobb a geometriai mérete.

**☞ Számítási példa:**

Méretezzünk egy hidkapcsolású kétutas egyenirányítóval, pufferkondenzátorral és RC-szűrőkkel kivitelezett hálózati tápegységet (3.6. ábra). Határozzuk meg a  $C_{sz}$ ,  $C_p$  szűrőkondenzátorok, az  $R_{sz}$  szűrőellenállás és az  $R_t$  terhelőellenállás értékét!



**Adatok:**

$$\begin{aligned} U_p &= 24 \text{ V} \\ I_{ki} &= 100 \text{ mA} \\ C_p &= 2 \cdot C_{sz} \\ U_{b1} &= 1 \text{ V} \\ U_D &= 0,7 \text{ V} \\ Q_{vc} &= 8 \end{aligned}$$

3.6. ábra. Hidkapcsolású kétutas egyenirányító pufferkondenzátorral és RC-szűrővel

**Megoldás:**

Kétutas egyenirányításnál:

$$U_{b1} = \frac{I_{ki}}{2 \cdot C_p \cdot f}, \Rightarrow C_p = \frac{I_{ki}}{2 \cdot U_{b1} \cdot f} = \frac{0,1 \text{ A}}{2 \cdot 1 \text{ V} \cdot 50 \text{ Hz}} = 10^{-3} \text{ F} = 1000 \mu\text{F}.$$

A szűrőkondenzátor kapacitásának értéke:  $C_p = 2 \cdot C_{sz} \Rightarrow C_{sz} = \frac{1000 \mu\text{F}}{2} = 500 \mu\text{F}$ .

A jósági tényező összefüggését felhasználva RC-szűrő esetén, a szűrőellenállás értéke:

$$Q_{sz} \equiv \omega_b \cdot R_{sz} \cdot C_{sz}, \Rightarrow R_{sz} \equiv \frac{Q_{sz}}{\omega_b \cdot C_{sz}} = \frac{Q_{sz}}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C_{sz}} = \frac{8}{2 \cdot \pi \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 5 \cdot 10^{-4} \text{ F}} = 25,5 \Omega.$$

A kimeneti feszültség átlagértéke:  $U_{ki} = U_p - I_{ki} \cdot R_{sz} = 24 \text{ V} - 2,55 \text{ V} = 21,45 \text{ V}$ .

$$\text{A terhelőellenállás értéke: } R_t = \frac{U_{ki}}{I_{ki}} = \frac{21,45 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = 214,5 \Omega.$$

**☞ Összefoglaló kérdések:**

1. Milyen feladatot látnak el az egyenirányítók?
2. Hasonlítsa össze az egyutas- és kétutas egyenirányítók tulajdonságait!
3. Hasonlítsa össze az középkivezetéses- és Graetz-kapsolású kétutas egyenirányítók tulajdonságait!
4. Milyen lehetőségek vannak a búgofeszültség csökkentésére?

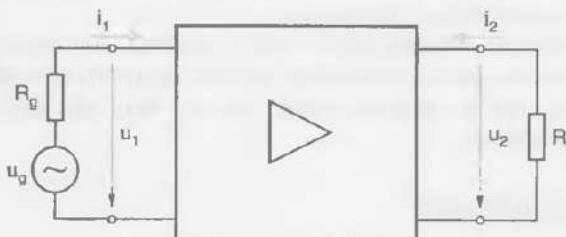
## 3.2. Erősítő alapkapsolások

### 3.2.1. Alapfogalmak

Az elektromos jelek sokszor olyan kis jelszintet képviselnek, hogy az általuk hordozott információ nem használható, ezért előzőleg fel kell erősíteni egy adott gyakorlati alkalmazás által megkövetelt szintre. Azokat az elektronikus kapsolásokat, amelyekkel egy jel erősítését lehet megvalósítani **erősítőknek** nevezzük. Az erősítők a feszültségen kívül az áramot is erősítik és természetesen ennek megfelelően az elektromos jel teljesítményét is.

Általános esetben az erősítő egy **aktív négypólus**, amely képes a kimenetén a bemenetére kapcsolt elektromos jellet megegyező hullámformájú, de tetszőlegesen nagyobb teljesítményű (feszültségű, áramú) elektromos jelet szolgáltatni (3.7. ábra). Ahhoz, hogy ezt a feladatot egy erősítő teljesítse, egyenfeszültségű energiaforrással (tápegység) kell táplálni, amelynek elektromos energiája képes fedezni a kimeneti teljesítménynövekedést és a fellépő veszteségeket. Maga az erősítés folyamata nem más, mint vezérelt teljesítmény-átalakítás.

Az erősítés megvalósítása csak aktív félvezető elemmel (bipoláris tranzisztor, térvezérlésű tranzisztor) lehetséges. A megfelelő működés biztosítására szükség van passzív elemekre (*ellenállás, kondenzátor, stb.*) is. Az erősítők különleges csoportját alkotják a műveleti erősítők, amelyek felépítésével és működésével külön foglalkozunk.



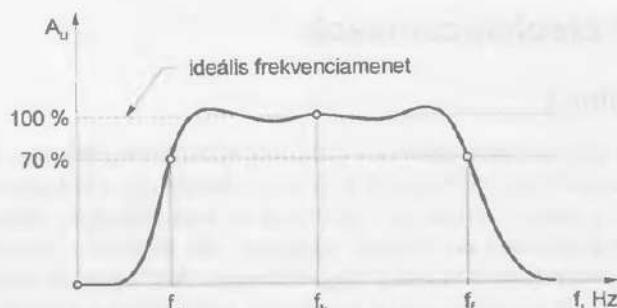
3.7. ábra. Erősítő tömbvázlata

Az erősítő bemenetére kapcsolt jelforrás által szolgáltatott feszültség hullámformája (*alakja*) tetszőleges lehet. Az erősítendő jel típusa szerint megkülönböztetünk:

- váltakozó feszültségű erősítő**    (– a bemeneti jel váltakozó feszültség).
- egyenfeszültségű erősítő**    (– a bemeneti jel egyenfeszültség).

A váltakozó feszültségű erősítők erősítése a valóságban frekvenciasűrű. Létezik egy  $f_a$  alsó- és egy  $f_f$  felső határfrekvencia, a határfrekvenciák közötti tartomány **az erősítő sávszélessége** (3.8. ábra). Az erősítő határfrekvenciáinak azt a két frekvenciát nevezük, amelyeken az erősítés 3 dB-lel ( $0,7A_u$ ) kisebb az  $f_k$  közepes frekvencián elérő erősítésnél. Az  $f_k$  közepes frekvencia a két határfrekvencia mértani közepe (*hangfrekvenciás erősítőknél ez a frekvencia általában  $f_k = 1\text{kHz}$* ). A nagy sávszélességgel rendelkező erősítőket **szélessávú erősítőknek** nevezzük. Bizonyos méréstechnikai és szabályozástechnikai alkalmazásokban gyakran keskeny frekvenciasáv erősítésére van szükség, mivel a savon kívül eső frekvenciájú jelek zavaró hatást fejtenek ki.

A kis sávszélességű erősítőket **hangolt, vagy szeléktív erősítőknek** nevezzük. Az **egyenfeszültségű erősítők** alsó határfrekvenciája  $f_u = 0\text{ Hz}$ . Az egyenfeszültségű erősítők, a bemeneti feszültség igen lassan bekövetkező változásaira kell válaszolnia.



3.8. ábra. Egy erősítő frekvenciamenetéte

Az erősítőkkel szemben alapvető követelmény, hogy az erősítés során a jelek alakja minél kisebb mértékben változzon. Abban az esetben, ha a bemeneti és kimeneti jel időfüggvénye különbözik az erősítő torzít. A torzítás mértéke a *k torzítási tényezővel* fejezhető ki, amelyet a torzítási termékek eredeti jelhez viszonyított, százalékban kifejezett értéke adja meg. Jó minőségű erősítők esetén  $k = 0,01 \pm 1\%$ .

A gyakorlatban az erősítők bemenetén fellépő villamos jel időfüggvénye általában nem szinuszos lefolyású. *Minden nem szinuszos lefolyású feszültség előállítható különböző frekvenciájú, fázishelyzetű és amplitúdójú szinuszos feszültségekből, ezeknek a szinuszos feszültségeknek az összeadásával (Fourier-elv).*

Azoknak a szinuszos időfüggvényű feszültségeknek az összességét, amelyeknek összeadásával a nem szinuszos jel előállítható, az illető jel *spektrumának* nevezük. Megállapítható tehát, hogy az erősítő bemeneti jele egy vagy több különböző frekvenciájú, szinuszos lefolyású feszültség.

### 3.2.2. Az erősítők jellemzői

Az erősítők esetén háromféle erősítést határozhatunk meg:

- **feszültségerősítés**       $\rightarrow \quad \bar{A}_u = \frac{u_2}{u_1};$

- **áramerősítés**       $\rightarrow \quad \bar{A}_i = -\frac{i_2}{i_1};$

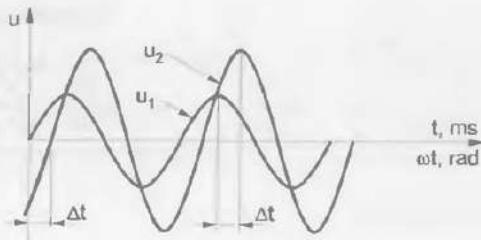
- **teljesítményerősítés**       $\rightarrow \quad \bar{A}_p = \frac{P_2}{P_1} = \bar{A}_u \cdot \bar{A}_i.$

Az  $\bar{A}$  erősítés komplex szám, mivel az erősítő be- és kimeneti jelei általában nincsenek azonos fázisban (3.9. ábra). Az erősítés egyértelmű meghatározása csak két mennyiség együttes ismerete mellett lehetséges, amelyek a következők:

- Az erősítés nagysága ( $A$ )  $\Leftrightarrow$  a kimeneti- és bemeneti jel amplitúdójának vagy effektív értékének hárnyadosa.
- Az erősítés fázisszöge ( $\varphi_A$ )  $\Leftrightarrow$  a kimeneti jel fázistolása a bemeneti jelhez képest.

Az erősítés fázisszöge a  $\Delta t$  időeltérésnek megfelelő szögérték. Az erősítés nagyságát általában logaritmikus egységen (*decibel-ben*) fejezik ki:

$$\diamond \quad a_u = 20 \cdot \lg A_u \quad \diamond \quad a_i = 20 \cdot \lg A_i \quad \diamond \quad a_p = 10 \cdot \lg A_p$$

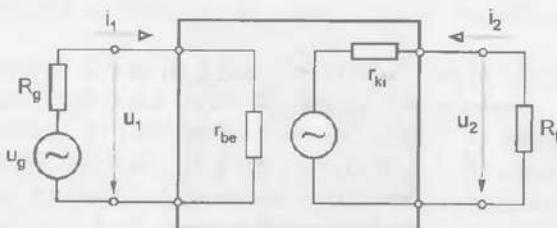


3.9. ábra. Az erősítő bemeneti és kimeneti hullámformái

Az erősítők tervezése és felhasználása szükségessé teszi azoknak a paramétereiknek az ismeretét, amelyek az erősítő jellemzőit adják meg. A gyakorlati felhasználhatóságot mutató legfontosabb jellemzők a következők:

- *üzemi frekvenciatartomány, erősítés, bemeneti differenciális ellenállás ( $r_{be}$ ), kimeneti differenciális ellenállás ( $r_{ki}$ ), torzítások, az erősítő zajtényezője, az erősítő határértékadai.*

A 3.10. ábra egy erősítő belső felépítését szemlélteti. A bemeneti rész terhelő a jelforrásat, míg a kimenet generátornak tekinthető, amelyet az  $R_i$  terhelés zár le. Az  $r_{be}$  és  $r_{ki}$  differenciális ellenállásokat *bemeneti és kimeneti ellenállásoknak* nevezzük.



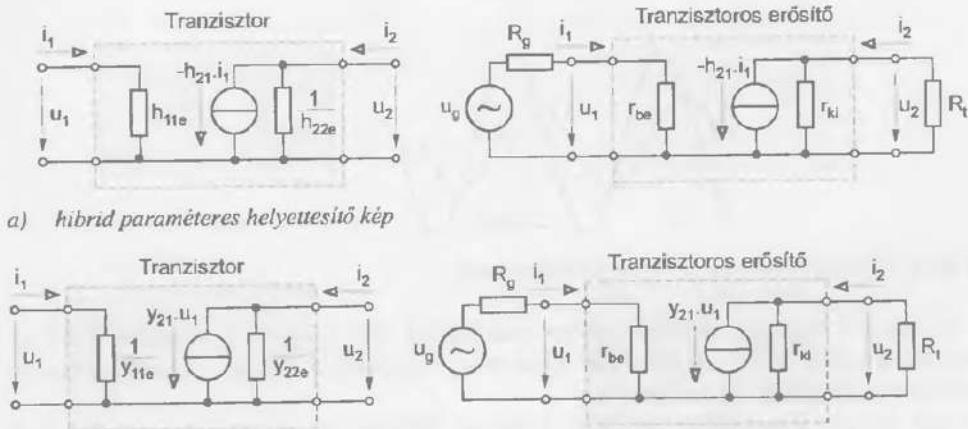
3.10. ábra. Erősítő, általános belső felépítése

A *torzítás* kifejezi, hogy a jel időbeni lefolyása milyen mértékben változik meg nemkívánatos módon, az erősítő bemenetétől a kimenetéig. Az erősítőben az erősítendő jeltől idegen, zavaró feszültségek is hozzáadódnak a jelhez. Ezen zavaró feszültségek nagyságrendjét fejezi ki az *erősítő zajtényezője*.

A *határérték-adatok* megadják, a bemeneti jelszint (feszültség, áram, teljesítmény) maximális értékét, amelyet az erősítő elegendően kis torzítással képes feldolgozni és a kimeneti jel (feszültség, áram, teljesítmény) maximális értékét, amelyet az erősítő károsodás nélkül képes szolgáltatni.

### 3.2.3. Erősítő alapkapsolások bipoláris tranzisztorral

Négypólussal általában minden olyan eszköz vagy áramkör leírható, illetve helyettesíthető, amelynek két bemeneti és két kimeneti villamos csatlakozópontja van. Magát az eszközt, ill. áramkört ilyenkor egy zárt, láthatatlan tartalmú „doboznak” tekintjük és a benne levő tényleges áramkörökkel nem sokat tördünk. Csak az érdekel bennünket, hogy a kimeneten és a bemeneten milyen lineáris összefüggések érvényesek.



b) admittancia paraméteres helyettesítő kép  
3.11. ábra. A tranzisztor kisjelű helyettesítő kapcsolásai

Az aktiv négypólusok, mint a tranzisztorok energiaforrást is tartalmaznak és erősítőként működhetnek. Ahhoz, hogy a tranzisztor négypólusú hálózatnak tekinthessük, az elektromos mennyiségek között lineáris összefüggéseknek kell fennállniuk. Ez a feltétel csak akkor teljesül, ha a jelek kis amplitúdójúak, vagyis amikor a nonlineárítások még nem kifejezettek.

A tranzisztor kisfrekvenciás, kisjelű viselkedését általános formában a 3.11.a. ábra szerint, a *hibrid paraméteres helyettesítő* kép felhasználásával modellezhetjük. Nagyfrekvenciás esetben a kisjelű viselkedés leírására az admittancia paraméteres helyettesítő kép alkalmas (3.11.b. ábra.). Az  $r_{be}$  a tranzisztoros erősítő váltakozó áramú bemeneti ellenállását, az  $r_{ki}$  a váltakozó áramú kimeneti ellenállását képviseli.

Felhasználva a tranzisztor kisjelű helyettesítő kapcsolását (3.11.a. ábra) meghatározható a tranzisztor feszültség-, áram- és teljesítményerősítése.

### Feszültségerősítés

A kapcsolás feszültségerősítése:

$$A_u = \frac{u_2}{u_1}, \text{ ahol ebben az esetben: } u_2 = -h_{21} \cdot i_1 \cdot (r_{ki} \times R_t) = -h_{21} \cdot \frac{u_1}{r_{be}} \cdot (r_{ki} \times R_t).$$

Az összefüggésben szereplő negatív előjel az  $u_2$  feszültség és az  $i_1$  áram ellentétes irányának a következménye. Behelyettesítve az  $u_2$  feszültségre kapott kifejezést a feszültségerősítés képletébe, kapjuk:

$$A_u = -h_{21} \cdot \frac{r_{ki} \times R_t}{r_{be}}.$$

Abban az esetben mikor  $R_t \ll r_{ki}$ , akkor:

$$A_u \approx -h_{21} \cdot \frac{R_t}{r_{be}}.$$

### Arámerősítés

A kapcsolás áramerősítése:

$$A_i = -\frac{i_2}{i_1}, \text{ ahol az áramosztás törvényének megfelelően, } i_2 = -h_{21} \cdot i_1 \cdot \frac{r_{ki} \times R_t}{R_t}.$$

Behelyettesítés után kapjuk:

$$A_i = h_{21} \cdot \frac{r_{ki} \times R_t}{R_t}$$

Abban az esetben mikor  $R_t \ll r_{ki}$ , akkor:  $A_i \approx h_{21}$ .

### Teljesítményerősítés

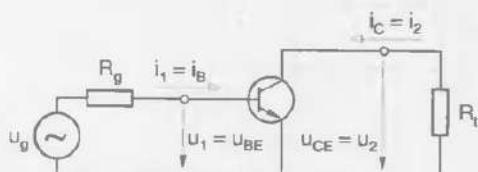
A kapcsolás teljesítményerősítése:

$$A_p = |A_u| \cdot |A_i|$$

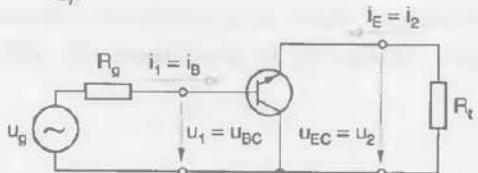
A levezetett összefüggések általános érvényük és segítségükkel lehetővé válik a különböző kapcsolású fokozatok erősítésének kiszámítása. Mivel a tranzisztorok jellemzőit az adatlapokon a hibrid paraméterekkel adják meg, ezért ezek az összefüggések akkor válnak a gyakorlatban is használhatóvá, ha ismerjük a bemeneti és kimeneti ellenállások hibrid paraméteres kifejezését. A következőkben *lineáris, kisjelű, A-osztályú beállításban üzemelő erősítő alapkapsolások tanulmányozásával* foglalkozunk.

Említettük már, hogy az erősítőelemeknek – amelyek általában három kivezetéssel rendelkeznek – három kapcsolási módja ismeretes. Bipoláris tranzisztoroknál – a megfelelő bemeneti- és kimeneti négypólus-jellemzőket szemlélietve – ezek a következők (3.12. ábra):

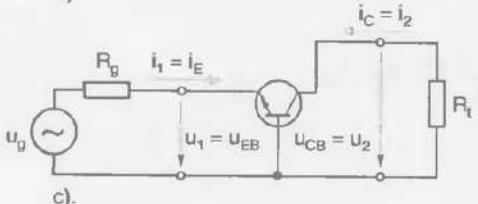
- közös emitteres kapcsolás (emitterkapcsolás);
- közös bázisú kapcsolás (báziskapcsolás);
- közös kollektoros kapcsolás (kollektorkapcsolás vagy emitterkövető kapcsolás).



a)



b).



c).

Megfigyelhető, hogy a különböző alapkapsolásokra érvényes hibrid paraméterek számértéke különböző. Ennek megfelelően a három alapkapsolás áramerősítési tényezője is különböző:

$$h_{21e} = \frac{i_C}{i_B} \equiv \beta, \quad (h_{21e} = 20 \div 500)$$

$$h_{21c} = \frac{i_E}{i_B} \equiv -h_{21e}$$

$$h_{21b} = \frac{i_C}{i_E} \equiv -1$$

A három alapkapsolásban a tranzisztor munkapontját a jelleggörbe normál, aktív tartományába kell beállítani. Az egyszerűség kedvéért a tanulmányozást a továbbiakban olyan frekvencián végezzük (pl. 1 kHz), amelyen az erősítő minden eleme frekvenciafüggetlennek tekinthető.

3.12. ábra. A bipoláris tranzisztor alapkapsolásai  
a) emitterkapcsolás; b) kollektorkapcsolás;  
c) báziskapcsolás

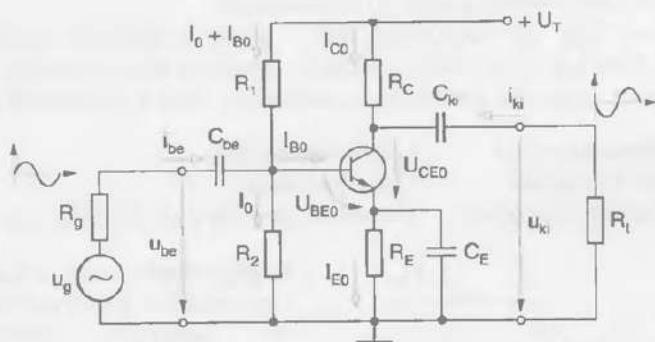
**Közös emitteres erősítőfokozat**

A 3.13. ábra egy közös emitteres erősítő kapcsolását szemlélteti. A kapcsolás bázisosztós munkapont-beállítású, a bemenet a bázis-emitter, a kimenet a kollektor-emitter, a közös elektróda az emitter.

**A kapcsolás működése**

A működés során a tápegyseg egycíramú teljesitménye alakul át a vezérlő  $u_g$  generátor által meghatározott ütemben váltakozó áramú teljesítménnyé és az így felerősített áramot, vagy feszültséget az  $R_L$  terhelés használja fel.

Feltételezve, hogy az  $u_{be}$  bemeneti feszültség pozitív irányban nö, ez a változás növeli az  $U_{BEO}$  feszültséget és az  $I_{B0}$  áramot. A bázisáram növekedése felerősítve jelentkezik a kollektorkörben, vagyis  $I_{C0}$  nő és növekszik az  $R_C$  ellenálláson eső feszültség.



3.13. ábra. Közös emitteres erősítőkapcsolás

Az  $R_C$  ellenálláson eső feszültség növekedése előidézi az  $U_{CEO}$  feszültség csökkenését, amelyet a  $C_{ki}$  csatolókondenzátor a kimenetre közvetít. Mivel az  $u_{ki}$  feszültség változása ellentétes irányú az  $u_{be}$  feszültség változásához viszonyítva, az **emitterkapcsolás fázist fordít**.

**A munkaponti adatok meghatározása**

A bázisosztót alkotó két ellenállás értéke, –  $R_1$  és  $R_2$  – a munkaponti adatok ismeretében számítással meghatározható.

$$R_1 = \frac{U_T - U_{BEO} - I_{E0} \cdot R_E}{I_0 + I_{B0}}, \text{ ahol } I_0 = (5 \div 10) \cdot I_{B0}$$

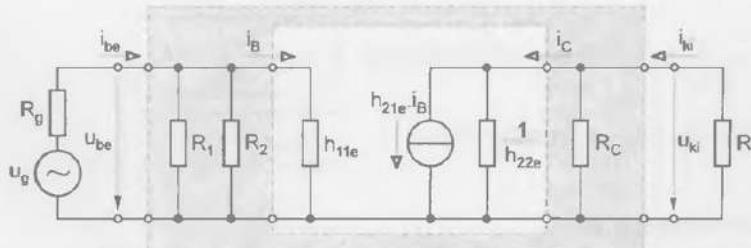
$$R_2 = \frac{U_{BEO} + I_{E0} \cdot R_E}{I_0}$$

**A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása**

Az erősítő kapcsolás feszültségerősítése a hibrid paraméteres helyettesítő kép alapján számítással meghatározható. Az erősítő kapcsolás hibrid paraméteres helyettesítő képe a 3.14. ábrán látható. A helyettesítő képek értelmezésénél figyelembe kell venni, hogy közepes működési frekvencián (1 kHz) dolgozunk és ennek megfelelően a kondenzátorok

rövidzárnak tekinthetők. Váltakozó áramú szempontból a tápfeszültséget szolgáltató feszültséggenerátor szintén rövidzárnak tekinthető. A helyettesítő képben szereplő áramgenerátor árama, a vele párhuzamosan kapcsolt három ellenállás eredőjén hozza létre az  $u_{ki}$  feszültséget. Mivel az áram irányával ellentétes a feszültség irányával, negativ előjel adódik.

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



3.14. ábra. Hibrid paraméteres helyettesítő kapcsolás

Az  $u_{be}$  bemeneti feszültséget az  $i_B$  áram hozza létre a  $h_{11e}$  ellenálláson.

$$u_{be} = i_B \cdot h_{11e}$$

A két kapott kifejezést behelyettesítve a feszültségerősítés képletébe:

$$A_{u(e)} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-h_{21e} \cdot i_B \cdot \left( \frac{1}{h_{22e}} \times R_C \times R_t \right)}{i_B \cdot h_{11e}}, \Rightarrow \boxed{A_{u(e)} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot \left( \frac{1}{h_{22e}} \times R_C \times R_t \right)}$$

Abban az esetben, ha  $R_t \ll \frac{1}{h_{22e}}$ , kapjuk:

$$\boxed{A_{u(e)} \approx -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot (R_C \times R_t)}$$

#### A kapcsolás áramerősítésének meghatározása

A hibrid paraméteres helyettesítő kép felhasználásával:

$$i_{ki} = -\frac{u_{ki}}{R_t} \quad \text{és} \quad i_{be} = \frac{u_{be}}{R_1 \times R_2 \times h_{11e}}.$$

A meghatározott összefüggések helyettesítésével az áramcrösítés:

$$A_{i(e)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = -\frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{R_1 \times R_2 \times h_{11e}}{R_t}, \quad \boxed{A_{i(e)} = -A_{u(e)} \cdot \frac{R_1 \times R_2 \times h_{11e}}{R_t}}$$

Mivel a bázisosztót úgy méretezik, hogy ellenállásai lényegesen nagyobbak a  $h_{11e}$  ellenállásnál, ezért:

$$\boxed{A_{i(e)} \approx -A_{u(e)} \cdot \frac{h_{11e}}{R_t}}$$

#### A kapcsolás bemeneti ellenállása

A bemeneti ellenállás a bemeneti feszültség és a bemeneti áram hárnyadosa. Másképpen megfogalmazva: az az ellenállás, amely az erősítő bemenetét lezárja, ha a meghajtó generátort nem vessük figyelembe.

$$\frac{U_{be}}{r_{be(e)}} = \frac{U_{be}}{i_{be}}; \text{ a helyettesítő kép elemeivel:}$$

$$r_{be(e)} = R_1 \times R_2 \times h_{11e}$$

Az  $R_1, R_2 \gg h_{11e}$  közelítést alkalmazva, kapjuk:

$$r_{be(e)} \approx h_{11e}$$

### A kapcsolás kimeneti ellenállása

A kimeneti ellenállás az üresjáratú kimeneti feszültség és a rövidzárlati kimeneti áram hányadosa.

$$r_{ki} = -\frac{u_{ki}(z)}{i_{ki}(r)}; \text{ a helyettesítő kép elemeivel:}$$

$$r_{ki(e)} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_C$$

Alkalmazva az,  $R_C \ll \frac{1}{h_{22e}}$  megközelítést:

$$r_{ki(e)} \approx R_C$$

### Az emitterkapcsolás jellemzői

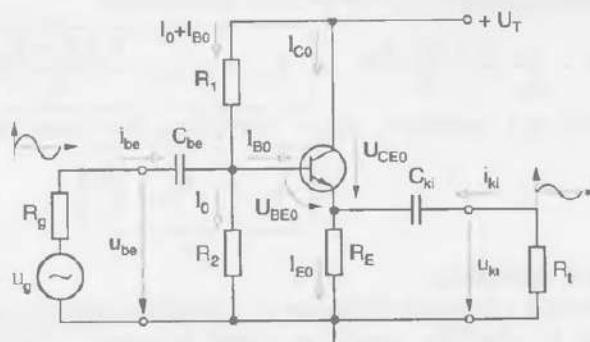
Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- Feszültségerősítés  $A_{u(e)}$  – nagy, jellemző érték:  $10 \div -500$ ; (van fázisfordítás).
- Áramerősítés  $A_{i(e)}$  – nagy, jellemző érték:  $10 \div 500$ .
- Bemeneti ellenállás  $r_{be(e)}$  – közepes, jellemző érték:  $1 \div 50 \text{ k}\Omega$ .
- Kimeneti ellenállás  $r_{ki(e)}$  – közepes, jellemző érték:  $1 \div 50 \text{ k}\Omega$ .

A közös emitteres erősítő fokozat, előnyös jellemzői miatt a leggyakrabban használatos tranzisztoros erősítők kapcsolás. Az igen nagy feszültségerősítés következtében a kapcsolás, csak igen kis jelszinteket ( $1 \div 10 \text{ mV}$ ) tud lineárisan erősíteni. Olyan elektronikus kapcsolásokban alkalmazzák, ahol nagy feszültség- és áramerősítésre van szükség.

### Kollektorkapcsolású erősítőfokozat

A kollektorkapcsolású (emitterkövető) erősítő, egy lehetséges kapcsolása a 3.15. ábrán látható. A kollektor váltakozó áramú szempontból földpotenciálon van a tâpfeszültséget szolgáltató generátor pozitív pólusával együtt. A bemeneti jelgenerátor ebben a kapcsolásban a bázis és kollektor közé csatlakozik, a kimeneti jel az emitter és a kollektor elektródák között áll rendelkezésre.



3.15. ábra. Kollektorkapcsolású erősítőfokozat kapcsolása

### A kapcsolás működése

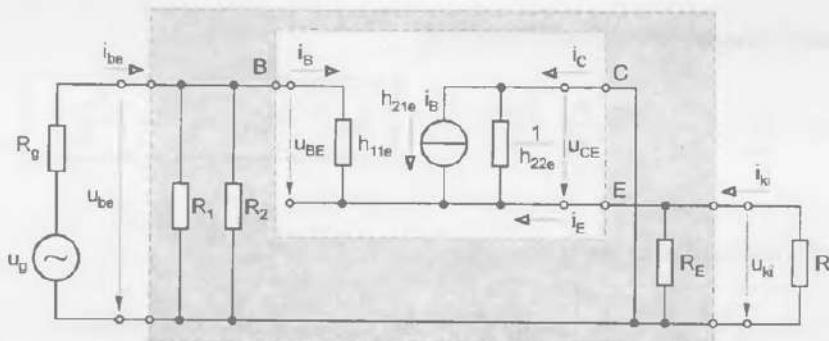
Feltételezve, hogy a bemeneti feszültség a pozitív félperiódusban nő, ez a bemeneti csatoló kondenzátoron keresztül növeli az  $U_{BE0}$  feszültséget és az  $I_{B0}$  áramot.

A növekvő bázisáram felerősítve jelentkezik az emitterkörben és az  $I_{E0}$  növekedése előidézi az  $R_E$  emitterellenálláson eső feszültség növekedését, tehát az  $u_{ki}$  kimeneti feszültség nő. A bemeneti jel az erősítő fokozaton keresztül, nem szorítja meg a fázisfordítást.

Megállapítható, hogy az emitterpotenciál követi a bázispotenciált, aminek a kapcsolás emitterkövető elnevezése tulajdonítható. A tranzisztor egyenáramú munkapont-beállítása ugyanúgy történik, mint az emitterkapcsolású erősítő fokozatnál.

### Váltakozó feszültségű jellemzők

A kapcsolás jellemzőinek meghatározására szolgál a 3.16. ábrán látható hibrid paraméteres helyettesítő kép.



3.16. ábra. Hibrid paraméteres helyettesítő kép

### A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása

Mivel a hibrid paraméteres helyettesítő képet felhasználva felírható az  $u_{be} = u_{BE} + u_{ki}$  összefüggés, ebből következik, hogy a feszültségerősítés egységnyinél kisebb ( $A_{u(c)} < 1$ ).

A 3.16. ábra alapján, felírható a kimeneti- és a bemeneti feszültség összefüggése:

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

A feszültségerősítés:

$$A_{u(c)} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot \left( \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_l \right)}{\frac{h_{11e}}{h_{11e}} + \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot \left( \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_l \right)} \Rightarrow A_{u(c)} = \frac{S \cdot \left( \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_l \right)}{1 + S \cdot \left( \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_l \right)},$$

Mivel  $R_t \ll \frac{1}{h_{22e}}$  kapjuk:

$$A_{u(c)} \approx \frac{S \cdot (R_E \times R_l)}{1 + S \cdot (R_E \times R_l)} \approx 1$$

Megállapítható, hogy a kapcsolás feszültségerősítése megközelítően egységnyinek tekinthető és az erősítés során nincs fázisfordítás.

**A kapcsolás bemeneti ellenállása**

$$r_{be(c)} = R_1 \times R_2 \times \frac{u_{be}}{i_B}$$

$r_{be(c)} = R_1 \times R_2 \times r_{be}^*$ , ahol  $r_{be}^*$  a belső áramkör bemeneti ellenállása.

$$r_{be}^* = \frac{u_{be}}{i_B} = \frac{u_{BE} + u_{ki}}{i_B} = \frac{u_{BE} + i_C \cdot R_t^*}{i_B}, \text{ ahol } R_t^* = R_E \times R_t.$$

$$r_{be}^* = h_{11e} + h_{21e} \cdot R_t^* \approx h_{21e} \cdot R_t^*.$$

$$r_{be(c)} = R_1 \times R_2 \times [h_{11e} + h_{21e} \cdot (R_E \times R_t)] = R_1 \times R_2 \times [h_{11e} + h_{21e} \cdot R_t^*]$$

$$r_{be(c)} \approx R_1 \times R_2 \times [h_{21e} \cdot (R_E \times R_t)] = R_1 \times R_2 \times (h_{21e} \cdot R_t^*).$$

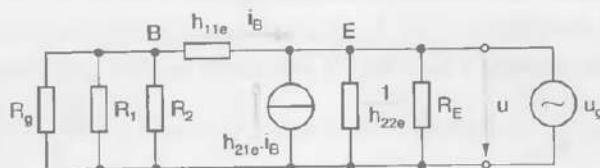
**A kapcsolás áramerősítésének meghatározása**

$$A_{i(c)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = \frac{\frac{u_{ki}}{R_t}}{\frac{u_{be}}{R_t}} = -\frac{u_{ki}}{u_{be}} \cdot \frac{r_{be(c)}}{R_t}, \Rightarrow A_{i(c)} = -A_{u(c)} \cdot \frac{r_{be(c)}}{R_t} \approx -\frac{r_{be(c)}}{R_t}.$$

**A kapcsolás kimeneti ellenállása**

$$r_{ki(c)} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times r_{ki}^*, \text{ ahol } r_{ki}^* \text{ a belső áramkör kimeneti ellenállása.}$$

A belső áramkör kimeneti ellenállásának meghatározására a kimenetre  $u$  feszültségű generátort kapcsolunk (3.17. ábra). Az ábra felhasználásával kapjuk a belső áramkör kimeneti ellenállását:



3.17. ábra. A kimeneti ellenállás meghatározása

$$r_{ki}^* = \frac{u}{-h_{21e} \cdot i_B} = \frac{-i_B \cdot [h_{11e} + (R_g \times R_1 \times R_2)]}{-h_{21e} \cdot i_B} \Rightarrow r_{ki}^* = \frac{h_{11e} + (R_g \times R_1 \times R_2)}{h_{21e}}.$$

Mikor a generátor belső ellenállása  $R_g = 0$ :  $r_{ki}^* = \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$ .

A belső áramkör kimeneti ellenállásának az összefüggését felhasználva:

$$r_{ki(c)} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times \left( \frac{h_{11e} + R_g \times R_1 \times R_2}{h_{21e}} \right) \approx \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times \frac{h_{11e}}{h_{21e}} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times \frac{1}{S}.$$

### A kollektorkapcsolás jellemzői

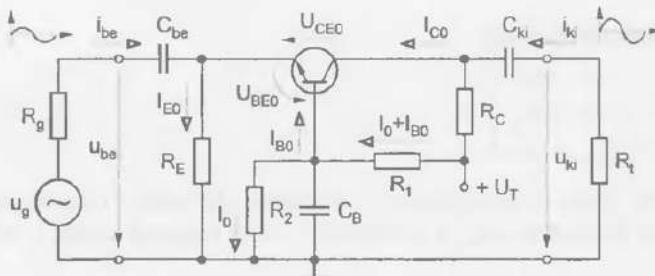
Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- **Feszültségerősítés**  $A_{u(c)}$  – fázisfordítás nélküli egységnyi feszültségerősítés ( $0,95 \div 0,99$ ).
- **Áramerősítés**  $A_{i(c)}$  – nagy, jellemző érték:  $-10 \div -500$ .
- **Bemeneti ellenállás**  $r_{be(c)}$  – közepes, jellemző érték:  $1 \div 50 \text{ k}\Omega$ .
- **Kimeneti ellenállás**  $r_{ki(c)}$  – **nagyon kicsi**, jellemző érték:  $10 \div 100 \text{ }\Omega$ .

A közös kollektoros erősítő fokozatot, jellemzői alkalmassá teszik, hogy erősítők utolsó fokozataiként alkalmazzák. A kapcsolás kis kimeneti ellenállása, jó illesztést valósít meg a terhelő-ellenállás és az erősítő között.

### Báziskapcsolású erősítőfokozat

A báziskapcsolású (közös bázisú) erősítő kapcsolása a 3.18. ábrán látható. Az egyenáramú munkapont-beállítás feszültségesztés megoldású, a munkapont hőmérséklet-változás okozta eltolódásának kompenzálsát emitterellenállás biztosítja. A bázis-kondenzátorok köszönhetően váltakozó áramú szempontból a bázis fölpotenciálon van.



3.18. ábra. Báziskapcsolású erősítőfokozat

### A kapcsolás működése

A bemeneti jel pozitív félperiódusában az emitterpotenciál nő, ami az  $U_{BE0}$  bázis-emitter feszültség csökkenéséhez vezet, mivel a bázispotenciál állandó. A bázis-emitter feszültség csökkenésének következményeként csökken az  $I_{EO}$  emitter- és az  $I_{C0}$  kollektoráram, ami az  $R_C$  kollektorellenálláson eső feszültség csökkenéséhez vezet. Ez a kollektorpotenciál csökkenését eredményezi és így az  $u_{ki}$  kimeneti feszültség növekszik. Megállapítható, hogy a kapcsolás **nem fordít fázist**.

### Váltakozó feszültségű jellemzők

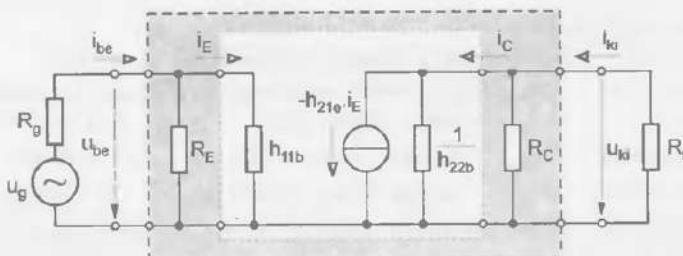
Az erősítőfokozat hibrid paraméteres helyettesítő képet a 3.19. ábra szemlélteti.

### A kapcsolás bemeneti ellenállása

A 3.19. ábra alapján, a tranzisztor  $r_{ne}$  bemeneti ellenállása:  $r_{BE} = h_{11e} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$ .

Az erősítő kapcsolás bemeneti ellenállása:

$$r_{be(b)} = R_E \times r_{BE} \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}} = \frac{1}{S} = \frac{r_{BE}}{\beta}.$$



3.19. ábra. Hibrid paraméteres helyettesítő kapcsolás

A báziskapcsolás bemeneti ellenállása  $\beta$ -ad része az emitterkapcsolás bemeneti ellenállásának és ennek megfelelően értéke néhány  $10 \Omega$  nagyságrendű. A fokozat nagyon kis bemeneti ellenállása gyakorlatilag rövidrezárja a jelforrást. Emiatt a báziskapcsolást általában nem is használják kisfrekvenciás tartományban. Előnyei magasfrekvenciás alkalmazásoknál kerülnek előtérbe.

#### A kapcsolás kimeneti ellenállása

$$r_{ki(b)} = \frac{1}{h_{22b}} \times R_C \approx R_C.$$

Megállapítható, hogy a báziskapcsolás kimeneti ellenállása nagyon nagy, értékét a kollektorellenállás határozza meg. A kollektorellenállás jellemző értéke 1 és  $10 \text{ k}\Omega$  között változhat.

#### A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása

Ha összehasonlítjuk a tranzisztor 3.19. ábrán látható kapcsolását az emitterkapcsolású erősítőfokozat esetén érvényes váltakozó áramú képpel, akkor láthatjuk, hogy a jelgenerátor minden esetben ugyanarra a két kivezetésre csatlakozik. Ezért a báziskapcsolás feszültségerősítése megegyezik a közös emitteres kapcsoláséval, viszont nem hoz létre fázisfordítást.

$$A_{ui(b)} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -h_{21b} \cdot \frac{r_{ki} \times R_L}{r_{be}} \approx h_{21e} \cdot \frac{R_C \times R_L}{h_{11e}} = S \cdot (R_C \times R_L),$$

$$A_{ui(b)} \approx S \cdot (R_C \times R_L)$$

#### A kapcsolás áramerősítésének meghatározása

A fokozat áramerősítése kisebb mint egy, mivel a tranzisztor  $i_e$  bemeneti árama nagyobb mint az  $i_c$  kimeneti árama.

$$A_{i(b)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = -\frac{R_C \times R_L}{R_L} < -1$$

### A báziskapcsolás jellemzői

Az erősítő fokozat váltakozó áramú tulajdonságai a következő jellemzők megállapítását teszik lehetővé:

- **feszültségerősítés**  $A_{u(b)}$  – fázisfordítás nélküli, nagy feszültségerősítés:  $10+500$ .
- **áramerősítés**  $A_{i(b)}$  – közeli tönen egységnyi, jellemző érték:  $-0,1 \div -0,99$ .
- **bemeneti ellenállás**  $r_{be(b)}$  – kicsi, jellemző érték:  $10 \div 100 \Omega$ .
- **kimeneti ellenállás**  $r_{ki(b)}$  – nagy, jellemző érték:  $1 \div 10 \text{ k}\Omega$ .

A báziskapcsolású erősítőfokozatot előnytelen be- és kimeneti ellenállás-viszonyai miatt általában magasfrekvenciás, hangolt erősítőként alkalmazzák. A nagyfrekvenciás hangolt erősítők bemenetének és kimenetének transzformátoros illesztése viszonylag könnyen megoldható. A bemenet és a kimenet között elhelyezkedő – váltakozó áramú szempontból földelt – bázisréteg hatására, csökken a bemenet és a kimenet között fellépő káros visszahatás.

### Bipoláris tranzisztoros erősítő alapkapsolások tulajdonságainak összefoglalása

A bipoláris tranzisztoros erősítő alapkapsolások tulajdonságainak összefoglalását és jellemzőinek számítására alkalmas összefüggéseket a 3.1. táblázat tartalmazza.

Alap-kapsolás	EMITTERKAPCSOLÁS	BÁZISKAPCSOLÁS	KOLLEKTORKAPCSOLÁS
Fázis-fordítás	van	nincs	nincs
$r_{be}$	közepes ( $1 \div 50 \text{ k}\Omega$ ) $= R_1 \times R_2 \times h_{11e} \approx h_{11e}$	kicsi ( $1 + 50 \Omega$ ) $= R_E \times r_{BE} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}} = \frac{1}{S}$	nagy ( $100 \text{ k}\Omega + 5 \text{ M}\Omega$ ) $= R_1 \times R_2 \times (h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E \times R_t)$ $\approx R_1 \times R_2 \times h_{21e} \cdot (R_E \times R_t)$
$r_{ki}$	közepes ( $10 \div 100 \text{ k}\Omega$ ) $= \frac{1}{h_{22e}} \times R_C \approx R_C$	közepes ( $1 + 10 \text{ k}\Omega$ ) $= \frac{1}{h_{22b}} \times R_C \approx R_C$	kicsi ( $10 \div 1000 \Omega$ ) $= \frac{h_{11e} + (R_g \times R_1 \times R_2)}{h_{21e}}$
$A_u$	nagy ( $-10 \div -100$ ) $= -S \cdot \left( \frac{1}{h_{22e}} \times R_C \times R_t \right)$ $\approx -S \cdot (R_C \times R_t)$	nagy ( $-10 \div -100$ ) $= S \cdot (R_C \times R_t)$	egynél kisebb ( $0,95 \div 0,995$ ) $\approx \frac{S \cdot (R_E \times R_t)}{1 + S \cdot (R_E \times R_t)} = 1$
$A_i$	nagy ( $10 \div 100$ ) $\approx h_{21e} \cdot \frac{R_C \times R_t}{R_t}$	egynél kisebb ( $-0,1 \div -0,99$ ) $= -\frac{R_C \times R_t}{R_t} < -1$	nagy ( $-10 \div -100$ ) $= -A_{u(e)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t} = -h_{21e} \cdot \frac{R_E \times R_t}{R_t}$
$A_p$	nagyon nagy ( $10^3 \div 10^4$ )	megegyezik a feszültségerősítéssel	megegyezik az áramerősítéssel

3.1. táblázat.

### 3.1.4. Erősítő alapkapsolások térvézérlésű tranzisztorral

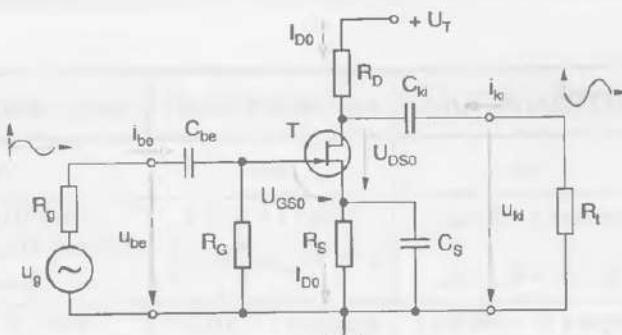
A térvézérlésű tranzisztorokkal kivitelezett erősítőkapcsolások, a bipoláris tranzisztoros fokozatokhoz hasonlóan tárgyalható. A térvézérlésű tranzisztorok különleges előnye a nagyon nagy bemeneti ellenállás, amely gyakorlatilag teljesítménymentes vezérlést tesz lehetővé és így a bemeneti áram értéke nullának tekinthető.

Három alapkapsolást különböztetünk meg, amelyek elnevezése a négpólus bemenete és kimenete szempontjából közös elektródára utal:

- Source-kapsolás (forrás-kapsolás)**
- Drain-kapsolás (nyelő-kapsolás)**
- Gate-kapsolás (kapu-kapsolás).**

#### Source-kapsolású erősítőfokozat

A 3.20. ábra egy source-kapsolású – záróréteges térvézérlésű tranzisztorral (*J-FET*) kivitelezett – erősítő fokozat felépítését szemlélteti. A kapcsolás bemenete a *gate-source*, a kimenet a *drain-source*, a közös elektróda a *source*.



3.20. ábra. Source-kapsolású erősítőfokozat

#### *A kapcsolás működése*

A működés során a tápegység egyenáramú teljesítménye alakul át a vezérlő  $u_g$  generátor által meghatározott ütemben váltakozó áramú teljesítményé, és az így felerősített feszültséget (áramot) az  $R_L$  terhelés használja fel.

Feltételezve, hogy az  $u_{be}$  bemeneti feszültség pozitív irányban nő, ez a változás csökkenti az  $U_{GS1}$  záróirányú feszültséget és az  $I_{D1}$  csatornaáram növekszik. A csatornaáram növekedése előidézi az  $R_D$  ellenálláson eső feszültség növekedését, amely ugyanakkor az  $U_{DS1}$  feszültség csökkenését eredményezi. Ezt a változást a  $C_{ki}$  csatoló kondenzátor a kimenetre közvetíti és így a kimeneti feszültség csökken. Mivel az  $u_{ki}$  feszültség változása ellentétes irányú az  $u_{be}$  feszültség változásával, a *source-kapsolás fázist fordít*.

#### *A tranzisztor munkapontjának beállítása*

A két munkapont-beállító ellenállás értéke,  $-R_D, R_S$  – a munkaponti adatok ismeretében számítással meghatározható.

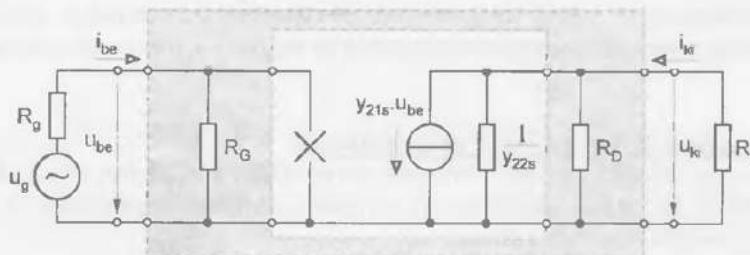
$$R_S = \frac{|U_{GS0}|}{I_{D0}}; \quad R_D = (R_D + R_S) - R_S.$$

### A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása

Az erősítő kapcsolás admittance paraméteres helyettesítő képe a 3.21. ábrán látható. A helyettesítő képek értelmezésénél figyelembe kell venni, hogy közepes működési frekvencián (1 kHz) dolgozunk és ennek megfelelően a kondenzátorok rövidzárnak tekinthetők. Váltakozó áramú szempontból a tápfeszültséget szolgáltató feszültséggenerátor szintén rövidzárnak tekinthető.

A helyettesítő képben szereplő áramgenerátor árama, a vele párhuzamosan kapcsolt három ellenállás eredőjén hozza létre az  $u_{ki}$  feszültséget. Mivel az áram irányával ellentétes a feszültség irányával, negativ előjel adódik:

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



3.21. ábra. Admittancia paraméteres helyettesítő kapcsolás

A kapott kifejezést behelyettesítve a feszültségerősítés képletébe:

$$A_{u(s)} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{- y_{21s} \cdot u_{be} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_D \times R_t \right)}{u_{be}} = - y_{21s} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_D \times R_t \right)$$

Mikor  $R_t \ll \frac{1}{y_{22s}}$ , a következő összefüggést kapjuk:  $A_{u(s)} \approx - y_{21s} \cdot (R_D \times R_t)$ .

### A kapcsolás áramerősítésének meghatározása

A bipoláris tranzisztoros erősítők esetén meghatározott összefüggések felhasználásával

$$\text{az áramerősítés: } A_{i(s)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = - A_{u(s)} \cdot \frac{R_t}{R_i}.$$

### A kapcsolás bemeneti ellenállása

A bemeneti ellenállás a bemeneti feszültség és a bemeneti áram hányadosa. Másképpen megfogalmazva: – az az ellenállás, amely az erősítő bemenetét lezárja, ha a meghajtó generátort nem vesszük figyelembe.

$$r_{be} = \frac{u_{be}}{i_{be}}; \text{ a helyettesítő kép elemeivel:}$$

$$r_{be(s)} = R_G.$$

### A kapcsolás kimeneti ellenállása

A kimeneti ellenállás az üresjárati kimeneti feszültség és a rövidzárlati kimeneti áram hányadosa. Márként fogalmazva: – a kimeneti ellenállás az az ellenállás, amely az erősítő kimenetét lezárja, amikor terhelő ellenállás nem terheli a kimenetet.

$$r_{ki} = - \frac{u_{ki}(i)}{i_{ki}(r)} ; \text{ a helyettesítő kép elemeivel:}$$

$$r_{ki(s)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_D.$$

### A source-kapcsolású erősítő fokozat jellemzői

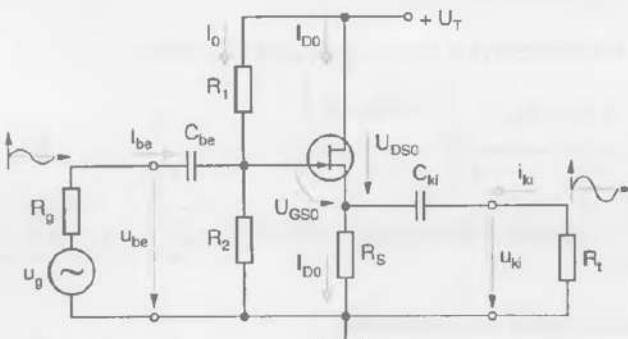
Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- **feszültségerősítés**  $A_{u(s)}$  – közepes, jellemző érték:  $-1 \div -20$  (van fázisfordítás).
- **áramerősítés**  $A_{i(s)}$  – nagy, jellemző érték:  $100 \div 5000$ .
- **bemeneti ellenállás**  $r_{be(s)}$  – nagy, jellemző érték:  $1 \div 10 \text{ M}\Omega$ .
- **kimeneti ellenállás**  $r_{ki(s)}$  – közepes, jellemző érték:  $1 \div 10 \text{ k}\Omega$ .

A source-kapcsolású erősítő fokozat olyan elektronikus áramkörökben kerül alkalmazásra, ahol nagy bemeneti ellenállásra van szükség és megfelel a közepes feszültségerősítés.

### Drain-kapcsolású (source-követő) erősítőfokozat

A 3.22. ábra egy drain-kapcsolású - önvezető térvízérlésű tranzisztorral (JFET) kivitelezett - erősítő fokozat felépítését szemlélteti. A kapcsolás bemenete a gate-drain, a kimenet a source-drain, a közös elektróda a drain.



3.22. ábra. Drain-kapcsolású erősítő fokozat

### A kapcsolás működése

Feltételezve, hogy az  $u_{be}$  bemeneti feszültség pozitív irányban nő, ez a változás csökkenti az  $U_{GSO}$  záróirányú feszültséget és az  $I_{D1}$  csatornaáram növekszik. A csatornaáram növekedése előidézi az  $R_s$  ellenálláson eső feszültség növekedését. Ezt a változást a  $C_{ki}$  csatolókondenzátor a kimenetre közvetíti és így a kimeneti feszültség pozitív irányban változik. Mivel az  $u_{ki}$  feszültség változása követi az  $u_{be}$  feszültség változását (source-követő), a **drain-kapcsolás nem fordít fázist**.

### A tranzisztor munkapontjának beállítása

A gate-osztó két ellenállásának értéke, ( $R_1$ ,  $R_2$ ) a munkaponti adatok ismeretében számítással meghatározható.

$$R_1 = \frac{U_T - U_{GS0} - I_{D0} \cdot R_S}{I_0}, \quad \text{mivel } I_0 >> I_{G0}; \quad R_2 = \frac{U_{GS0} + I_{D0} \cdot R_S}{I_0}.$$

### *A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása*

Az erősítő kapcsolás admittance paraméteres helyettesítő képe a 3.23. ábrán látható. A helyettesítő képek értelmezésénél figyelembe kell venni, hogy közepes működési frekvencián (1 kHz) dolgozunk és ennek megfelelően a kondenzátorok rövidzárnak tekinthetők. Váltakozó áramú szempontból a tápfeszültséget szolgáltató feszültséggenerátor szintén rövidzárnak tekinthető. A helyettesítő képben szereplő áramgenerátor árama a vele párhuzamosan kapcsolt három ellenállás eredőjén hozza létre az  $u_i$  feszültséget.

$$u_{ki} = y_{21x} \cdot u_{GS} \cdot \left( \frac{1}{y_{22}} \times R_S \times R_I \right), \quad u_{be} = u_{GS} + u_{ki}.$$

Az  $u_{CS}$  értékét behelyettesítve az első egyenletbe ( $\Phi$  – jelölést alkalmazva):

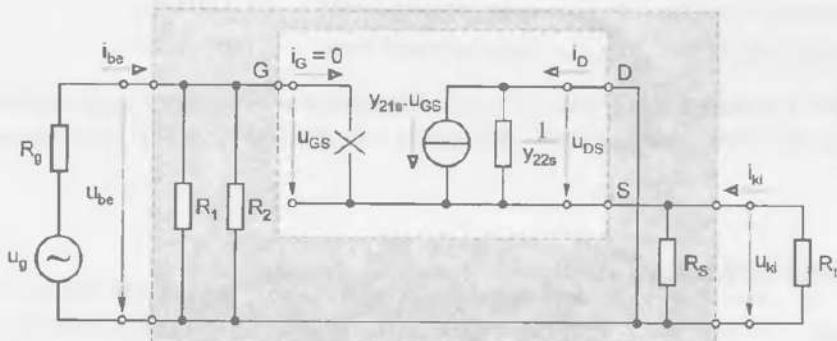
$$u_{ki} = y_{21s} \cdot (u_{be} - u_{ki}) \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right) \Rightarrow \frac{u_{ki}}{(u_{be} - u_{ki})} = y_{21s} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right) = \Phi$$

$$\frac{u_{ki}}{(u_{be} - u_{ki})} = \Phi = \frac{A_{u(d)}}{1 - A_{u(d)}} \Rightarrow A_{u(d)} = \Phi - \Phi \cdot A_{u(d)} \Rightarrow A_{u(d)} = \frac{\Phi}{1 + \Phi};$$

$$A_{u(d)} = \frac{y_{21s} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_s \times R_t \right)}{1 + y_{21s} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_s \times R_t \right)}$$

### *A kupcsolás áramerősítése*

$$A_{i(d)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = - A_{u(d)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t}.$$



3.23. ábra. Admittancia paraméteres helyettesítő kapcsolás

**A kapcsolás bemeneti ellenállása**

Az admittancia paraméteres helyettesítő kép elemeinek figyclembevételével, (mivel a tranzisztor bemeneti ellenállása  $r_{GS} = \frac{u_{be}}{i_G} \rightarrow \infty$ ):

$$r_{be(d)} = R_1 \times R_2.$$

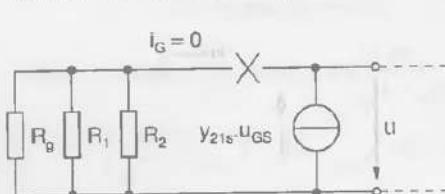
**A kapcsolás kimeneti ellenállása**

A kimeneti ellenállás az üresjáratú kimeneti feszültség és a rövidzárlati kimeneti áram hányadosa.

$$r_{ki} = -\frac{u_{ki}(z)}{i_{ki}(r)}; \text{ a helyettesítő kép elemeivel: } r_{ki(d)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times r_{ki}^*$$

ahol  $r_{ki}^*$  a belsei áramkör kimeneti ellenállása;

A belsei áramkör kimeneti ellenállásának meghatározása a kimenetre  $u$  feszültségű generátort csatlakoztatunk (3.24. ábra.).



3.24. ábra. A belsei áramkör kimeneti ellenállásának meghatározása

$$r_{ki}^* = \frac{u}{-y_{21s} \cdot u_{GS}} = \frac{-u_{GS}}{-y_{21s} \cdot u_{GS}}, \Rightarrow \\ r_{ki}^* = \frac{1}{y_{21s}};$$

$$r_{ki(d)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times \frac{1}{y_{21s}}.$$

**A kapcsolás jellemzői**

Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- feszültsgerősítés  $A_{u(d)} < 1$ ; jellemző érték:  $0.5 + 0.9$  (nincs fázisfordítás).
- áramerősítés  $A_{i(d)}$  – nagy, jellemző érték:  $100 + 5000$ ;
- teljesítményerősítés  $A_{p(d)}$  – megegyezik a feszültsgerősítéssel.
- bemeneti ellenállás  $r_{be(d)}$  – nagy, jellemző érték:  $1 + 10 \text{ M}\Omega$ .
- kimeneti ellenállás  $r_{ki(d)}$  – kicsi, jellemző érték:  $100 + 1000 \Omega$ .

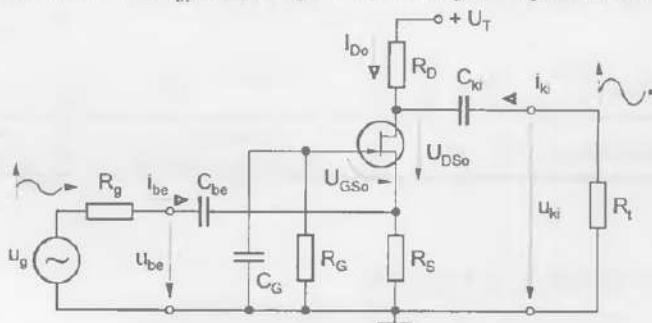
A drain-kapcsolású erősítőfokozat, olyan elektronikus áramkörökben kerül alkalmazásra ahol nagy bemeneti- és kis kimeneti ellenállásra van szükség, egységes feszültsgerősítés mellett.

**Gate-kapcsolású erősítőfokozat**

A 3.25. ábra egy gate-kapcsolású – önvezető tervezésű tranzisztorral (*J-FET*) kivitelezett – erősítőfokozat felépítését szemlélteti. A kapcsolás bemenete a *source-gate*, a kimenet a *drain-gate*, a közös elektróda a *gate*.

### A kapcsolás működése

Az  $u_{be}$  bemeneti feszültség pozitív félperiódusában növekszik az  $U_{GS0}$  záróirányú feszültség és az  $I_{D0}$  csatornaáram csökken. A csatornaáram növekedése előidézi az  $R_D$  ellenálláson eső feszültség növekedését. Ezt a változást a  $C_{ki}$  csatoló kondenzátor a kimenetre közzétíti és így a kimeneti feszültség pozitív irányban változik. Mivel az  $u_{ki}$  feszültség változása követi az  $u_{be}$  feszültség változását, a gate-kapcsolás nem fordít fázist.



3.25. ábra. Gate-kapcsolású erősítőfokozat

### A kapcsolás jellemzői

Az erősítőfokozat jellemzői a következők:

- feszültségerősítés  $A_{u(g)}$  – közepes, jellemző érték:  $1 \div 20$  (nincs fázisfordítás).
- áramerősítés  $A_{i(g)}$  – egységnyi ( $A_{i(g)} \approx -1$ ).
- bemeneti ellenállás  $r_{be(g)}$  – kicsi, jellemző érték:  $0,1 \div 1 \text{ k}\Omega$ .
- kimeneti ellenállás  $r_{ki(g)}$  – közepes, jellemző érték:  $1 \div 10 \text{ k}\Omega$ .

A gate-kapcsolású erősítőfokozat, kis bemeneti ellenállása miatt csak magasfrekvenciás hangolt bemeneti fokozatként alkalmazható, ha a jelgenerátor belső ellenállása megfelelően kis értékű.

### Térvezérlésű tranzisztoros erősítő alapkupolasok tulajdonságainak összehasonlítása

A térvezérlésű tranzisztoros erősítő alapkupolasok tulajdonságainak összefoglalását és jellemzőinek számítására alkalmas összefüggéseket a 3.2. táblázat tartalmazza.

Alap-kapcsolás	SOURCE-KAPCSOLÁS	DRAIN-KAPCSOLÁS	GATE-KAPCSOLÁS
Fázis-fordítás	van	nincs	nincs
$r_{be}$	nagy ( $1 \div 10 \text{ M}\Omega$ ) $= R_G$	nagy ( $1 \div 10 \text{ M}\Omega$ ) $= R_1 \times R_2$	nagy ( $100 \text{ k}\Omega \div 5 \text{ M}\Omega$ )
$r_{ki}$	közepes ( $1 \div 10 \text{ k}\Omega$ ) $= \frac{1}{y_{22s}} \times R_D = R_D$	kicsi ( $0,1 \div 1 \text{ k}\Omega$ ) $= \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times \frac{1}{y_{21s}}$	kicsi ( $10 \div 1000 \Omega$ )

$A_u$	közepes ( $-1 \div -20$ ) $= -y_{21s} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_D \times R_I \right)$ $\approx -y_{21s} \cdot (R_D \times R_I)$	egynél kisebb ( $0,5 \div 0,9$ ) $= \frac{y_{21s} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_I \right)}{1 + y_{21s} \cdot \left( \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_I \right)}$	közepes ( $1 \div 20$ )
$A_I$	nagy ( $500 \div 5000$ ) $= -A_{u(s)} \cdot \frac{r_{bc(s)}}{R_I} = -A_{u(s)} \cdot \frac{R_G}{R_I}$	nagy ( $100 \div 5000$ ) $= -A_{u(d)} \cdot \frac{r_{be}}{R_I}$	egynél kisebb ( $-0,9 \div -0,99$ ) $A_{I(u)} = -1$
$A_p$	nagyon nagy ( $10^3 \div 10^4$ )	megegyezik a feszültségerősítéssel	megegyezik a feszültségerősítéssel

3.2. táblázat.

**Összefoglaló kérdések és feladatok**

- Milyen fontos jellemzői vannak egy erősítő alapkapsolásnak?
- Hasonlítsd össze az emitterkapcsolást és a kollektorkapsolást?
- Hol alkalmazható eredményesen a báziskapsolás?
- Milyen hatása van az emitterkondenzátorak alacsony frekvencián?
- Milyen előnyökkel jár a tervezérlésű tranzisztorok alkalmazása erősítő áramkörökben?
- Emitterkapcsolású erősítőfokozat tervezése bázisosztós kapcsolásban, *NPN* típusú szilícium-alapú tranzisztor felhasználásával!

**Adatok:**

$U_T = 12 \text{ V}$	$U_{E0} = 1,5 \text{ V}$	$h_{11e} = 10 \text{ k}\Omega$
$U_{CE0} = 5 \text{ V}$	$I_{B0} = 8 \mu\text{A}$	$h_{12e}$ elhanyagolható
$I_{C0} = 2 \text{ mA}$	$R_g = 2 \text{ k}\Omega$	$h_{21e} = 260$
$U_{BE0} = 0,6 \text{ V}$	$f_a = 20 \text{ Hz}$	$h_{22e} = 20 \mu\text{s}$
$R_I = 22 \text{ k}\Omega$		

**Feladatok:**

- Az erősítő kapcsolása és a munkapont-beállító ellenállások meghatározása.
- A feszültségerősítés, áramerősítés, teljesítményerősítés meghatározása.
- A bemeneti ellenállás és a kimeneti ellenállás meghatározása.
- A csatoló kondenzátorok és az emitterkondenzátor meghatározása.

- Source-kapsolású erősítőfokozat tervezése *N*-csatornás JFET felhasználásával.

**Adatok:**

$U_T = 12 \text{ V}$	$R_G = 1 \text{ M}\Omega$	
$I_{D0} = 1,5 \text{ mA}$	$R_I = 22 \text{ k}\Omega$	$y_{21s} = 2,5 \text{ mA/V}$
$U_{DS0} = 5 \text{ V}$	$R_g = 47 \text{ k}\Omega$	$y_{22s} = 25 \mu\text{s}$
$U_{GS0} = -1,2 \text{ V}$	$f_a = 10 \text{ Hz}$	

**Feladatok:**

- A kapcsolás és a munkapont-beállító ellenállások meghatározása.
- A kapcsolás feszültségerősítésének és áramerősítésének a meghatározása.
- Az erősítő fokozat bemeneti és kimeneti ellenállásának meghatározása.

### 3.3. Többfokozatú erősítők

#### 3.3.1. Többfokozatú erősítők felépítése

A gyakorlati alkalmazások esetén szükséges igen nagy feszültségerősítést (pl.  $A_u = 1000$ ) egyetlen erősítőfokozat általában nem képes teljesíteni. A nagy erősítés és az egyéb jellemzők biztosítása, csak több megfelelő típusú erősítőfokozat láncba kapcsolásával valósítható meg. A fokozatok egymás után kapcsolt négypólusoknak tekinthetők (3.26. ábra).

A többfokozatú erősítők felépítés szempontjából három fő részre bonthatók:

- előerősítő:** a jelgenerátort optimálisan illeszti az erősítő lánchoz, feszültségerősítése általában kicsi.
- főerősítő:** a szükséges feszültségerősítést biztosítja.
- teljesítményerősítő:** az erősítő láncot illeszti a terheléshez (a maximális teljesítményátvitel érdekében) és a szükséges teljesítményerősítést végzi.



3.26. ábra. Többfokozatú erősítő felépítése

A főerősítő, amelynek felépítésével a továbbiakban foglakozunk, a megfelelő feszültségerősítés biztosítására általában több erősítőfokozat (kettő, vagy három) összekapcsolásából áll (3.27. ábra). Hárrom erősítőfokozat összekapcsolása esetén, ha  $A_{u1}$ ,  $A_{u2}$  és  $A_{u3}$  az egyedi fokozatok erősítései:

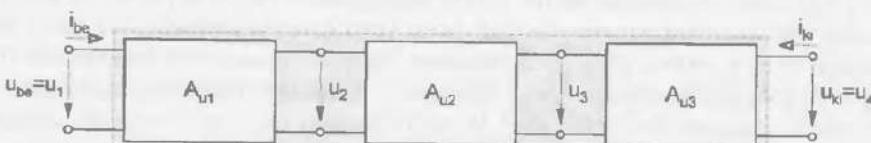
$$A_{u1} = \frac{u_2}{u_1}; \quad A_{u2} = \frac{u_3}{u_2}; \quad A_{u3} = \frac{u_4}{u_3}.$$

Az eredő feszültségerősítés, az egyedi erősítések szorzatával egyenlő:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{u_4}{u_1} = \frac{\frac{A_{u3} \cdot u_3}{u_2}}{u_1} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}; \Rightarrow A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}.$$

A logaritmikus egységekben (dB) kifejezett feszültségerősítések összeadódnak:

$$a_u = a_{u1} + a_{u2} + a_{u3} \text{ (dB)}.$$



3.27. ábra. A főerősítő felépítése

### 3.3.2. Erősítőfokozatok csatolása

Erősítőfokozatok csatolásának nevezik azt a folyamatot, amelynek során az egyik fokozat kimenetéről villamos jelet viszünk át a másik fokozat bemenetére. A csatolás négypólus segítségével valósítható meg, amelyet az egyik fokozat kimenetére és a másik fokozat bemenetére kapcsolunk. A csatoló négypólus belső felépítése függvényében különböző csatolási módokat különböztetünk meg:

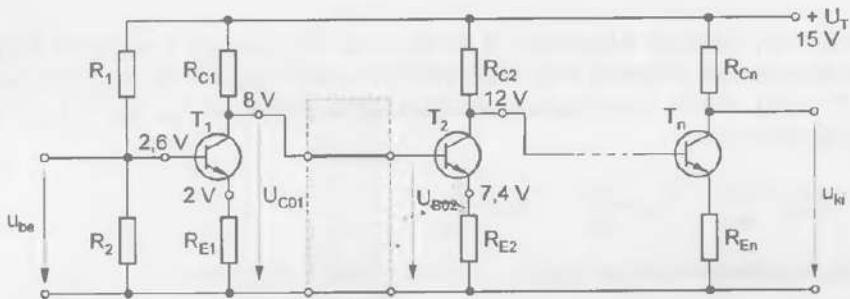
- közvetlen (galvanikus) csatolás:** a csatolás egyenáramú jelátvitelt biztosító elemekkel történik.
- RC-csatolás:** a villamos jel átvitelét a fokozatok között  $RC$ -taggal valósítják meg.
- transzformátoros csatolás:** a jelátvitelt transzformátor biztosítja.

A következőkben a csatolási módokat emitterkapcsolású erősítők segítségével mutatjuk be.

#### Közvetlen csatolású erősítők

##### Közvetlen csatolás rövidzárral

A jelátvitel minőségét, az alsó határfrekvenciát ( $f_a = 0$ ) és az erősítő stabilitását figyelembe véve a közvetlen csatolás a többfokozatú erősítők legkedvezőbb csatolási módja. Ez az egyetlen csatolási mód egyenfeszültségű jelek erősítésére. Ugyanakkor váltakozó feszültségű jelek erősítésére is alkalmas. A közvetlen csatolt erősítőket DC-erősítőknek (Direct Current Amplifier – egyenáramú erősítő) is nevezik A 3.28. ábra közvetlen csatolású kétfokozatú erősítő kapcsolását mutatja, ahol a csatolást rövidzár valósítja meg.



3.28. ábra. Többfokozatú, közvetlen csatolású erősítő

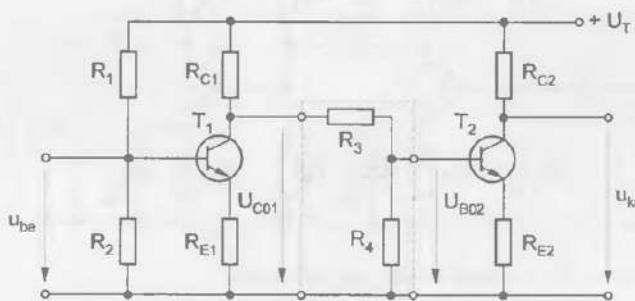
Megfigyelhető, hogy a második erősítőfokozat munkapontját az első fokozat állítja be, mivel  $U_{CO1} = U_{BO2}$ . Feltételezve, hogy a két tranzisztor azonos munkapontban dolgozik, ez csak úgy állítható be ha  $R_{E2} > R_{E1}$  és  $R_{C2} < R_{C1}$ . Ennek következménye a második fokozat erősítéscsökkenése az elsöhöz viszonyítva. Kettönél több fokozat esetén az erősítés fokozatonként csökken.

Ha a fokozatok munkapont-beállító elemei megegyeznek ( $R_{E2} = R_{E1}$  és  $R_{C2} = R_{C1}$ ), akkor a második fokozat munkapontja eltolódik és csökken kivezérelhetősége. Az ábrán látható feszültségértékek az ebben az esetben kialakuló feszültségviszonyokat szemléltetik ( $U_{BE} = 0,6$  V). A  $T_1$  kollektorfeszültsége 7 V-ot változhat, a  $T_2$  kollektorfeszültsége már csak 3 V-ot. Ha az erősítő kettönél több fokozatból áll a kivezérelhetőség egyre nagyobb csökkenése jelentkezik.

A rövidzárral való közvetlen csatolás előnye, hogy a jel a fokozatok között csillapítás nélkül kerül továbbításra, és csak az első fokozat tranziszторa igényel bázispotenciál-beállító ellenállásokat ( $R_1$ ,  $R_2$ ). A csatolás hátrányai kiküszöbölhetők a szinteltolóknak nevezett áramkori megoldásokkal.

### Közvetlen csatolás szinteltolóval

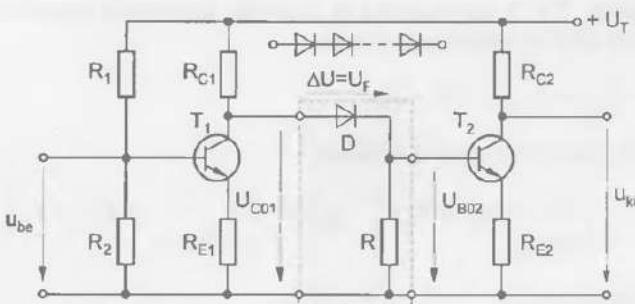
A szinteltolók olyan négpólus típusú áramkörök, amelyek az egyes fokozatok közé kapcsolva úgy hozzák létre a szükséges egyenfeszültség-ésést (megakadályozva a munkapont-eltolódást), hogy közben a felerősítendő jelet minimális mértékben csillapítják. A leggyakoribb közülük a feszültségesosztós szinteltoló (3.29. ábra).



3.29. ábra. Közvetlen csatolás feszültségesosztós szinteltolóval

Az egyenfeszültség megfelelő leosztását az  $R_3$ ,  $R_4$  ellenállásokból álló feszültségesosztó biztosítja. A  $\Delta U$  feszültségtolás:  $\Delta U = U_{C01} - U_{B02}$ . Hátránya ennek a kapcsolásnak, hogy az erősítendő jelet is osztási arányának függvényében leosztja.

A 3.30. ábrán látható diódás szinteltoló kis egyenfeszültség-különbségek esetén alkalmazható eredményesen. A kapcsolás a dióda nyitóirányú tartományának lineáris szakaszát használja ki. Az egyenfeszültségű szinteltolás mértéke megegyezik a dióda nyitóirányú feszültségesésével. Si diódák esetén ez kb. 0,6 ÷ 0,8 V. Több diótát sorba kapcsolva kb. 2 ÷ 3 V-ig hozható létre szinteltolás az átviteli jellemzők jelentősebb romlása nélkül.

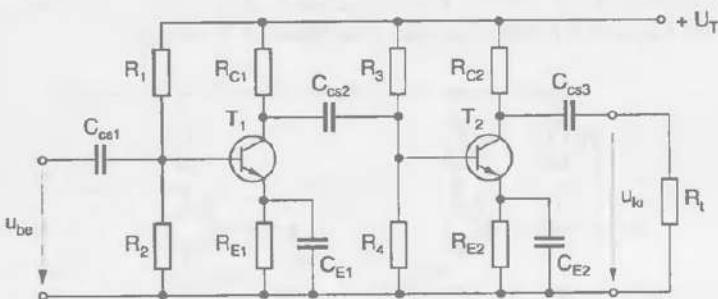


3.30. ábra. Közvetlen csatolás diódás szinteltolóval

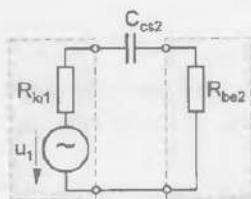
A diódás szinteltoló előnye, hogy a  $T_1$  kollektorfeszültség változását csillapítás nélkül továbbítja a  $T_2$  tranzisztor bázisára, mivel a dióda kis értékű differenciális ellenállásán elhanyagolható feszültségesés jön létre.

**RC csatolású erősítők**

A 3.31. ábra RC csatolású kétfokozatú erősítő kapcsolási rajzát mutatja. Az RC csatolás elnevezése annak tulajdonítható, hogy a  $C_{ce2}$  csatoló kondenzátor reaktanciája az első fokozat kimeneti ellenállásával és a második fokozat bemeneti ellenállásával feszültségesztőt képezi (3.32. ábra). Ez a leggyakrabban alkalmazott csatolási mód váltakozó feszültségű jelek erősítésére. Az ilyen csatolású erősítőket **AC-erősítőknek** (Alternating Current Amplifier) is nevezik.



3.31. ábra. Kétfokozatú, RC csatolású erősítő kapcsolási rajza



3.32. ábra. A csatoló kondenzátor méretezése

Ahhoz, hogy a csatoló kondenzátor ne befolyásolja a hasznos jel átvitelét, reaktanciája sokkal kisebb kell legyen (az alsó határfrekvencián) a második fokozat bemeneti ellenállásánál. Kapacitása, a még megengedhető 3 dB szintesökkenés esetén:

$$C_{ce2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (R_{be1} + R_{be2})}.$$

A bipoláris tranzisztoros erősítő fokozatok bemeneti ellenállása csupán  $10^3 \Omega$  nagyságrendű, a tervezérlésű tranzisztoros fokozatok  $10^5 \div 10^6 \Omega$  bemeneti ellenállásához viszonyítva. Ezért a bipoláris tranzisztoros erősítők  $2 \div 3$  nagyságrenddel nagyobb kapacitású csatoló kondenzátorokat igényelnek. Az első fokozat terhelő ellenállása:

$$R_{be2} = h_{11e(2)} \times R_3 \times R_4.$$

Az első és második fokozat feszültségerősítése:

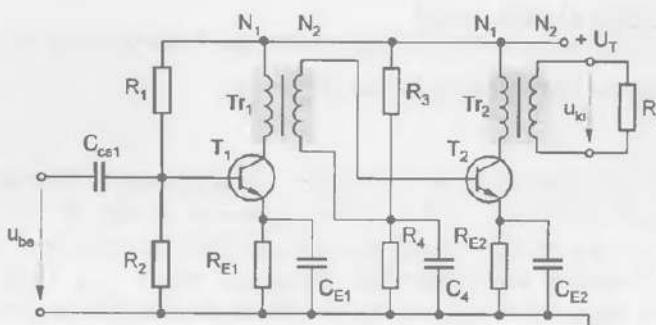
$$A_{u1} = -S \cdot \left( \frac{1}{h_{22e(1)}} \times R_{C1} \times R_{be2} \right) \quad A_{u2} = -S \cdot \left( \frac{1}{h_{22e(2)}} \times R_{C2} \times R_I \right).$$

Az erősítő feszültségerősítése:  $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2}$ .

Az RC csatolás előnye, hogy a fokozatok munkapontjai nem hatnak egymásra és egymástól függetlenül beállíthatók, mivel a csatoló kondenzátor egyenáramú szempontból elválasztja a fokozatokat. Hátránya ennek a csatolásnak a viszonylag sok szükséges alkatrész: munkapont-beállító elemek és csatoló kondenzátorok fokozatonként. A csatoló kondenzátorok kisfrekvenciás jelszint-csökkenést és bizonyos torzításokat okoznak.

### Transzformátoros csatolású erősítők

A 3.33. ábra kétfokozatú transzformátoros csatolású váltakozó feszültségű erősítő kapcsolását mutatja. Feltételezzük, hogy a két transzformátor áttétele  $a = N_1 / N_2$ . A transzformátoros csatlást főleg magasfrekvenciás váltakozó feszültség erősítőkben használják. Alkalmazásának legnagyobb előnye, hogy illesztést valósít meg az erősítő fokozatok között. Nagy stabilitás érhető el vele és a transzformátor tekercseiben nem nagy az egyenáramú veszteség. A tekercsekkel párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok alkalmazásával, hangolt erősítőként is használható.



3.33. ábra. Kétfokozatú transzformátoros csatolású erősítő

Hátránya a transzformátoros csatlásnak, hogy kisteljesítményű üzemben rossz a hatásfoka és frekvencia-átvitelle nem megfelelő. Ezen kívül a transzformátor a legnehezebb, a legnagyobb méretű és a legdrágább áramköri elem.

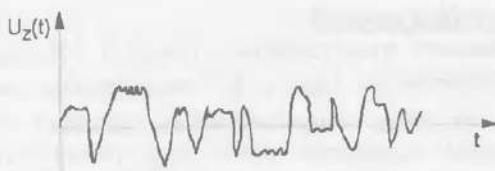
### **3.3.3. Zajviszonyok az erősítőkben**

#### Az erősítőkben keletkező zaj forrásai

A jel a feszültség vagy az áram meghatározott időfüggvény szerinti változása. Ha ez a jel nem tartalmaz számunkra hasznos információt, akkor **zavaró jelnek**, röviden **zajnak** nevezzük. A zavaró jelek egy részének időfüggvénye periodikus, másik részének időbeli lefolyása rendszertelen, véletlenszerű folyamatok eredménye. Az erősítőkben keletkező eredő zajfeszültség frekvencia-spektruma igen széles és időfüggvénye szabálytalan (3.34. ábra). Nagy általánosságban a zavaró jeleket két csoportra oszthatjuk.

- Az első csoport jelenségei azért lépnek fel, mert az elektronikus áramkörök a környezet befolyása alatt állnak. Ezért a mechanikai erők, szort elektromágneses terék stb. hatása ugyanúgy jelentkezik mint valamely hasznos jel. Mivel az elektronikus berendezések megfelelő intézkedéssel (pl. elektromágneses árnyékolással) megvédhetők a külső befolyásokkal szemben, ezek a zajforrások elvileg kiküszöbölnétek.

- A második csoportba olyan zavaró jelenségek tartoznak, amelyek elvileg sem tüntethetők el. Ezek alapja a termodinamika harmadik főtétele, amely szerint minden rendszer energiája egyensúlyi állapotban is ingadozásokat mutat a makroszkopikus törvények által megszabott közepes érték körül. A termodinamikailag jelentkező elektromos energia az áram vagy a feszültség értékének az ingadozását jelenti, ez a töltéshordozók (elektronok) rendezetlen mozgásának az eredménye. Ezek a zavaró jelek minden ohmos ellenállásban, illetve ohmos veszteségű passzív elemben és az aktív félvezető elemekben is fellépnek.



3.34. ábra. Zajfeszültség időfüggvénye

**Az erősítőkben keletkező zajok típusai**

A rendezetlen elektronmozgásból eredő zajok több típusát különböztetjük meg:

- termikus zaj, sörétzaj és villódzási vagy flicker-zaj.

**A termikus zaj**

A termikus zaj a töltéshordozók rendezetlen hőmozgásának a következménye. Ez a rendezetlen mozgás létrehozza az  $I_z$  termikus zajáramot és egy  $R$  ellenállású vezető áthaladva az  $U_z = I_z \cdot R$  termikus zajfeszültséget. minden  $R$  értékű ellenállás a hőmozgás miatt egy  $R$  belső ellenállású zajgenerátornak tekinthető, amely - a fizika törvényeinek megfelelően - egy illesztett terhelésen az abszolút hőmérséklettel ( $T$ ) és a sávszélességgel ( $B$ ) egyenesen arányos átlagos zajteljesítményt ( $P_{zaj}$ ) ad le:

$$P_{zaj} = k \cdot T \cdot B \quad \text{ahol } k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{W} \cdot \text{s}}{\text{K}}, \text{ a Boltzmann-állandó.}$$

A termikus zaj kisebb nagyobb mértékben minden passzív és aktív áramkörű elemben létrejön. Kondenzátorok esetén a termelt zaj a veszteségi ellenállás nagyságának függvénye.

**Sörétzaj**

Sörétzajnak azt a jelenséget nevezzük, amely félvezető eszközökben kiséri az áramot. A töltéshordozók potenciálkúszóból ( $PN$ -átmeneten) való áthaladása idézi elő. Nagysága fordítottan arányos a frekvenciával és az áram növekedése esetén növekszik. A sörétzaj a  $PN$ -átmenettel rendelkező félvezető elemekre jellemző, fellép bipoláris tranzisztorokban, záróréteges térvízelválasztású tranzisztorokban és félvezető diódákban. Különösen nagy sörétzajt termelnek a Zener-diódák.

**Villódzási zaj**

A villódzási vagy flicker-zaj az elektronikai alkatrészek nem tökéletes gyártástechnológiájának következménye. A működési frekvencia csökkenése növeli a zaj nagyságát. A flicker-zaj minden aktív és passzív áramkörű elemben fellép. Igen nagy értékű flicker-zajjal rendelkeznek a MOSFET-ek.

**Az erősítők zajtényezője**

Egy erősítő  $U_{zaj,k}$  kimeneti zajfeszültsége az erősítő zajforrásainak együttes hatását fejezi ki és a helyettesítő képben elhelyezett zajgenerátorokkal adható meg:

$$U_{zaj,k} = \sqrt{U_{zaj,1}^2 + U_{zaj,2}^2 + \dots + U_{zaj,n}^2}, \quad (U_{zaj,1}, U_{zaj,2}, \dots, U_{zaj,n} \text{ kimeneti zajösszetevők}).$$

Az erősítő zajosságának jellemzésére a *jel/zaj viszonyt* és az *F zajtényezőt* adják meg. Meghatározás szerint a jel/zaj viszony a jelteljesítmény és a zajteljesítmény dB-ben kifejezett hánnyadosával egyenlő:

$$\frac{P_{jel}}{P_{zaj}} \text{ (dB)} = 10 \cdot \lg \frac{P_{jel}}{P_{zaj}}.$$

A zajtényezőt a be- és kimenetre vonatkoztatott jel/zaj viszony hánnyadosa adja meg:

$$F = \frac{P_{jel\ bc}}{P_{zaj\ bc}} = \frac{1}{A_p} \cdot \frac{P_{zaj\ ki}}{P_{zaj\ bc}}; \quad \text{ahol } A_p = \frac{P_{jel\ ki}}{P_{jel\ bc}} \text{ a teljesítménycsökkenés.}$$

A zajtényező kifejezése dB-ben:  $F^{(dB)} = 10 \cdot \lg F$ .

A zajtényező ideális esetben nulla, a valóságban minden  $F > 0$ . Egy erősítő zajtényezőjét, legnagyobb mértékben, minden az alkalmazott erősítőelem szabja meg. Többfokozatú erősítők zaját elsősorban a bemeneti fokozat zajtényezője határozza meg, mivel a többi fokozat már felerősített jelet kap. Ezért az erősítők bemeneti fokozatában kis zajú tranzisztorokat és a zaj szempontjából optimális munkapont-beállítást alkalmaznak.

### 3.3.4. Torzítások az erősítőkben

*Torzításról beszélünk*, ha egy analóg jel időfüggvénye az erősítő bemenetétől a kimenetig nem kívánt módon megváltozik. Másként megfogalmazva: torzítás jön létre, ha a jel *spektruma* (különböző frekvenciájú komponensei) az erősítés folyamán megváltozik. A valóságos erősítők tulajdonságai a bemeneti jel frekvenciájának és amplitúdjának függvényében bizonyos mértékben változnak. Ezért a torzítás minden úgy keletkezik, hogy az erősítő különbséget tesz az egyes jelösszetevők között (az amplitúdó vagy a frekvencia függvényében) és nem egyformán viszi át azokat. A torzításokat két csoportba sorolhatjuk:

- lineáris torzítások,**
- neilineáris torzítások.**

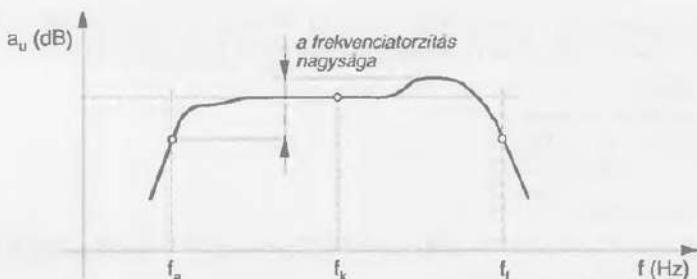
#### Lineáris torzítások

**Lineáris** a torzítása az erősítőknek, ha a különböző frekvenciájú jeleket nem egyformán erősíti, vagy megváltoztatja a jelösszetevők egymáshoz viszonyított fazishelyzetét. Ha a jel különböző frekvenciájú összetevőit az erősítő nem egyformán erősíti, akkor **frekvenciatorzítás** jön létre.

A frekvenciatorzítás mértékét az erősítő **amplitúdó karakteristikájával** jellemzik (3.35. ábra). Ilyenkor megadják, hogy a vizsgált frekvenciartományban ( $f_u - f_l$ ), mekkora az erősítés legnagyobb eltérése a közepes frekvencián ( $f_c$ ) mért értéktől.

**Pl.:** a frekvenciatorzítás nagysága: 10 Hz ..... 20 kHz:  $\pm 3$  dB

(Értelmezése:  $f_u = 10$  kHz és  $f_l = 20$  kHz között az erősítés, maximum 3 dB-el tér el a közepes frekvencián érvényes értékétől).



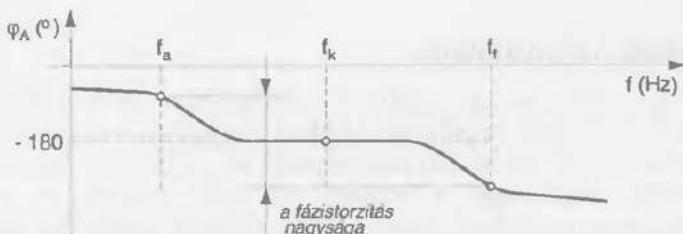
3.35. ábra. Erősítő amplitúdó karakterisztikája

A lineáris torzítások egy másik megjelenési formája a *fázistorzítás*, amely a fázistolás frekvenciafüggését jelenti. A fázistorzítás során a jelösszetevők viszonylagos fázishelyzete megváltozik. Az erősítők fázistorzításának nagyságát a *fáziskarakterisztika* jellemzi (3.36. ábra). Ez megadja, hogy a vizsgált frekvenciatartományban ( $f_a - f_f$ ) mekkora az erősítés szögének ( $\varphi_A$ ) legnagyobb eltérése az ideális fáziskarakterisztikától.

Pl.: a fázistorzítás nagysága: 10 Hz ..... 20 kHz:  $\pm 30^\circ$

(Értelmezése:  $\triangleright f_a = 10$  kHz és  $f_f = 20$  kHz között az erősítés fázisszöge maximum  $\pm 30^\circ$ -kal tér el az ideális értéktől).

A valóságos erősítők minden jelösszetevőt bizonyos mértékben késleltetnek. A fázistorzítás akkor nem lép fel, ha az erősítés szöge egyenesen arányos a frekvenciával.



3.36. ábra. Erősítő fáziskarakterisztikája

A lineáris torzításokat a frekvenciafüggő lincáris elemek ( $L$  és  $C$ -tagok) hozzák létre. Ennek következtében a lineáris torzítások úgy esőkenthalhatók, ha lehetőleg közvetlen csatolást alkalmazunk az erősítőfokozatok között és elhagyjuk az emitterkondenzátorokat; a szükséges csatoló- és emitterkondenzátorok értékét megfelelően nagyra kell választani.

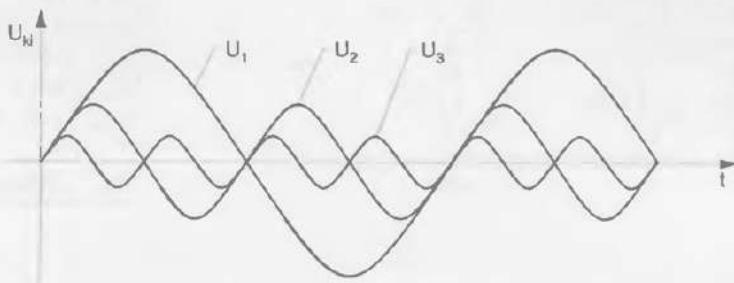
Hangfrekvenciás erősítők esetén a frekvenciatorzítás kellemetlen, a fellépő alacsony (mély hangok) és magasfrekvenciás (magas hangok) crónosítéscsökkenés következtében. Az emberi fül sajátossága, hogy a hang összetevőinek fázishelyzetét nem érzékel. Ezért a fázistorzítás a hallható frekvenciatartományban nem zavaró, de sztereó átvitel esetén a térfogatot meghamisítja.

### Nemlineáris torzítások

*Nemlineáris* a torzítása az erősítőnek, ha a különböző amplitúdójú jeleket nem egyformán crónosít. Ez annak a következménye, hogy a jelet erősítő tranzisztorok különböző feszültségei és áramai között nemlineáris összefüggések állnak fenn. Fő oka a bemeneti jelleggörbe nonlinearitása: *a bemeneti áram nem arányos a feszültséggel*.

A nemlineáris torzítás következménye, hogy az erősítő olyan jelösszetevőket termel a kimenetén, amelyek nincsenek jelen a bemeneti jelben. A torzított jel tehát az alaphullámokon kívül felharmonikusokat is tartalmaz. A nemlineáris torzítások két típusát különböztetjük meg:

- **Harmonikus torzítások;** az erősítő által termelt jelösszetevők frekvenciája a bemeneti jelösszetevők egész számú többszörösei. Pl., ha a bemeneti jel frekvenciája  $f_{be} = 1 \text{ kHz}$ , akkor a termelt jelösszetevők frekvenciája:  $f_{k1} = 2 \text{ kHz}, f_{k2} = 3 \text{ kHz}, \dots, f_{kn} = n \times 1 \text{ kHz}$ .
- **Modulációs torzítások;** a termelt jelösszetevők frekvenciája a bemeneti jelösszetevők frekvenciájának összege és különbsége. Pl., ha a bemeneti jelek frekvenciája  $f_{be1} = 4 \text{ kHz}, f_{be2} = 1 \text{ kHz}$ , akkor a termelt jelösszetevők frekvenciája:  $f_{k1} = f_{be1} + f_{be2} = 5 \text{ kHz}; f_{k2} = f_{be1} - f_{be2} = 3 \text{ kHz}; f_{k3} = 2 \times f_{be1} = 10 \text{ kHz}; f_{k4} = 2 \times f_{be2} = 6 \text{ kHz}$ ; és így tovább.



3.37. ábra. Harmonikus torzítás során termelt kimeneti összetevők

A harmonikus torzítás mértéke a  $k_h$  *harmonikus torzítási tényezővel* fejezhető ki:

$$k_h = \frac{\text{a felharmonikusok effektív értéke}}{\text{a teljes jel effektív értéke}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}$$

- $U_1$  – alapharmonikus
- $U_2$  – kétszeres frekvenciájú összetevő (*2. harmonikus*)
- $U_n$  –  $n$ -szeres frekvenciájú összetevő (*n. harmonikus*)

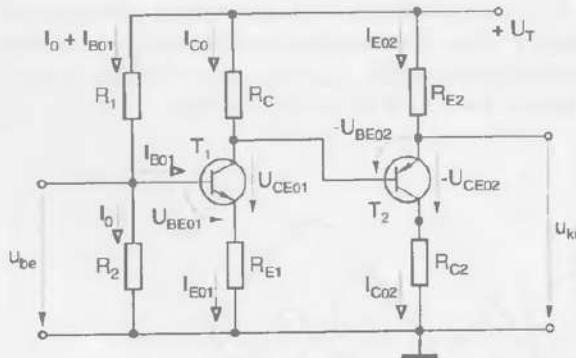
A torzítási tényezőket, amelyek értéke  $k_h < 1$ , általában százalékban fejezik ki egy adott kimeneti teljesítményre érvényesen (Pl.:  $k_h = 0,5\%$ ,  $P_{ki} = 500 \text{ mW}$  kimeneti teljesítmény esetén). A nemlineáris torzításokat az erősítő nemlineáris elemei okozzák (pl. diódák, tranzisztorok). A kisjelű erősítőfokozatok nemlineáris torzítása általában 1 % alatti, míg a nagyjelű erősítők 10 % -os torzitást is létrehozhatnak.

A hangfrekvenciás erősítők modulációs torzítása kellemetlen hangképet eredményez és 1 % feletti értéke erősen érzékelhető. A harmonikus torzítás az emberi fül számára kevésbé kellemetlen, de 3 % körül értéke már érzékelhető. Egy nagyon jó minőségű hangfrekvenciás erősítő (kisjelű erősítő + nagyjelű erősítő) nemlineáris torzításai a teljes üzemi frekvencia és teljesítmény-tartományban 0,1 % alatt vannak. A nemlineáris torzítások csökkenthetők a nemlineáris elemek karakteristikáinak minél lineárisabb szakaszán történő működtetéssel.

A torzítások igen hatásosan csökkenthetők negatív visszacsatolás alkalmazásával, amelynek tárgyalásával a következőkben foglalkozunk.

### ❖ Összefoglaló kérdések és feladatok:

- Milyen előnyökkel jár a többfokozatú erősítők alkalmazása?
- Mi a szinteltoló szerepe többfokozatú erősítőkben?
- Sorold fel az erősítőkben keletkező zajok típusait?
- Mit nevezünk harmonikus torzításnak?
- Határozd meg az alábbi ábrán látható többfokozatú erősítő munkapont-beállító elemeit!



*Adatok:*

$$\begin{aligned}U_T &= 12 \text{ V} \\U_{CEO2} &= 6 \text{ V} \\U_{BEO2} &= 0.6 \text{ V} \\B_1 &= 100 \\I_{C01} &= I_{C02} = 4 \text{ mA} \\U_{C02} &= 4 \text{ V} \\U_{CEO1} &= 6 \text{ V} \\U_{BE01} &= 0.7 \text{ V} \\I_0 &= 10 \cdot I_{B01} \\I_{B02} &- \text{elhanyagolható!}\end{aligned}$$

## 3.4. Visszacsatolt erősítők

Egy elektronikus erősítővel - ha azt a rendelkezésre álló elektronikus alkatelemekből felépített egyszerű erősítő alakapcsolások láncbakapcsolásával valósítják meg - rendszerint nem teljesíthetők a velük szemben támasztott gyakorlati követelmények. Így nem érhető el elég nagy bemeneti ellenállás vagy elég kis kimeneti ellenállás, nem megfelelő a linearitás, az erősítés változásai megengedhetetlenül nagyok. Az erősítők tulajdonságai ilyen esetekben kedvezően befolyásolhatók a megfelelő visszacsatolással.

### 3.4.1. A visszacsatolás elve

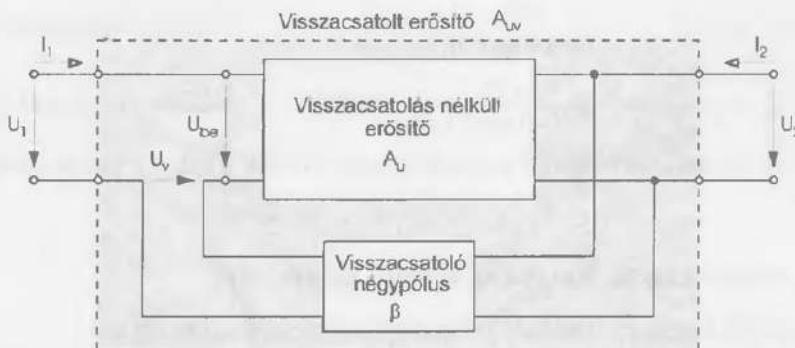
A visszacsatolás lényege, hogy az erősítő kimeneti jelének egy részét visszavezetjük a bemenetére egy visszacsatoló négpólus segítségével. A bemeneti jel és a visszacsatolt jel fázishelyzetének függvényében megkülönböztetünk:

**negatív visszacsatolást:** a visszacsatolt jel fázisa ellentétes a bemeneti jel fázisával, a két jel egymás ellen hat, s ennek következtében a kimeneti jelben kevésbé érvényesülhetnek a tranzisztorok működési jellemzőinek értékében eredetileg bekövetkező változások

**pozitív visszacsatolást:** a kimeneti jelnek a bemenetre visszavezetett része fázisban van a bemeneti jellel, a két jel összcadódik.

A nagyobb mértékű pozitív visszacsatolás begerjedést idéz elő, ezért erősítőkben nem alkalmazzák. A pozitív visszacsatolást az oszcillátorokról szóló fejezetben fogjuk részletesen tárgyalni. A 3.38. ábrán látható a visszacsatolt erősítő elvi felépítése. A felhasznált jelölések a következők:

- $A_u = \frac{U_2}{U_{be}}$  a visszacsatolás nélküli erősítő feszültségerősítése
- $A_{uv} = \frac{U_2}{U_1}$  a visszacsatolt erősítő feszültségerősítése
- $\beta = \frac{U_v}{U_2}$  visszacsatolási tényező (általában  $\beta \leq 1$ )



3.38. ábra. Visszacsatolt erősítő tömbvázlatá

Ha ismerjük a nem visszacsatolt erősítő  $A_u$  feszültségerősítését és a visszacsatoló négpólus tulajdonságait ( $\beta$ ), akkor meghatározható a visszaesztolt erősítő erősítése ( $A_{uv}$ ). Kirchhoff huroktörvényét alkalmazva a bemeneti körben:

$$U_{be} = U_1 + U_v, \text{ mivel } U_v = \beta \cdot U_2 \text{ és } U_2 = A_u \cdot U_{be} \Rightarrow U_2 = A_u \cdot (U_1 + \beta \cdot U_2).$$

Átrendezve a kapott egyenletet és kiemelve  $U_2$ -t közös tényezőnek:

$$U_2 = A_u \cdot U_1 + A_u \cdot \beta \cdot U_2 \Rightarrow U_2 = U_1 \cdot \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u}.$$

A visszacsatolt erősítés:

$$A_{uv} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u}.$$

Megvizsgálva a  $\beta \cdot A_u$  **hurokerősítésnek** nevezett szorzat előjelét  $\beta \cdot A_u = \frac{U_v}{U_{be}}$ , megállapít-ható, hogy két eset lehetséges:

1. Ha  $U_v$  és  $U_{be}$  azonos fázisúak, a hurokerősítés pozitív előjelű és pozitív visszacsatolásról beszélünk.
2. Ha  $U_v$  és  $U_{be}$  ellentétes fázisúak, a hurokerősítés negatív előjelű és negatív visszacsatolás jön létre.

Abban az esetben ha a  $\beta \cdot A_u$  hurokerősítés sokkal nagyobb 1-nél, akkor a visszacsatolt erősítés:

$$A_{uv} \equiv -\frac{1}{\beta}$$

alakban írható fel, vagyis az összetett, visszacsatolt négypólus feszültségerősítése függetlené válik a tranzisztor paramétereitől és erősítésétől. Mivel a  $\beta$  visszacsatolási tényező rendszerint sokkal kisebb 1-nél, jelentős erősítés érhető el (pl. műveleti erősítőkben).

### ☞ Számítási példa:

Határozzuk meg egy erősítő visszacsatolt erősítését, ha  $A_u = 150$  és a visszacsatolási tényező:

- a)  $\beta = +0,006$ ; b)  $\beta = -0,006$ .

**Megoldás:**

a)  $A_{uv} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} = \frac{150}{1 - 0,006 \cdot 150} = 1500 \quad (\text{pozitív visszacsatolás})$

b)  $A_{uv} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} = \frac{150}{1 - (-0,006) \cdot 150} = 78,94 \quad (\text{negatív visszacsatolás})$

A pozitív visszacsatolás növeli az eredő erősítés értékét, a negatív visszacsatolás pedig csökkenti.

### 3.4.2. A visszacsatolás hatása az erősítő jellemzőire

#### A visszacsatolás hatása az erősítő feszültségerősítésre, zajra, torzításra

A visszacsatolt erősítő jellemzői megváltoznak az eredeti erősítő jellemzőihez képest:

- pozitív visszacsatolás esetén feszültségerősítése, zaja, torzítása  $\frac{1}{1 - \beta \cdot A_u}$ -szorosa az eredeti értéknek.

- negatív visszacsatolás esetén feszültségerősítése, zaja, torzitása  $\frac{1}{1 + \beta \cdot A_u}$ -szorosa az eredeti értéknek.

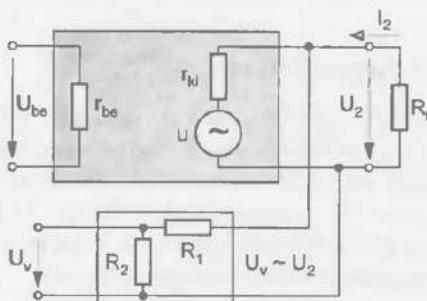
A negatív visszacsatolás tehát erősítőkben alkalmazható előnyösen. Az erősítés-csökkenés árán lényegesen jobb jellemzőket érhettünk el.

A pozitív visszacsatolás jelerősítésre nem alkalmas, mivel kedvezőtlenül befolyásolja az erősítő jellemzőit. Jelentősége viszont annak tulajdonítható, hogy erős pozitív visszacsatolás esetén a  $\beta \cdot A_u$  hurokerősítés megközelíti az 1-et és a visszacsatolt erősítés végtelen nagy értékű lehet. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy az erősítő *begerjed* és bemeneti jel nélkül is képes kimeneti jelet szolgáltatni. Ezen az elven működnek az *oszcillátorok* (csillapítatlan rezgésekkel előállító áramkörök).

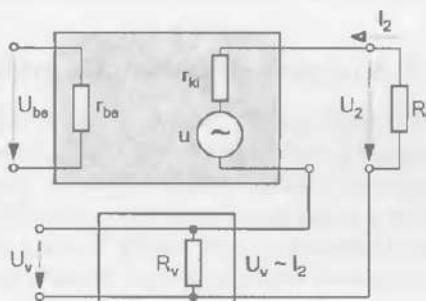
#### A negatív visszacsatolás hatása az erősítő kimeneti és bemeneti ellenállására

A visszacsatolások osztályozásának egyik módszere szerint **feszültség-** és **áram-visszacsatolást** különbözünk meg, attól függően, hogy a visszacsatolt jel a kimeneti feszültséggel vagy a kimeneti árammal arányos (3.39. ábra). Egy további felosztás szerint **soros** vagy **párhuzamos** a visszacsatolás (3.40. ábra). A besorolást ebben az esetben az dönti el, hogy a visszacsatolt jel sorasan vagy párhuzamosan csatlakozik a bemeneti jelhez. Összesen négy visszacsatolási változat lehetséges, de a leggyakoribb és legfontosabb a:

- soros áram-visszacsatolás**
- és a párhuzamos feszültség-visszacsatolás.**

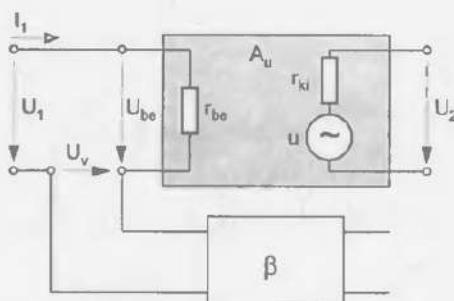


a) feszültség-visszacsatolás

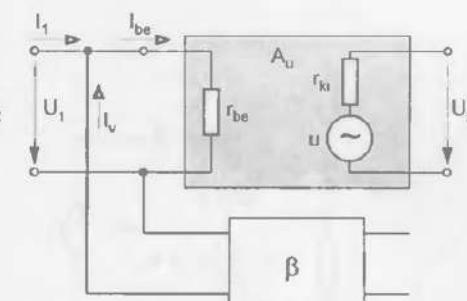


b) áram-visszacsatolás ( $R_v \ll R_t$ )

3.39. ábra. A visszacsatolás megvalósítása az erősítő kimenetén



a). soros visszacsatolás



b). párhuzamos visszacsatolás

3.40. ábra. A visszacsatolás megvalósítása az erősítő bemenetén

Vizsgáljuk meg negatív feszültség-visszacsatolás esetén az erősítő  $r_{ki}$  kimeneti ellenállásának változását:

- feltételezve, hogy  $R_t$  csökken akkor  $U_2$  és  $U_v$  is csökken. A negatív visszacsatolás miatt az erősítés nő, tehát az  $U_2$  kimeneti feszültség is nő. Megállapítható, hogy a kimeneti feszültség kevésbé változik a negatív visszacsatolás következtében. Ez csak úgy lehetséges, ha az erősítő kimeneti ellenállása csökken. A negatív feszültség-visszacsatolás tehát az erősítő kimeneti ellenállását csökkenti.

Negatív áram-visszacsatolás esetén:

- feltételezve, hogy  $R_t$  csökken, akkor  $U_2$  csökken és  $U_v$  nő (mivel  $I_2$  nő). A negatív visszacsatolás miatt az erősítés csökken, tehát az  $U_2$  kimeneti feszültség is csökken.

Megállapítható, hogy a kimeneti feszültség nagyobb mértékben változik a negatív visszacsatolás következtében. Ez csak úgy lehetséges, ha az erősítő kimeneti ellenállása nő. A negatív áram-visszacsatolás tehát az erősítő kimeneti ellenállását növeli.

A soros negatív visszacsatolás növeli az erősítő bemeneti ellenállását:

$$r_{bev} = (1 + \beta \cdot A_u) \cdot r_{be}.$$

A párhuzamos negatív visszacsatolás csökkenti az erősítő bemeneti ellenállását:

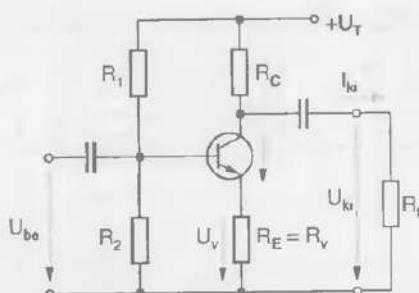
$$r_{bev} = \frac{r_{be}}{1 + \beta \cdot A_u}.$$

Az ideális erősítő bemeneti ellenállása végtelenül nagy, kimeneti ellenállása pedig végtelenül kicsi. Ezért az erősítőknél a bemeneti ellenállás növelése és a kimeneti ellenállás csökkentése a cél. Ennek megvalósítására az erősítő bemenetén általában soros visszacsatolást, a kimenetén pedig feszültség-visszacsatolást alkalmaznak.

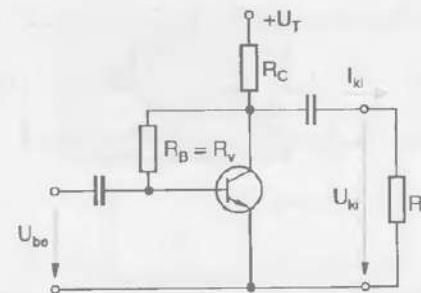
### 3.4.3. A negatív visszacsatolás gyakorlati megvalósítása

A legegyszerűbb negatív visszacsatolásokat már alkalmaztuk az eddigiek során megismert erősítő alapkapsolásoknál. A 3.41. ábra soros negatív visszacsatolást szemléltet. Az emitterellenállás tulajdonképpen a visszacsatoló ellenállás szerepét tölti be, amelyen létrejön a kollektorárammal arányos feszültségesés (az  $U_v$  visszacsatoló feszültség). Az így kapott feszültség sorasan adódik hozzá a bemeneti jelhez és stabilizálja a munkapontot. A visszacsatolási tényező (közepes frekvencián a kondenzátorokat rövidzárnak tekintve):

$$\beta = \frac{U_v}{U_{ki}} = \frac{I_{ki} \cdot R_E}{I_{ki} \cdot R_t} = \frac{R_E}{R_t}.$$



3.41. ábra. Soros negatív áram-visszacsatolást tartalmazó egylökötű erősítő



3.42. ábra. Párhuzamos negatív feszültség-visszacsatolást tartalmazó egysfokozatú erősítő

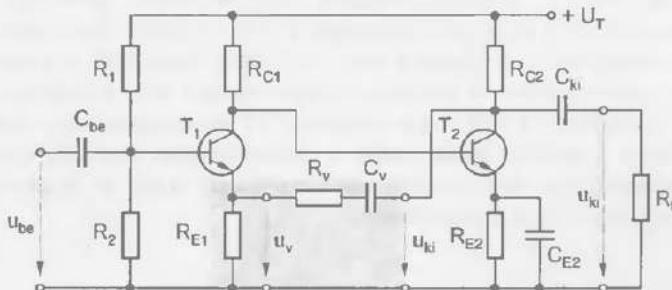
A soros áram-visszacsatolásnál az áramerősítés független a visszacsatolástól, a feszültségerősítés viszont csökken. A bemeneti ellenállást és a kimeneti ellenállást egyaránt növeli a visszacsatolás.

A 3.42. ábrán látható kapcsolásban a negatív visszacsatolás a kollektorfeszültséggel arányos és az  $R_v$  visszacsatoló ellenálláson folyó áram párhuzamosan csatlakozik a bemeneti jelhez. Párhuzamos feszültség-visszacsatolás alkalmazásakor a feszültségerősítés független a visszacsatolástól, az áramerősítés pedig csökken. Ennek a visszacsatolásnak a hatására mind a bemeneti, mind a kimeneti ellenállás csökken.

A többfokozatú erősítők erősítését lényegében a förörsítő határozza meg. Az feszültségerősítés stabilizálása itt is negatív visszacsatolás alkalmazásával valósítható meg. A negatív visszacsatolás alkalmazására többfokozatú erősítők esetén két lehetőség van:

- egyedi, negatív visszacsatolású erősítőfokozatokat kapcsolunk egymás után;
- több (legalább két) fokozatot átfogó negatív visszacsatolást alkalmazunk.

A két megoldást gyakran alkalmazzák együttesen egy erősítő láncon belül. A negatív visszacsatolás alkalmazásának egyetlen feltétele, hogy az utolsó fokozat kimeneti feszültsége és az első fokozat bemeneti feszültsége az emitterre csatlakoztatott visszacsatoló négypólus esetén azonos fázisban, a bázisra visszafutó visszacsatoló négypólus esetén viszont ellentétes fázisban legyen egymással.



3.43. ábra. Soros negatív feszültség-visszacsatolást tartalmazó kétfokozatú erősítő

Soros negatív visszacsatolás alkalmazására láthatunk példát a 3.43. ábrán, egy kétfokozatú galvanikusan csatolt erősítő esetén. A visszacsatoló négypólus az  $R_v$ ,  $C_v$  és  $R_{E1}$  elemekből áll, az  $u_v$  visszacsatoló feszültséget az  $R_v$ ,  $R_{E1}$  feszültségosztó hozza létre és az első fokozat emitterellenállásán jön létre. A visszacsatolás csak váltakozó áram esetén (bemeneti jelrel való vezérlés esetén) érvényesül a  $C_v$  kondenzátor egyenáramú leválasztó hatása miatt.

A visszacsatolás működése a következő:

- ha az  $u_{be}$  bemeneti feszültség nö, nő az  $u_{ki}$  kimeneti feszültség, tehát az  $u_v$  visszacsatoló feszültség is nő. A visszacsatoló feszültség növekedése a  $T_1$  tranzisztor vezérlő jelét csökkenti, tehát a bemeneti jel növekedése ellen hat.

### Өsszefoglaló kérdések:

1. Mi a visszacsatolási tényező?
2. Mit nevezünk pozitív visszacsatolásnak?
3. Milyen különbség van a feszültség-visszacsatolás és az áram-visszacsatolás között?
4. Milyen hatása van a negatív visszacsatolásnak az erősítő jellemzőire?

## 3.5. Nagyjelű erősítők

### 3.5.1. Nagyjelű erősítők általános jellemzése

Nagyjelű erősítőkre főként az erősítők meghajtó fokozataiban és kimeneti fokozataiban van szükség. Feladatuk, hogy a terhelésen egy meghatározott teljesítményt és feszültséget adjanak le minél nagyobb hatásfok és minél kisebb torzítás mellett. Üzemmódjuk szerint a nagyjelű erősítők A, AB, B és C osztályúak lehetnek.

Vizsgálatuk nem alapulhat sem az eddigiek során használt kisjelű paramétereken, sem pedig helyettesítő kapcsolásokon, mert a nagy amplitúdójú jelek esetén a karakterisztikák görbesége miatt *nem lineárisak az összefüggések* a négpólus-paraméterek között. Ezért méretezésük és tanulmányozásuk során kénytelenek vagyunk a matematikai módszerek mellett az erősítőelem jelleggörbéiből kiindulva grafikus módszereket is alkalmazni.

Feladatuk szerint a nagyjelű erősítőket két csoportba sorolhatjuk:

**Nagyjelű feszültségerősítők:** megfelelően nagy jelfeszültséget biztosítanak, jelentősebb teljesítmény nélkül (pl. a televíziós képcsövet vezérlő videoerősítő, amelynek kimeneti feszültsége 50 ± 80 V, kimeneti teljesítménye pedig csupán 10 ± 20 mW).

**Teljesítményerősítők:** olyan áramkörök, amelyekben alapvető követelmény a nagy kimeneti teljesítmény, a feszültségerősítés értéke viszont kevésbé jelentős szempont. Egy teljesítményerősítő terhelése lehet egy hangszóró, egy távközlési vonal, egy szervo-motor stb. és a leadott teljesítmény széles tartományban változhat, néhány W-tól több száz wattig.

A nagyjelű erősítőkre is érvényesek azok az elvek, amelyeket a kisjelű erősítőkkel kapcsolatban az alapkapsolás és a fokozatok közötti csatolás megválasztására vonatkozólag ismertetünk. A munkapont körül nagy feszültség- és áramingadozások, változások miatt először a működés korlátait, utána pedig a jeltorzításokat kell megvizsgálni. Ennek megfelelően a nagyjelekkel dolgozó áramkörök vizsgálata során az alapkötetelmények a határértékekre és a torzításokra vonatkoznak.

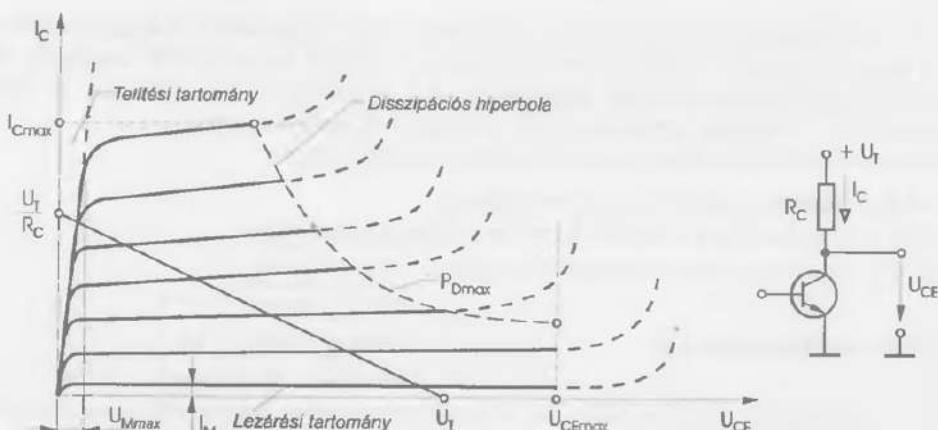
### 3.5.2. Az erősítőelemek határértékei

A tranzisztorok kimeneti jelleggörbéiből (3.44. ábra) megállapítható, hogy több tényező is korlátozza a munkapont és a kivezérlés megválasztását. Ezek a következők:

- a legnagyobb veszteségi teljesítmény ( $P_{Dmax}$  vagy  $P_{tot}$ ) hiperbolája (kollektor-disszipációs hiperbola). Ez a környezeti hőmérséklettől és a hővezetéstől függ.
- a legnagyobb kollektorfeszültség ( $U_{CEmax}$ ), amelyen túl már letörés keletkezik.
- a legnagyobb kollektoráram ( $I_{Cmax}$ ), amely fölött nagyon megnő a torzítás.
- a telítési tartomány, amely a kisebb feszültségeken a kivezérelhetőséget korlátozza.
- a lezárási tartomány, amely kis áramerősségek esetén határt szab a kivezérlésnek.

A túlmelegedés elkerülése és a torzítások lehető legkisebbre csökkentése végett a munkapont változásait a jelleggörbe-mező szürke színnel behatárolt részére kell korlátozni. A legnagyobb veszteségi teljesítmény rendszerint megtalálható a tranzisztor gyári adatlapján. Ennek értéke a hőtan Ohm-törvénye szerint:

$$P_{Dmax} = \frac{T_j - T_k}{R_{th}}, \quad (T_j - legnagyobb megengedett záróréteg hőmérséklet).$$



3.44. ábra. A teljesítménytranzisztorok korlátozó tényezői

A különböző környezeti hőmérsékletre és  $R_{th}$  hőellenállásokra (pl. hűtőbordákhoz) vonatkozó  $P_{dmax}$  veszteségi teljesítményt görbesereggel vagy közvetlenül számértékkben adják meg. A tranzisztor hatásfokának és legnagyobb veszteségi teljesítményének ismeretében kiszámítható a tranzisztorból kivehető kimeneti teljesítmény.

A nagyjelű fokozatoknál fontos szempont a minél nagyobb kivezérelhetőség, mivel maximális erősítés csak teljes kivezérlés esetén jön létre. *Teljes kivezérlésnek* nevezzük a tranzisztor telítődésig és (vagy) lezárásiig (a durva torzítás határáig) történő vezérlését. A vezérlési tartomány növelhető olyan speciális teljesítménytranzisztorok alkalmazásával, amelyek  $U_M$  maradékfeszültsége és  $I_M$  maradékárama kicsi (tehát jó közelítéssel elhanyagolható). Ilyen esetekben a tanulmányozás szempontjából az egész munkaegyenes lehetséges vezérlési tartománynak tekinthető. A jelfeszültség legnagyobb amplitúdója A-osztályú beállításban közelítőleg  $\frac{1}{2} \cdot U_T$ , B osztályú beállításban pedig  $\approx U_T$  lehet.

A nagyjelű erősítők torzítása annak következménye, hogy a tranzisztor különböző feszültségei és áramai között nemlineáris összefüggések állnak fenn. Fő oka a bemeneti jelleggörbe nonlineárítása: a bemeneti áram nem arányos a feszültséggel. A nagy jelfeszültségek miatt a nonlineárítás sokkal erőteljesebben jelentkezik, mint a kisjelű fokozatoknál. A torzítás csökkentése nagyjelű erősítőknél nagy hurokerősítésű negatív visszacsatolással valósítható meg.

### 3.5.3. A teljesítményerősítők jellemzői

A teljesítményerősítők feladata adott jelteljesítmény előállítása, amelyhez meghatározott feszültség- és áramértékek tartoznak. A teljesítményerősítők tehát tulajdonképpen energiátalakítók, mivel egyenáramú energiából a vezérlés hatására váltakozó áramú energiát állítanak elő. Az átalakítás hatásfoka kisebb mint egy, mivel a felvett energia egy része az erősítőelemeket melegenve hővé alakul.

A közös emitteres erősítő teljesítményerősítése a legnagyobb, hátránya viszont a viszonylag nagy kimeneti impedancia. Ennek következtében a terhelés illesztése az erősítőhöz kimenő transzformátor alkalmazását teszi szükségesé.

A kollektorkapcsolású (emitterkövető) fokozatok kapesolástechnikája a legegyszerűbb és a kis kimeneti impedancia lehetővé teszi sok esetben a kimenő transzformátor mellőzését. Az emitterkövető feszültségerősítése egységesnyi, ezért az előerősítő fokozatoknak az előírt kimeneti feszültség nagyságrendjébe eső feszültséget kell szolgáltatniuk.

A teljesítményerősítők néhány fontos jellemző adata a következő:

- $P_{ki}$  - kimeneti váltakozó áramú teljesítmény.
- $P_T$  - a tápfeszültség forrásból felvett egyenáramú teljesítmény.
- $P_D$  - veszteségi, vagy disszipált teljesítmény: 
$$P_D = P_T - P_{ki}.$$

- $\eta$  - átalakítási hatásfok:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_T} \cdot 100 \quad [\%].$$

*Az átalakítási hatásfok nagy, ha a kivezérlési tartomány nagy és a kimenet illesztett a terheléshez.*

- $P_{be}$  - vezérlő jelteljesítmény.

- $A_p$  - teljesítményerősítés ( $A_p \gg 1$ ):

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

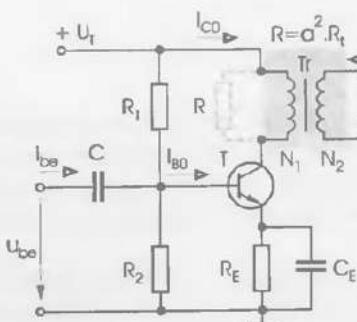
- $k$  - a torzítás nagysága. A torzítás a munkapont megfelelő beállításával és negatív visszacsatolás alkalmazásával csökkenthető.

### 3.5.4. A-osztályú teljesítményerősítő

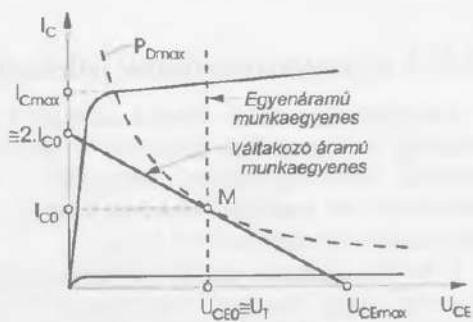
Az A-osztályú teljesítményerősítőket az alacsony hatásfok miatt viszonylag kis jelteljesítmény előállítására alkalmazzák. Nagyon kis torzításának köszönhetően elsősorban nagyobb teljesítményű fokozatok vezérlésére használják.

A 3.45.a. ábra emitterkapcsolású, A-osztályú üzemmódban működő (a bemeneti váltakozó áramú jel minden két félperiódusát erősít) teljesítményerősítő kapcsolását mutatja. A kollektor ellenállás szerepével a  $Tr$  illesztő transzformátor primer tekercse tölti be, amelynek kis ohmos ellenállása határozza meg az egyenáramú munkaegyenek meredekségét, úgy hogy közel függőleges egyenest kapunk (3.45.b. ábra). A kimenő transzformátor feladata az erősítő illesztése az  $R_L$  terhelő ellenálláshoz, a maximális teljesítmény-átvitel érdekében. Az  $a$  menetszám-áttétel megfelelő megválasztásával bármilyen terhelés jól illeszthető a kollektorkörhöz:

$$R = a^2 \cdot R_L.$$



a) kapcsolási rajz



b) kimeneti jelleggörbék

3.45. ábra. Emitterkapcsolású A-osztályú erősítő

A lehetséges legnagyobb kivezérléshez és kimeneti teljesítménynek megfelelően választott munkapont a legnagyobb veszteségi teljesítmény hiperboláján helyezkedik el, ami az  $I_{C0} = \frac{P_{Dmax}}{U_{CEO}}$  összefüggés révén bizonyítható. A kollektoráram legnagyobb értéke kétszer nagyobb a nyugalmi áramnál:  $I_{Cmax} \geq 2 \cdot I_{C0}$ .

A váltakozó áramú (dinamikus) munkaegyeses, – amely meghatározza az erősítő optimális munkaellenállását is – az:

$$R_t = R_{optimal} = \frac{U_{CEmax}}{I_{Cmax}} \approx \frac{U_{CEO}}{I_{C0}} \approx \frac{U_T}{I_{C0}} = R_E,$$

összefüggések egyike alapján határozható meg. Megállapítható, hogy az  $U_T/I_{C0}$  hármasos, vagyis az optimális munkaellenállás megegyezik a tranzisztor munkaponti egyenáramú ellenállásával.

A teljesítményerősítők jóságának a megítélésére nagyon alkalmas mennyiség a hatásfok, vagyis a kimeneti teljesítmény és a tápforrásból felvett egyenáramú teljesítmény hármasos. Az erősítő által a tápforrásból felvett egyenáramú teljesítmény:  $P_T = U_T \cdot I_{C0}$ .

A  $P_{ki}$  kimeneti teljesítmény értékét úgy számítjuk ki, hogy a kollektorfeszültségnek és a kollektoráramnak az  $m_v$  kivezérlési tényezővel (teljes kivezérlés esetén  $m_v = 1$ , és amikor a bemeneten nincs jel  $m_v = 0$ ) szorzott effektív értékét összeszorozzuk. A tranzisztorveszteségeket ebben a számításban elhanyagoljuk. Így tehát:

$$P_{ki} = m_v \cdot \frac{\hat{U}_{CE}}{\sqrt{2}} \cdot m_v \cdot \frac{\hat{I}_C}{\sqrt{2}} \approx \frac{m_v^2}{2} \cdot U_{CEO} \cdot I_{C0} = \frac{m_v^2}{2} \cdot U_T \cdot I_{C0}.$$

A hatásfok, a tranzisztor veszteségeit elhanyagolva:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_T} \cdot 100 = \frac{m_v^2}{2} \cdot 100 [\%]; \quad \bullet \text{ teljes kivezérlésnél } (m_v = 1): \quad \eta = 50 \%;$$

$$\bullet \text{ fél kivezérlésnél } (m_v = 0,5): \quad \eta = 12,5 \%.$$

A tranzisztorveszteségek csak jelentéktelen mértékben befolyásolják a hatásfokot, a transzformátor azonban sokat fogyaszt. Ezért az A-osztályú tranzisztoros végerősítő fokozat hatásfokát a gyakorlatban kb. 33 %-nak tekinthetjük.

A tranzisztoron fellépő disszipációs teljesítmény teljes kivezérlés esetén:

$$P_D = P_T - P_{ki} = P_{ki} = 0,5 \cdot U_{CEO} \cdot I_{C0}.$$

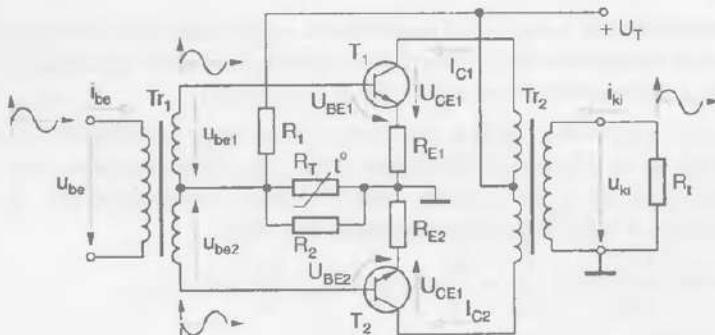
Tehát teljes kivezérlés esetén fele akkora a tranzisztor melegítő teljesítmény, mint kivezérlés nélkül; a kivezérlés csökkenésével a disszipációs teljesítmény nő.

### 3.5.5. Ellenütemű teljesítményerősítők

Az ellenütemű fokozatokban lévő két teljesítménytranzisztor két egyenlő nagyságú de fázisban  $180^\circ$ -kal eltérő feszültség vezérli. Ebben az esetben hol az egyik, hol a másik tranzisztor vezet, miközben a másik lezárt állapotban van. A vezérlésnek ellenütemben kell bekövetkeznie, így a terhelésen egy-egy tranzisztor váltakozó áramának a kétszerese jelenik meg. Kimenő transzformátoros ellenütemű teljesítmény-fokozat kapcsolását mutatja a 3.46. ábra. A bemeneten lévő transzformátor biztosítja a két egymáshoz képest ellenfázisú azonos amplitúdójú vezérlőfeszültséget. Az  $R_1$ ,  $R_2$  ellenállással kivitelezett bázisosztóval a fokozat munkapontját tetszés szerint A, AB vagy B osztályba beállíthatjuk. Az  $R_T$  negatív hőfoktényezőjű (ha  $T$  nő akkor  $R_T$  csökken) termisztor a fokozat munkapontját stabilizálja és

hőmegfutás elleni védelemét biztosítja. A  $T_1$ ,  $T_2$  tranzisztorokkal közös hűtőbordára szerelik és ha ennek hőmérséklete nő, az  $R_T$  ellenállás csökken, csökkentve a tranzisztorok bázis-emitter feszültségét. A bázis-emitter feszültség csökkenése a tranzisztorok  $I_C$  kollektoráramának növekedése ellen hat. A kapesolás két teljesítménytranzisztorra ugyanolyan típusú ( $NPN$ ), egyenáramú szempontból párhuzamosan, váltakozó áramú szempontból sorosan kapcsolódnak. Ebben az esetben a kimenő transzformátor alkalmazása feltétlenül szükséges.

Az ilyen teljesítményszinteket csak alacsony minőségi követelményeket képesek kielégíteni a transzformátoros csatlások miatt, ezért csak ritkán használják. Alkalmazására olyankor kerül sor, amikor a rendelkezésre álló tápfeszültség túl kicsi (pl. a zsebrádiók végerősítő fokozata, ahol  $U_T = 1,5 + 3 \text{ V}$ ), vagy a terhelés ellenállása és a tápfeszültség között aránytalanság áll fenn.



3.46. ábra. Ellenütemű teljesítményerősítő kimenő transzformátorral

#### Ellenütemű teljesítményfokozat A-osztályú működése, tulajdonságai

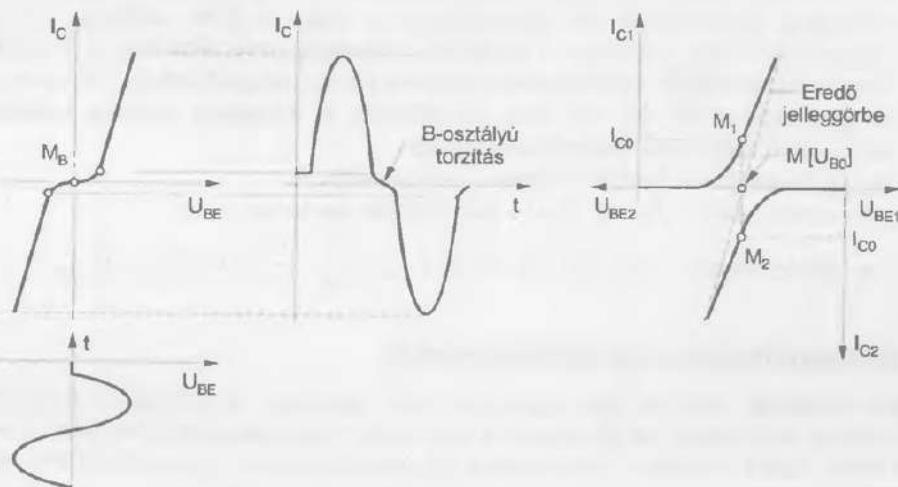
Az ellenütemű teljesítményfokozat A-osztályú beállítása esetén a hatásfok ugyanakkora, mint az egyszerű A-osztályú fokozaté, kimeneti jelteljesítménye viszont az egyszerű fokozat kétszerese, azonos munkapont-beállítást feltételezve (két erősítő elem működik).

Az ellenütemű megoldás torzítása lényegesen kisebb, mint az egyszerű A-osztályú fokozat torzítása. A lényegesen jobb hatásfokkal rendelkező B-osztályú ellenütemű fokozatok torzítási adatai csak kicsivel kedvezőtlenebbek, mint az A-osztályú ellenütemű fokozatok adatai. Ezért viszonylag ritkán alkalmazzák A-osztályú ellenütemű teljesítményerősítőket.

#### Ellenütemű teljesítményfokozat B-, AB-osztályú működése, tulajdonságai

A B-osztályú erősítőkben a munkapont közvetlenül a vízszintes tengely mellett,  $I_C = 0$  közelében helyezkedik el, a kollektorfeszültség pedig gyakorlatilag megegyezik az  $U_T$  tápfeszültséggel. Egy erősítőelem a szinuszos vezérlőfeszültségnek csak az egyik felét képes erősíteni, a másik felét elnyomja. A kimeneten teljes szinuszhullám előállítása csak ellenütemben működtetett tranzisztorokkal lehetséges.

Az  $u_{be}$  bemeneti jel pozitív félperiódusában a  $T_1$  tranzisztor vezet és létrehozza a kimeneti jel pozitív félperiódusát, a negatív félperiódus alatt a  $T_2$  vezet és létrehozza a kimeneti jel negatív félperiódusát (3.47.a. ábra). A kimenő transzformátor kimenetén a teljes szinusjel megjelenik. Az  $I_C$  ( $U_{BE}$ ) karakterisztika alsó görbülete miatt – kis értékű vezérlőjeleknel – nemlineáris torzítás jelentkezik a kimeneti jelben, amely a karakterisztika megtörésében nyilvánul meg. Ezt a torzítást **B-osztályú vagy átváltási torzításnak** nevezik.



a) B-osztályú működés

3.47. ábra. Ellenütemű teljesítményerősítő működési jelleggörbék

b) AB-osztályú működés

A torzitás megszüntethető, ha a tranzisztorok bázis-emitter feszültségét a 3.47.b. ábrán szemléltetett  $U_{BE0}$  feszültséggel állítjuk be, amely egy  $I_{C0}$  értékű nyugalmi áramot eredményez. Ezzel az erősítő *AB*-osztályú üzemmóknak megfelelő beállításba kerül. Ilyenkor a két tranzisztor árama megegyezik és ellentétes irányú, az erősítő áram pedig nulla. Az erősítő vezéről jel nélkül is, kis értékű egyenáramú energiát vesz fel. Az *AB*-osztályú üzemmód hatásfoka az *A*- és a *B*-osztályú üzemmóddal elérhető hatásfok között van ( $\eta_{max} = 75\%$ ).

#### A B-osztályú üzemmód teljesítményviszonyai

Az összefüggések számításánál a tranzisztorokat ideálisnak tekintjük. A két tranzisztor működése azonos, ezért a *B*-osztályú ellenütemű erősítők vizsgálatákor elegendő csak az egyik tranzisztor működését szemügyre venni.

- Az erősítő által a tápforrásból felvett egyenáramú teljesítmény kétszerese az egy tranzisztor által felvett értéknek:  $P_T = 2 \cdot U_T \cdot m_v \cdot \frac{I_{Cmax}}{\pi}$ .

Itt  $\frac{I_{Cmax}}{\pi}$  a kollektor-áram átlagértéke (egyenáramú értéke) és  $m_v$  a kivezérlési tényező (teljes kivezérlés esetén  $m_v = 1$ , ha a bemeneten nincs jel  $m_v = 0$ ).

- Az előállított váltakozó áramú teljesítmény:  $P_{ki} = m_v \cdot \frac{\hat{U}_{CE}}{\sqrt{2}} \cdot m_v \cdot \frac{\hat{I}_C}{\sqrt{2}} = \frac{m_v^2}{2} \cdot U_T \cdot I_{Cmax}$ .

- A hatásfok, a tranzisztor veszteségeit elhanyagolva:  $\eta = \frac{P_{ki}}{P_T} \cdot 100 = m_v \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 100 [\%]$ ;
  - teljes kivezérlésnél ( $m_v = 1$ ):  $\eta = 78,5\%$ ;
  - fél kivezérlésnél ( $m_v = 0,5$ ):  $\eta = 39,2\%$ .

Az elméletileg elérhető hatásfok teljes kivezérlésnél 78 %, vagyis sokkal nagyobb, mint A-osztályú üzemben és fél kivezérlésnél is csak a felére csökken. Érdemes megjegyezni, hogy a hatásfok a B-osztályú teljesítménycrösítőknél az  $m_v$  kivezérlési tényezővel, A-osztályú erősítők esetén viszont e tényező négyzetével,  $m_v^2$ -tel arányos.

A gyakorlatban kb. 60 ÷ 65 %-ra becsülhetjük a B-osztályú erősítők hatásfokát, (szilícium tranzisztorok alkalmazása esetén).

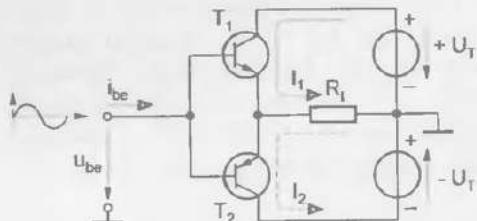
Az egy tranzisztoron fellépő disszipációs teljesítmény:

- vezérlés nélkül  $P_d = 0$ , mivel a tranzisztor le van zárva;

- vezérlés esetén  $P_D = P_T - P_{ki} = U_T \cdot I_{C\max} \cdot \left( \frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right) = 0,136 \cdot U_T \cdot I_{C\max}$ .

### 3.5.6. Komplementer teljesítményerősítők

Az ellenütemű vezérlést igen egyszerűen lehet megoldani komplementer (kiegészítő) tranzisztorok segítségével: az alkalmazott két tranzisztor ellentétes réteg-elrendezésű (vagyis NPN-PNP). Ebben az esetben nincs szükség a bemeneti fázisfordító transzformátorra, mivel a vezérlőjel pozitív félperiódusa az NPN, negatív félperiódusa a PNP tranzisztort nyitja ki és vezérli. A 3.48. ábra B-osztályú komplementer emitterkövetővel felépített ellenütemű teljesítményerősítő elvi kapcsolását mutatja. A kis kimeneti ellenállással rendelkező komplementer emitterkövető a kettős tápegység alkalmazásának köszönhetően nem igényel kimeneti transzformátort.



3.48. ábra. B-osztályú komplementer végerősítő elvi kapcsolása

#### Jellemzők:

- Feszültségerősítés:  $A_v = 1$ ;
- Áramerősítés:  $A_i = \beta$ ;
- Hatásfok teljes, szinuszos kivezérlés esetén:  $\eta = 78,5 \%$ .

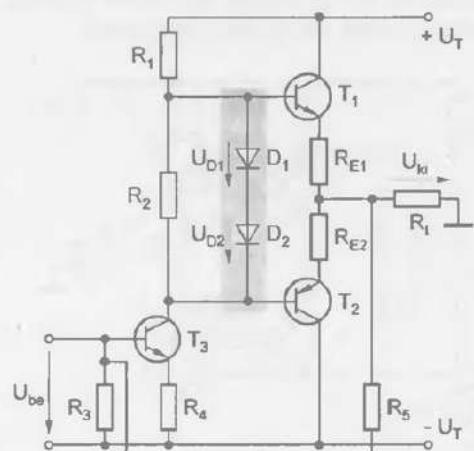
A kapesolás működése a következő:

- Ha nincs vezérlőjel ( $u_{be} = 0$ ), minden tranzisztor lezár, ezért az áramkör nem vesz fel egyenáramú teljesítményt.
- A vezérlőjel pozitív félperiódusában  $T_1$  nyit ( $T_2$  lezár), a terhelésen a vezérlőjel nagyságától függő  $I_1$  áram folyik (a felső +  $U_T$  tápegység-részi terhelésre).
- A vezérlőjel negatív félperiódusában  $T_2$  nyit ( $T_1$  lezár), a terhelésen a vezérlőjel nagyságától függő  $I_2$  áram folyik (az alsó -  $U_T$  tápegység-részt terhelve).

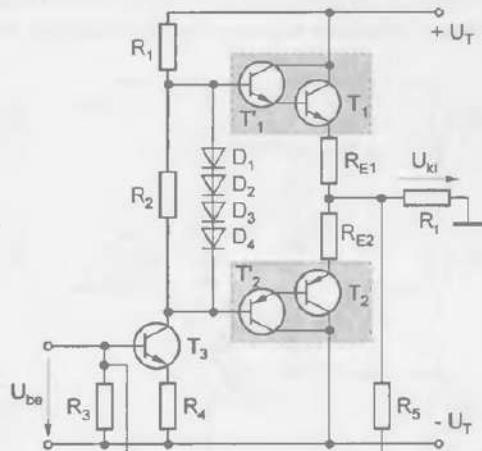
A B-osztályú üzemmódból adódó átváltási torzítás lényegesen kisebb a 3.49. ábrán látható AB-osztályú komplementer végerősítő esetén. A teljesítménytranzisztorok munkapontját a  $D_1$  és  $D_2$  nyitóirányban polarizált Si-diódák segítségével állítják be. A diódákon eső feszültség ( $U_{D1} = U_{D2} \approx 0,7 \text{ V}$ ) a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztorokat előfeszítve, kis értékű munkaponti áramot eredményez. A diódák kis értékű differenciális ellenállása váltakozó áramú szempontból gyakorlatilag rövidrezárja a két tranzisztor bázisát. Az előírt munkaponti áram állandó értéken tartása (a munkapont stabilizálása) széles hőmérséklettartományban nagyon fontos. A munkapont stabilizálását a  $D_1$  és  $D_2$  diódák, valamint az áram-visszacsatolás révén az  $R_{E1}$ ,  $R_{E2}$  emitter-ellenállások biztosítják. A megfelelő hőkompenzáció meghatározására a

diódákat a tranzisztorok tokjára vagy hűtőlemezre erősítik fel. Az áramkör stabilitását az  $R_5$  ellenállással megvalósított negatív visszacsatolás is növeli, ugyanakkor hatékonyan csökkenti a fellépő torzításokat.

A kimeneti teljesítmény (áram) növelése, csak nagyobb áramerősítésű tranzisztorok alkalmazásával lehetséges. Ilyen nagy áramerősítésű tranzisztorokat létrehozhatunk egyedi tranzisztorok összekapcsolásával, amelyekben a tranzisztorok *Darlington-kapcsolásban* működnek. A 3.50. ábra Darlington-tranzisztoros, komplementer teljesítményerősítő kapcsolását mutatja. Működése megegyezik az előbbi fokozat működésével. A Darlington-pár a  $T_1$  és  $T'_1$ , valamint a  $T_2$  és  $T'_2$  tranzisztorokból áll. Egy ilyen egyenértékű tranzisztor áramerősítése megegyezik az egyedi tranzisztorok áramerősítési tényezőinek a szorzatával.



3.49. ábra. AB-osztályú komplementer teljesítményerősítő elvi kapcsolása



3.50. ábra. AB-osztályú Darlington-tranzisztoros komplementer teljesítményerősítő elvi kapcsolása

A négy sorbakapcsolt  $D_1 \div D_4$  dióda azért szükséges, mert az összekapcsolt tranzisztorok munkaponti feszültségigénye kétszerese az egyedi tranzisztorénak (kb. 1,4 V).

### 3.5.7. Teljesítményerősítők túlterhelés elleni védelme

A kimenő transzformátorral nem rendelkező teljesítményerősítők kis kimeneti ellenállásuk miatt, túlterhelés következtében könnyen tönkremehetnek (pl. kimeneti rövidzár esetén). A viszonylag drága teljesítménytranzisztorok védelme érdekében a kimeneti áramot egy elektronikus áramkörrel meghatározott maximális értékű korlátozzuk.

A 3.51.a. ábra. AB-osztályú komplementer teljesítményerősítő elektronikus áramhatárolásának megvalósítását szemlélteti sorba kötött diódák alkalmazásával. A kimeneti áram maximális értékét a  $D_3$  és  $D_4$  diódasorokon fellépő feszültség határozza meg.

Az áramkorlátozás működése a következő:

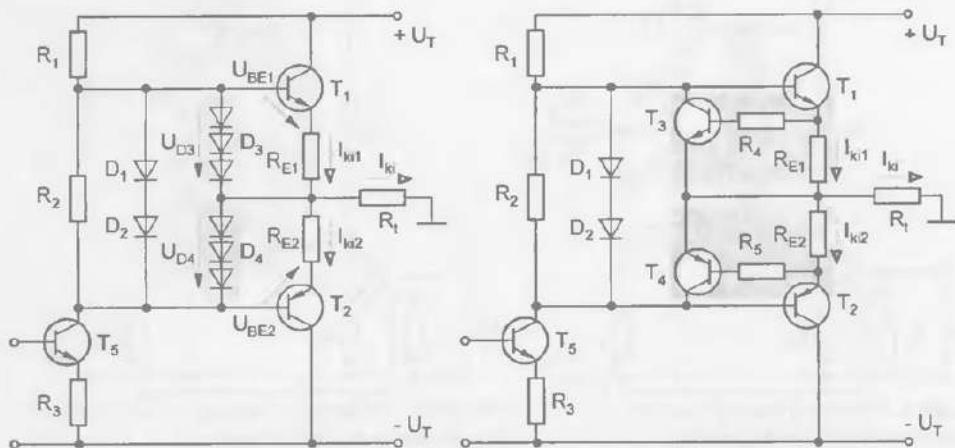
- A teljesítménytranzisztorok emitter-ellenállásain ( $R_{E1}$  és  $R_{E2}$ ) a tranzisztorok emitterárama ( $I_{K1}$  és  $I_{K2}$ ) feszültségesést hoz létre. A feszültségesés egy bizonyos értékénél a  $D_3$  és  $D_4$  diódasor kinyit és kapcsain közeli tömörítőn állandó értékű feszültség jön létre.
- Ettől a pillanattól kezdve a tranzisztorok vezérlő feszültsége nem fog tovább nöni, tehát a teljesítménytranzisztorok bázisáramának növekedése megszűnik és a határolás létrejön.
- A maximális kimeneti áram,  $n$ -nel jelölve a diódasorok sorba kötött diódáinak számát:

$$I_{ki\max 1} = \frac{U_{D3} - U_{BE1}}{R_{E1}} \equiv \frac{0,7 \text{ V}}{R_{E1}} \cdot (n-1); \quad n=3 \text{ esetén} \quad I_{ki\max 1} \equiv \frac{1,4 \text{ V}}{R_{E1}}$$

$$|I_{ki\max 2}| = \frac{U_{D4} - |U_{BE2}|}{R_{E2}} \equiv \frac{0,7 \text{ V}}{R_{E2}} \cdot (n-1); \quad n=3 \text{ esetén} \quad |I_{ki\max 2}| \equiv \frac{1,4 \text{ V}}{R_{E2}}$$

A 3.51.b. ábra áramhatárolás megvalósításának egy másik lehetőségét szemlélteti tranzisztorok alkalmazásával. Az áramkorlátozás működése a következő:

- A teljesítménytranzisztorok emitter-ellenállásain ( $R_{E1}$  és  $R_{E2}$ ) fellépő feszültség egyenesen arányos a tranzisztorok emitteráramával ( $I_{k1}$  és  $I_{k2}$ ).
- Ha az  $R_{E1}$  illetve  $R_{E2}$  ellenálláson a feszültségesés túllépi a kb. 0,7 V-ot, a  $T_3$  illetve  $T_4$  tranzisztorok kinyitnak és a teljesítménytranzisztorok bázisáramának egy részét elvezetik. Ennek hatására a teljesítmény-tranzisztorok bázisáramának növekedése megszűnik.



a) diódás áramkorlátozó kapcsolás      b) tranzisztoros áramkorlátozó kapcsolás  
3.51. ábra. Teljesítményerősítők védelem (AB-osztályú komplementer fokozat)

- A maximális kimeneti áram:

$$I_{ki\max 1} \equiv \frac{0,7 \text{ V}}{R_{E1}}; \quad I_{ki\max 2} \equiv \frac{0,7 \text{ V}}{R_{E2}}.$$

A tárgyalt védelmi megoldások a teljesítménytranzisztorok maximális áramának a túllépése esetén lépnek működésbe függetlenül attól, hogy mi okozza a túllépést. Ezek a védelem megoldások nemkívánatos áram-határolást hozhatnak létre nagyon alacsony értékű terhelő-ellenállások esetén, és bizonyos kapacitív terhelések hatására.

### ↔ Összefoglaló kérdések:

1. Határozza meg a nagyjelű erősítők fogalmát?
2. Mikor beszélünk teljes kivezérlésről?
3. Mi a feladata a teljesítményerősítőknek?
4. Hasonlitsa össze az A-osztályú és az AB-osztályú erősítők jellemzőit!
5. Milyen a jellegzetességei vannak az ellenállámi teljesítményfokozatoknak?
6. Hasonlitsa össze a tanult teljesítményerősítő fokozatok hatásfok viszonyait!
7. Miért van szükség a teljesítményerősítők védelemre?

## 3.6. Szinuszos rezgéskeltők (oszcillátorok)

### 3.6.1. Az oszcillátor működési elve és felépítése

Az **oszcillátorok** vagy **rezgéskeltők** olyan elektronikus áramkörök, amelyek egyenáramú tápfenergiát felhasználva csillapítatlan periodikus elektromos feszültséget vagy áramot állítanak elő. Az előállított periodikus jel (rezgés) alakja lehet:

- nem szinuszos, összetett, nagy felharmonikus tartalmú jel;
- szinuszos időbeli lefolyású.

A szinuszos elektromos rezgéseket előállító áramköröt **harmonikus**, vagy **szinuszos oszcillátoroknak** nevezzük. A továbbiakban harmonikus oszcillátorokkal foglalkozunk.

Bármilyen oszcillátornál szükség van egy frekvencia-meghatározó elemre, amely megszabja az előállított rezgés frekvenciáját és a frekvencia időbeli stabilitását. Ha egy feltöltött kondenzátor energiája egy induktivitáson keresztül kisül (*LC* rezgőkör), csillapított elektromos rezgések keletkeznek, amelyek frekvenciáját a következő összefüggés adja meg:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

A rezgőkör energiatartalma a veszteségek következtében folyamatosan csökken. A rezgések fenntartása (vagyis csillapitatlan rezgések előállítása) csak úgy lehetséges ha a rezgőkör egy aktív elektronikus elem áramkörébe kerül, amely képes a veszteségek kompenzálságára. Ennek megfelelően a csillapitatlan, szinuszos jellegű elektromos rezgések előállítására két módszer ismeretes:

1. negatív ellenállású karakterisztika-szakasszal rendelkező elem alkalmazásával;
2. pozitív visszacsatolással ellátott erősítő felhasználásával.

### 3.6.2. Negatív ellenállást felhasználó oszcillátorok

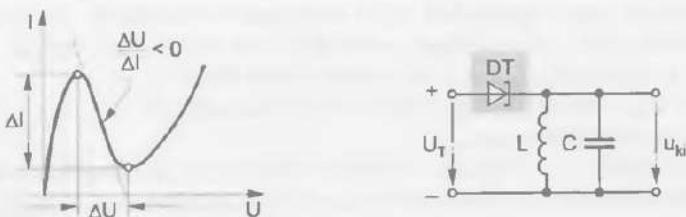
A negatív ellenállást felhasználó oszcillátorokat nevezik még *belső visszacsatolással rendelkező oszcillátoroknak* is. Egyes félvezető elemeknél – mint az *alagút dióda* vagy az *egyátmennetű tranzisztor* – a negatív, dinamikus ellenállás jelenlétét az  $I = f(U)$  karakterisztika tükrözi (lásd a 2.15. és 2.68. ábrát).

A negatív ellenállású szakasz felhasználható egy rezgőkör veszteségeinek a kiegynélítésére. A rezgőkör veszteségei tehát kompenzáthatók, ha vele párhuzamosan vagy sorosan kapcsolunk, egy a veszteségi ellenállással megegyező értékű negatív ellenállást (3.52. ábra). Az ily módon kiegészített rezgő-rendszer csillapitatlan rezgéseket fog szolgáltatni. Az alagút dióda esetében a  $\frac{\Delta U}{\Delta I}$  negatív dinamikus ellenállást kis értékű  $\Delta U$  feszültségváltozás hozza létre.



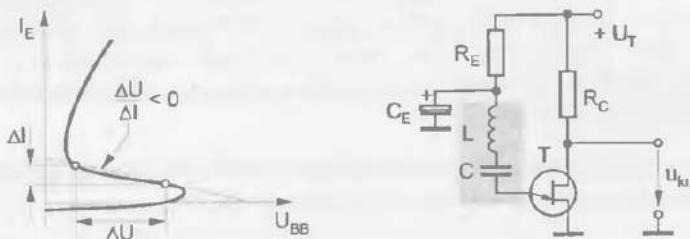
3.52. ábra. Oszcillátor elvi felépítése negatív ellenállással

A keletkező rezgések amplitúdójának határolására az  $LC$  rezgőkört a diódával párhuzamosan kapcsoljuk a váltakozó áramú helyettesítő képpben (3.53. ábra). Az alagút dióda csak igen magas frekvencián működik megfelelően, ezért a felhasználásával készített oszcillátor csak magas frekvenciatartományban ( $f > 1 \text{ GHz}$ ) működtethető.



3.53. ábra. Alagút diódás, negatív ellenállást felhasználó oszcillátor

Az egyátmennetű tranzisztor ( $UJT$ ) esetén a negatív dinamikus ellenállás kis értékű ( $\Delta I$ ) áramváltozások esetén jön létre. Ezért a keletkező áram-rezgések amplitúdójának a határolása a tranzisztor bemeneti körével sorosan kapcsolt, soros rezgőkörrel valósítható meg (3.54. ábra).



3.54. ábra. Egyátmennetű tranzisztoros, negatív ellenállást felhasználó oszcillátor

### 3.6.3. Visszacsatolt oszcillátorok

Pozitív visszacsatolás esetén egy erősítő eredő erősítése növekszik a visszacsatolásmentes állapothoz képest (3.55. ábra):

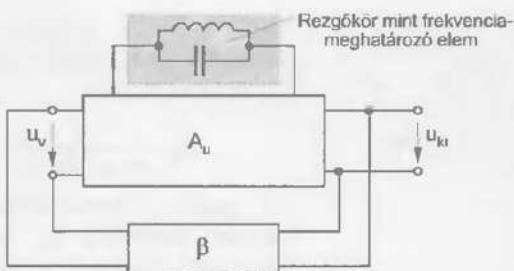
$$A_{uv} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u};$$

ahol  $A_u$  az eredeti erősítő erősítése és  $A_{uv}$  a visszacsatolt rendszer erősítése.

Ha a hurokerősítés értéke megközelíti az egyet ( $\beta \cdot A_u \rightarrow 1$ ), az erősítés nagysága az előbbi összefüggés szerint végtelen nagy értékűvé válik.

Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy a visszacsatolt erősítő a  $\beta \cdot A_u = 1$  érték előrésekor bemeneti jel nélkül is szolgáltat kimeneti jelet, mivel  $A_{uv} \rightarrow \infty$ . Ilyen feltételek mellett a visszacsatolt erősítő saját maga hozza létre a szükséges vezérlőjelet (*begerjed*), és oszcillátorrá alakul.

A gyakorlatban a hurokerősítés értékét nem lehet pontosan egységnyire beállítani. Ennek az a következménye, hogy a  $\beta \cdot A_u < 1$  eset az oszcilláció leállásához, a  $\beta \cdot A_u > 1$  eset pedig végtelen nagy amplitúdó-növekedéshez vezet.



3.55. ábra. Visszacsatolt oszcillátor elvi felépítése

Állandó amplitúdójú kimeneti jelet úgy tudunk biztosítani, hogy ha a hurokerősítést meghatározó két tényező ( $\beta$  vagy  $A_u$ ) közül valamelyik amplitúdófüggő. Ebben az esetben a hurokerősítés szabályozható, és a kimeneti jel amplitúdójától függ. Külső visszacsatolással rendelkező oszcillátor működése az eddigiekben elmondottak alapján két feltétel együttes teljesülése esetén lehetséges:

**fázisfeltétel:** a pozitív visszacsatolás jelensége

$$\beta \cdot A_u > 0 ;$$

**amplitúdó feltétel:** a hurokerősítés egységnyi, vagy ennél nagyobb értékű:

$$\beta \cdot A_u \geq 1 .$$

A keletkező rezgések frekvenciáját egy frekvencia-meghatározó elem határozza meg (a 3.55. ábrán szemléltetett esetben egy  $LC$  rezgőkör). A frekvencia-meghatározó elem felépítése szerint a szinuszos oszcillátorok lehetnek:

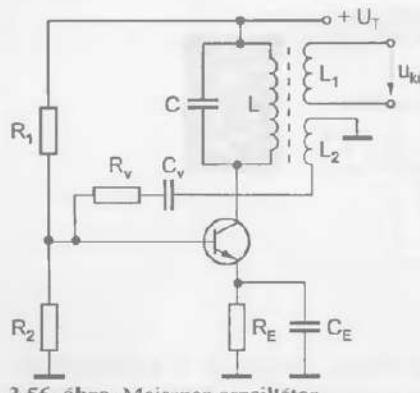
- $LC$ ,  $RC$  és *kvare* oszcillátorok.

### LC oszcillátorok

Az  $LC$  oszcillátorok frekvencia-meghatározó eleme egy  $LC$ -kör (rezgőkör); a rezgőkör csillapításának kompenzációt egy erősítő biztosítja. Az  $LC$  oszcillátorokat főleg magasfrekvenciás tartományban alkalmazzák, mivel alacsony frekvencián a szükséges kapacitások és induktivitások nagyon nagyok. A nagy jósági tényezőjű rezgőkörök a nagyfrekvenciás technikában könnyen megvalósíthatók. Ebben az esetben a rezgőkör feszültsége igen szélsőséges működési feltételek mellett is szinuszos. Külön megvalósított amplitúdszabályozás nem mindenkor feszültségét alkalmazzák kimeneti feszültségként. Az  $LC$  oszcillátorok többséle kapcsolása lehetséges. A következőkben a legfontosabb kapcsolásokat ismertetjük, amelyek elnevezése feltalálójukra utal.

### *Meissner-oszcillátor*

A *Meissner-oszcillátor* jellegzetessége, hogy transzformátoros (induktív) visszacsatolással működik, és a frekvencia-meghatározó elem a primer tekercsel párhuzamosan kapcsolt kondenzátorral kialakított rezgőkör. A 3.56. ábra az oszcillátor egy lehetséges kapcsolását mutatja, amelyben hangolt kollektorkörös emitterkapcsolású erősítőfokozatot alkalmaznak.



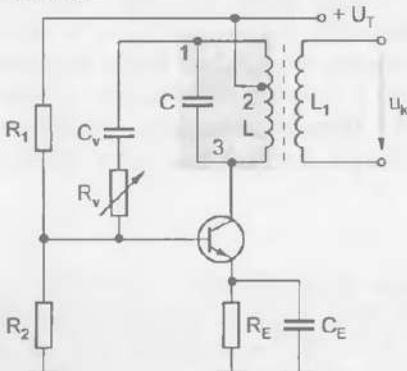
3.56. ábra. Meissner-oszcillátor

A kapcsolásban nagyon fontos az  $L$  és  $L_2$  tekercsek menetirányára, mivel a visszacsatolt jel a tekercsek menetirányának megfelelően azonos vagy ellenétes fázisban kerül vissza a kollektorkörből a bázisra. A tekercsek fázisfordító bekötésével (ellenétes menetirányú csatlásával) biztosítható az oszcillátor fázisfeltétele.

#### Hartley-oszcillátor (induktív hárompont kapcsolású oszcillátor)

A közös emitteres kapcsolásban működő, bipoláris tranzisztorral kivitelezett Hartley-oszcillátor kapcsolását a 3.57. ábra mutatja. Az oszcillátor különlegessége, hogy a rezgőkörhöz a tekercs három ponton kapcsolódik (az induktív háromponthoz oszcillátor elnevezés is ennek tulajdonítható). A rezgőkör induktivitását megosztva alakítunk ki harmadik csatlakozási pontot (az ábrán a 2-es pont). A 3.55. ábrán látható kapcsoláshoz hasonlóan, az  $L$  és  $C$  elemekből álló rezgőkör határozza meg a rezonanciafrekvenciát és az oszcillátor kimeneti feszültségének a frekvenciáját. Az  $R_V$ ,  $C_V$  soros tagon keresztül a tranzisztor bázisára olyan feszültség jut, amely a kollektorfeszültséggel ellenétes fázisban van és így létrejön a pozitív visszacsatolás (az 1-es és 2-es pont között, valamint a 2-es és 3-as pont között fellépő feszültség ellenétes fázisban van). A visszacsatolási tényező a két tekercs ( $L$ ,  $L_1$ ) menetszám-arányával és az  $R_V$  ellenállás értékének változtatásával állítható.

Source-kapcsolásban működő, tévezérlésű tranzisztorral kivitelezett Hartley-oszcillátor kapcsolását a 3.58. ábra mutatja. Működési elve megegyezik a bipoláris tranzisztoros kapcsolásával.

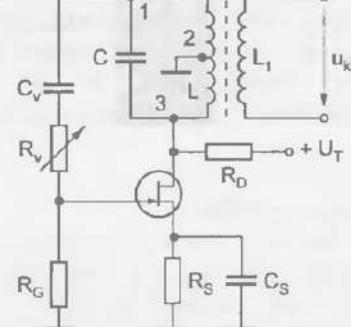


3.57. ábra. Hartley-oszcillátor bipoláris tranzisztorral

A maximális kimeneti feszültség (fázisfordítással), a tranzisztor kollektorán rezonanciafrekvencián lép fel:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}.$$

A pozitív visszacsatolás megvalósítására a kimeneti feszültség egy bizonyos részét az  $L_2$  tekercssel lecsatolják, és az  $R_V$ ,  $C_V$  soros tagon keresztül visszavezetik a tranzisztor bázisára. A visszacsatolási tényezőt a visszacsatoló tekercs ( $L_2$ ) és a rezgőkör tekercs ( $L$ ) menetszám-arányával, a csatlás nagyságával és az  $R_V$  ellenállás értékének változtatásával állíthatjuk be.



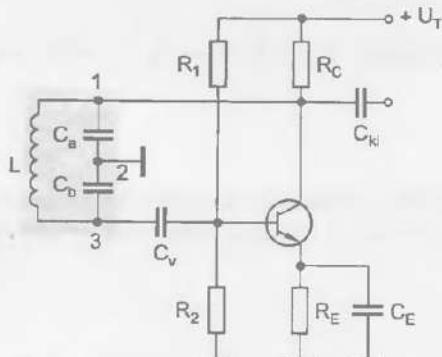
3.58. ábra. Hartley-oszcillátor tévezérlésű tranzisztorral

### **Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompont kapcsolású oszcillátor)**

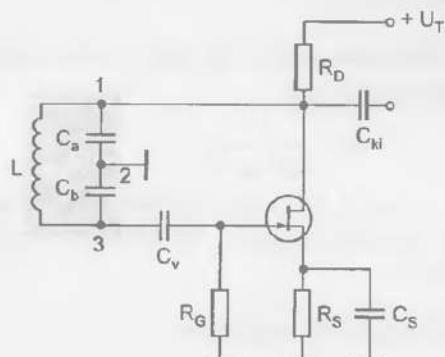
A Colpitts-oscillátor jellegzetessége, hogy a pozitív visszaesetolás nagyságát kapacitív feszültségesztő határozza meg (3.59. ábra). A visszacsatolás annál nagyobb, minél nagyobb  $C_b - C_a$ -hoz viszonyítva. A hangolókapacitás értéke:

$$C = C_a \times C_b = \frac{C_a \cdot C_b}{C_a + C_b}.$$

Az  $R_E$  emitter-ellenállás negatív áram-visszacsatolást valósít meg, amely a rezgések amplitúdóját stabilizálja. Az oszcilláció beindulása után a bázisosztó állandó potenciálon tartja a bázis egyenfeszültségét. Ha a rezgések amplitúdója növekszik, az emitteráram is nő és az emelkedő emitterfeszültség a tranzisztor munkapontját záró irányba tolja el. Ennek eredménye az automatikus szintsabályozás. A 3.60. ábra hasonló működésű, tervezérlésű tranzisztorral kivitelezett Colpitts-oszcillátor kapcsolását mutatja.



3.59. ábra. Colpitts-oszcillátor bipoláris tranzisztorral



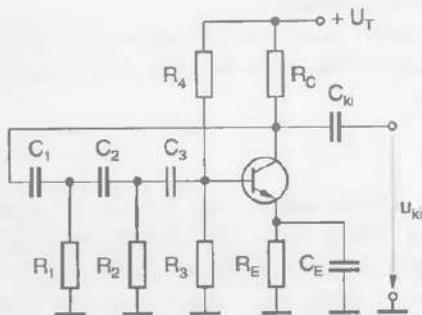
3.60. ábra. Colpitts-oszcillátor tervezérlésű tranzisztorral

RC oszcillátorok

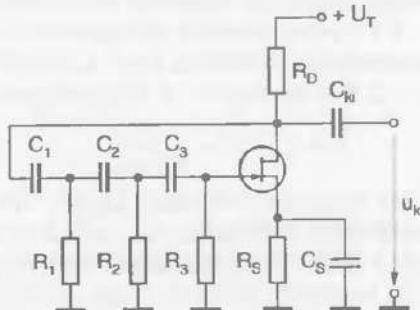
Kisfrekvenciás tartományban (néhány száz kHz-tól, egészen alacsony frekvenciáig), olyan oszcillátorokat alkalmaznak, amelyekben  $RC$  hálózatok határozzák meg a rezgési frekvenciát, kiküszöbölvé a nagy értékű és méretű induktivitásokat. Az ilyen kapcsolásokat  $RC$  oszcillátoroknak nevezzük. Előnyük az  $LC$  oszcillátorokhoz viszonyítva, hogy sokkal szélesebb frekvenciatartományt képesek lefedni egy adott  $C_{\max}/C_{\min}$  arány esetén. Ez annak a következménye, hogy a rezgési frekvencia  $RC$  oszcillátoroknál  $1/R \cdot C$ -vel arányos, míg  $LC$  oszcillátoroknál  $1/\sqrt{L \cdot C}$ -vel. Az  $RC$  oszcillátorok által szolgáltatott jelalak azonban, az  $LC$  oszcillátorhoz viszonyítva kevésbé szinuszos jellegű.

## Fázistolós RC oszcillátor

A fázistolós oszcillátor a legegyszerűbb  $RC$  oszcillátorának tekinthető. Bipoláris tranzisztoros és FET-es kapcsolási rajza a 3.61. és 3.62. ábrán látható. Az berezgés fázisfeltételét, vagyis a  $180^\circ$ -os fáziseltolást három  $RC$  tag hozza létre egy bizonyos frekvencián. Ahhoz, hogy a berezgés bekövetkezzen, a csillapítást erősítéssel kell ellensúlyozni, méghozzá akkora erősítéssel, mint amekkora a csillapítás. Az oszcilláció frekvenciája olyan értékű lesz, amelynél az  $RC$  tagokból álló lánc pontosan  $180^\circ$ -os fázist fordít ( minden  $RC$  tag által létrehozott fázistolás a rezgési frekvencián  $60^\circ$ ).



3.61. ábra. Fázistolós oszcillátor bipoláris tranzisztorral



3.62. ábra. Fázistolós oszcillátor tévezérlésű tranzisztorral

A berezgési frekvencia értéke három, azonos elemekből álló ( $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 = R_3 \cdot C_3$ ), fázistoló láncnál:

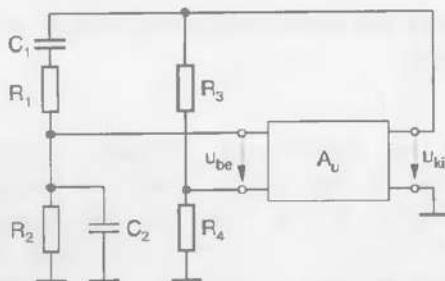
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot R \cdot C}$$

Mindkét kapcsolás a kapu ill. a bázis-karakterisztika görbületeit használja fel a kimeneti jel szintszabályozására. Ez általában elegendőnek bizonyul egyetlen frekvencia előállítása esetén.

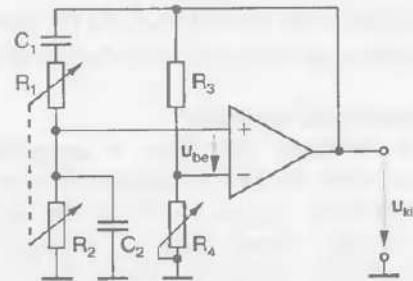
### Wien-hidas RC oszcillátor

Az egyik legelterjedtebb és legegyszerűbb *RC* oszcillátor a Wien-hidas oszcillátor, amelynek tömbvázlatát a 3.63. ábra mutatja. A híd kimeneti feszültsége rezonanciafrekvencián (vagyis ha a híd kiegyenlített) nulla. Ebben az esetben a Wien-híd nem használható visszacsatoló hálózatként, mivel az erősítő bemenetére nem jut feszültség.

Az oszcillátoroknál ezért a Wien-hidat kismértékben kiegyenlítenné teszik és az  $R_3$ ,  $R_4$  frekvenciafüggel osztó megválasztásával az erősítő bemenetére jutó jel szabályozható. Ha a frekvenciafüggel osztó osztásarányát a kimeneti jelszinttől függővé tesszük, hatékony szintszabályozás valósítható meg.



3.63. ábra. Wien-hidas oszcillátor tömbvázlata



3.64. ábra. Wien-hidas oszcillátor műveleti erősítővel

A 3.64. ábra műveleti erősítő felhasználásával megvalósított Wien-hidas oszcillátor kapcsolását mutatja. A pozitív visszacsatolást a Wien-híd  $R_1C_1$ ,  $R_2C_2$  elemeivel valósítják meg, amelyek ugyanakkor a rezgési frekvenciát is meghatározzák.

A negatív visszacsatoló hálózat feladata a rezgési amplitúdó határolása és stabilizálása; az itt található  $R_4$  változtatható ellenállástól függ a létrehozott rezgések amplitúdójának nagysága. Ha  $R_1 = R_2 = R$  és  $C_1 = C_2 = C$ , a kapcsolás rezgési frekvenciája a következő összefüggéssel határozható meg:

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

A bemeneti feltétel akkor teljesül, amikor  $A_{uv} = \frac{1}{3} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ , vagyis ha:  $R_3 = 2 \cdot R_4$ .

Az oszcillátor rezgési frekvenciáját folyamatosan tudjuk változtatni egy kettős potenciométer alkalmazásával, vagy fokozatokban a  $C_1$  és  $C_2$  kapacitások értékének átkapcsolásával.

### Kvarcoszcillátorok

Az oszcillátorok eddigi vizsgálatai során nem vettünk figyelembe egy igen fontos követelményt: a frekvencia vándorlását, vagy eltolódását. Ennek a frekvenciaváltozásnak a jó oszcillátorokban a lehető legkisebbnek kell lennie. A frekvenciát az áramköri elemek és a tranzisztorparaméterek határozzák meg, ezek azonban a hőmérséklettel, a tápfeszültséggel és a terheléssel változnak. A frekvenciapontosságot számszerűen a **relatív frekvenciastabilitással** jellemzik:

$$s = \frac{\Delta f}{f_0}, \quad \text{ahol } \Delta f \text{ a frekvenciaváltozás az } f_0 \text{ frekvencia környezetében.}$$

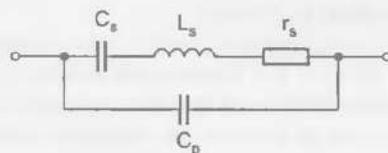
Az oszcillátorok tervezése során a legnagyobb nehézséget a tranzisztor paraméterei okozzák, mert ezek a legváltozékonyabb mennyiségek. A tranzisztor kapacitásai pl. közvetlenül függnek a kollektor és bázis közötti feszültségtől ( $C_{BC}$ ), ill. az emitteráramtól ( $C_{BE}$ ).

Az elsődleges frekvencia-meghatározó áramköri elemeknek ( $L$  és  $C$ ,  $R$  és  $C$ ) nagyon jó minősüknek kell lenniük, hiszen magának az oszcillátorkapcsolásnak a stabilitása nem lehet jobb az áramköri elemek stabilitásánál. Nagyon fontos pl., hogy a terheletlen rezgőkör  $Q_0$  jósági tényezője nagy legyen, mert ebben az esetben a külső tényezők csak jelentéktelen mértékben befolyásolhatják a rezonanciafrekvenciát.

Különösen jó frekvenciastabilitás érhető el rezgőkvarc (piezoelektronos kristály) alkalmazásával. A piezoelektronos kristály az egymással szemben levő oldalaira kapcsolt váltakozó feszültség hatására bizonyos frekvencián mechanikai rezgéseket végez. Ezek a mechanikai rezgések a két oldalon elektromos rezgéseket (oszcillációt) eredményeznek. A kvarcoszcillátorokkal elérhető frekvenciastabilitás:  $s = 10^{-6} + 10^{-10}$ .



a) áramköri jelölése



b) helyettesítő képe

3.65. ábra. A rezgőkvarc

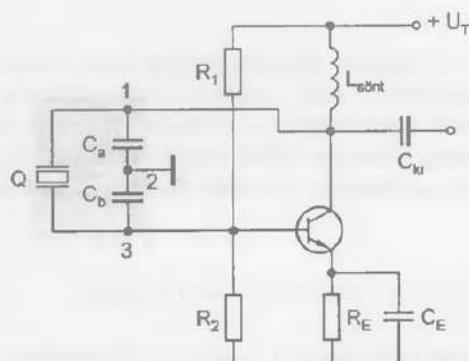
Ennek a viselkedésnek a 3.65. ábrán látható egyszerűsített helyettesítő kapcsolásban az  $L_s$ ,  $C_s$  és  $r_s$  áramköri elemeket tartalmazó soros rezgőkör felel meg (az  $r_s$  soros veszteségi ellenállás a rendszer veszteségeit, csillapítását képviseli). A helyettesítő kép alapján megállapítható, hogy a rezgőkvarcnak soros és párhuzamos rezonanciája is van.

Az elektródák (fegyverzetek) közötti kristálykapacitás  $C_p$ , amely rendszerint sokkal nagyobb mint a  $C_s$  kapacitás, ezért a kristály rezonanciafrekvenciáját az  $L_s$  és a  $C_s$  elem határozza meg. A kristályparaméterek nagyságrendje:  $C_p \approx 10 \text{ pF}$ ,  $C_s \approx 10^{-2} \text{ pF}$ ,  $L_s \approx 0,1 \text{ H}$ ,  $r_s \approx 10 \Omega$ . Ezek szerint a terheletlen kristálykör jósági tényezője:

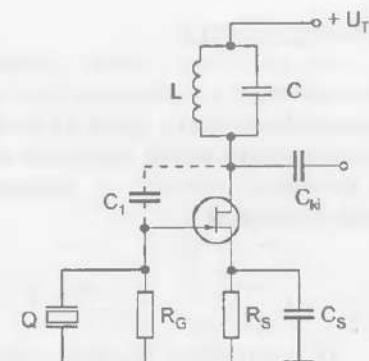
$$Q_0 = \frac{1}{r_s} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \approx 10\,000.$$

A nagy jósági tényező az oka a kvarckristályokkal épített oszcillátorok nagyon nagy frekvenciastabilitásának.

A 3.66. ábra egy soros rezonancián gerjesztett Pierce-kapcsolású kvarcoszcillátor kapcsolási rajzát mutatja. A kvarckristály itt az rezgőkori induktivitást helyettesíti.



3.66. ábra. Pierce-kapcsolású kvarcoszcillátor



3.67. ábra. Miller-kapcsolású kvarcoszcillátor

A 3.67. ábra egy párhuzamos rezonancián gerjesztett Miller-kapcsolású hárompontos kvarcoszcillátor kapcsolási rajzát mutatja. A pozitív visszacsatolást a FET  $C_1$ -el jelölt, drain-gate parazita kapacitása biztosítja ( $C_1 \approx 5 \text{ pF}$ ). A drain körben levő  $LC$  rezgőkört a kristály rezonanciafrekvenciája alá hangolják, ahol induktív jelleget mutat. Gyakran a rezgőkvarccal párhuzamosan vagy sorosan egy trimmer kondenzátort kapcsolnak, amellyel az oszcillációs frekvencia pontosan beállítható. Az esetek többségében a kristály saját frekvenciáján (a soros rezgőkör rezonancia-frekvenciáján) működtetik, mert itt nagyobb a rezgés stabilitása.

Kvarckristályokkal kb. 100 MHz frekvenciáig lehet oszcillátorokat megvalósítani. Természetesen az alaprezgés felharmonikusait felhasználva lehetőség van ennél sokkal magasabb frekvenciájú kvarcstabilizált oszcillátorok készítésére.

### Összefoglaló kérdések:

- Milyen módszerek ismertek csillapitlan szinuszos elektromos rezgések előállítására?
- Milyen fő elemeket kell tartalmaznia minden szinuszos jellegű oszcillátornak?
- Visszacsatolt oszcillátorok esetén mi a gerjedés feltétele?
- Hasonlítsa össze az induktív- és a kapacitív hárompont-kapcsolású oszcillátorokat?
- Hasonlítsa össze az LC oszcillátorok és a kvarcoszcillátorok tulajdonságait?
- Hangolhatók-e a kvarcoszcillátorok?

## 3.7. Műveleti erősítők

A műveleti erősítők különleges tulajdonságokkal rendelkező, – általában bonyolult kapcsolástechnikával felépített – sokoldalúan használható egyenáramú erősítők. Elnevezésük onnan ered, hogy eredetileg az analóg számítástechnika és szabályozástechnika egyedi alkalmazásai számára készültek (matematikai műveletek végzésére, feszültségekkel vagy áramokkal), a szükséges igen magas minőségi követelményeket kielégítve. Előállításuk kezdeti időszakában a műveleti erősítőket egyedi alkatrészekből építették fel és műgyantával kiöntött modulokként forgalmazták nagyon magas árakon. A korszerű monolit integrált áramkörös technológiák megjelenésével egyidőben, előállítási költségeik lényegesen csökkentek és a nagy darabszámok következtében árszintjük igen alacsonnyá vált. A monolit integrált áramkörös technológia során az egész áramkört egy szilicium félvezető kristályon alakítják ki, tehát egyetlen tömbből (*monolit*) áll. A gyártás és tervezés során arra törekednek, hogy az adott áramkort minimális felületű félvezető lapkán valósítsák meg. A felhasznált felület csökkentésére (az elemsűrűség növelésére) irányuló erőfeszítések sokszor azt eredményezik, hogy bizonyos esetekben egyszerű ellenállás-hálózatok helyett bonyolult tranzisztoros kapcsolásokat alkalmaznak. Ennek oka nagyon egyszerű: egy nagy értékű ellenállás sokkal nagyobb szilicium-felületet foglal el mint egy tranzisztor. Például egy  $1\text{ k}\Omega$  nagyságú ellenállás kétszer akkora felületet foglal el mint egy közepes tranzisztor.

Hasonló problémák vannak a kondenzátorok esetében is. Egy  $10\text{ pF}$  értékű kondenzátor kb. háromszor annyi felületet igényel mint egy közepes tranzisztor.

Az említett okok olyan – a monolit integrált áramkörökre jellemző – kapcsolástechnikai megoldások kidolgozását tettek szükségessé, amelyekkel alkalmásak a legkülönbözőbb (diszkrét elemekkel megvalósított kapcsolásokban használt) polarizáló hálózatok helyettesítésére. Ezek a megoldások ugyanakkor lehetővé teszik olyan minőségi jellemzők elérését, amelyek diszkrét elemekkel megvalósított áramkörök esetében nem lehetségesek.

A megfelelően alacsony beszerzési ár lehetővé tette a műveleti erősítők széleskörű elterjedését és felhasználási területük bővülését. Jelenlegi felhasználásuk kiterjed az elektronika, híradástechnika, szabályozástechnika és számítástechnika szinte minden területére. A műveleti erősítők gyakorlatilag minden olyan helyen alkalmazhatók, ahol *DC* vagy *AC* villamos jeleket kell erősíteni relativ kicsi kimeneti teljesítmény esetén.

A továbbiakban a jelenleg egyeduralkodóvá vált monolit integrált áramkörös technológiával készült műveleti erősítők belső felépítésével, áramköri megoldásaival és működésével foglalkozunk.

### 3.7.1. Egyenáramú erősítők

Az egyenáramú erősítők jellemzője, hogy a váltakozó feszültségű erősítőkkel szemben az igen kis frekvenciájú, lassan változó („egyenfeszültségű”) jelek erősítésére is alkalmas. A kis egyenfeszültségek és egyenáramok (*pontosabban olyan feszültségek és áramok, amelyeknek nulla- vagy igen kis frekvenciájú összetevőjük is van*) erősítése mind a laboratóriumi, mind pedig az üzemi méréstechnika, valamint a szabályozástechnika gyakori feladata.

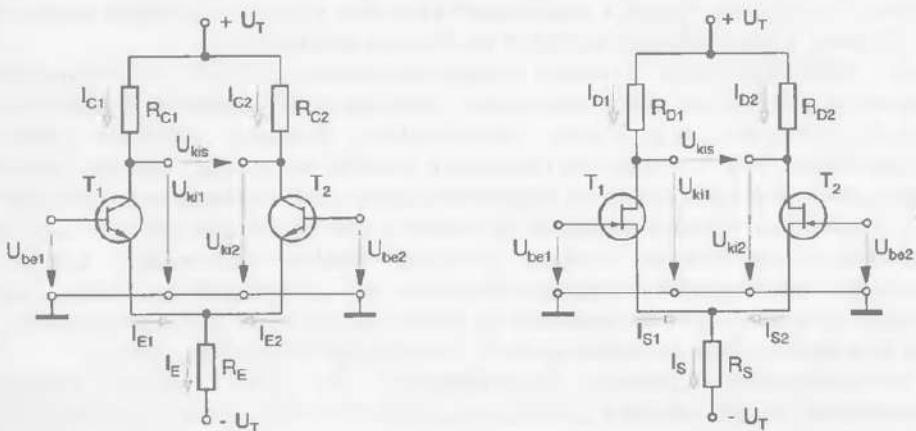
Az egyenáramú erősítőkkel kapcsolatban egyes kérdésekkel a „Többszöközű erősítők” című 3.4. pontban már volt szó. Ezek szerint a legegyszerűbb egyenáramú erősítő közvetlen (rövidzárral) csatolt erősítőfokozatokból alakítható ki, amelynek kedvezőtlen tulajdonságai csak igen korlátozott alkalmazhatóságot biztosítanak.

Az egyenáramú erősítők nagyon fontos adata az a legkisebb jelszint, amelyen erősítést lehet még elérni valamint a munkapont eltolódása, amelyet *nullpunkt-vándorlásnak (driftnek)* is neveznek. A legkisebb jelszint a tranzisztor zajától függ. E zaj csökkenthető egyrészt kiszűjű tranzisztorok alkalmazásával másrészt a munkapont optimális megválasztásával.

Az erősítők *nullpunkt-vándorlása* az a jelenség, amelynek során a tápfeszültség vagy a környezeti hőmérséklet megváltozása következtében az erősítőeszközök munkapontja eltolódik és így paraméterei is megváltoznak. A közvetlen csatolás miatt a bemeneti áram kicsiny megváltozása nagy változást idéz elő a kimeneti jelben. Ebben rejlik az ellentmondás: az egyenáramú erősítőknek egyenáramú jeleket kell erősítenie, de az egyenelőfeszültségek változásainak felerősítése már kellemetlen következményekkel jár. A bemeneti fokozat szimmetrikus kialakításával a hőmérsékleti hatások kiegyenlítethetők.

### Differenciálerősítők

A műveleti (és egyenáramú) erősítők bemeneti fokozatai az eredő áram- és feszültségdrift lehetőleg kis szinten tartására a bemeneten differenciál-fokozatokat alkalmaznak. A *differenciálerősítők* két szimmetrikus erősítőfokozatból épülnek fel. Kapcsolástechnikai megvalósítása bipoláris és térvízelésű tranzisztor alkalmazásával a 3.68. ábrán látható.



a) bipoláris tranzisztorral

3.68. ábra. Differenciálerősítő alapkapsolások

b) térvízelésű tranzisztorral

A tranzisztorok két bázisa (FET-nél a kapuelektródája) képezi a földhöz képest szimmetrikus bemeneti pontokat. A szimmetrikus kimeneti feszültség ( $U_{kis}$ ) a két kollektor (FET-nél a két drain-elektróda) között jelenik meg. A differenciálerősítő ideálisnak tekinthető, ha a két tranzisztor paraméterei és a megfelelő ellenállások tökéletesen egyformák, tehát felépítésében és tulajdonságában szimmetrikus a kapcsolás.

Ebben az esetben, ha vezérlőjel nincs a differenciálerősítőt jellemző adatok a következők:

$$U_{be1} = U_{be2}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} \cdot I_E \quad (\text{a JFET esetén: } I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} \cdot I_S)$$

$$U_{k11} = U_{k22} \Rightarrow U_{kis} = U_{be1} - U_{be2} = 0.$$

A valóságos differenciálerősítők esetén is a szimmetrikus felépítésre törekszünk, de a tökéletes szimmetria csak megközelítő. Ezért azonos bemeneti feszültség beállítása nem jelent azonos kollektoráramot. A nemkívánatos aszimmetria miatt nulla bemeneti jelnél is  $U_{kis} \neq 0$ . Ennek a kompenzációja ellenetes aszimmetria létesítésével lehetséges, amelyet nullázásnak vagy *offsetkiegyenlítésnek* nevezünk.

Mivel a differenciálerősítők két fele közötti aszimmetria általában nem nagy, tulajdonságai úgy vizsgálhatók, hogy a kapcsolást felépítésében ideálisnak tekintjük. A differenciális erősítők vezérlése kétféle lehet a bemeneti jel alkalmazásának függvényében:

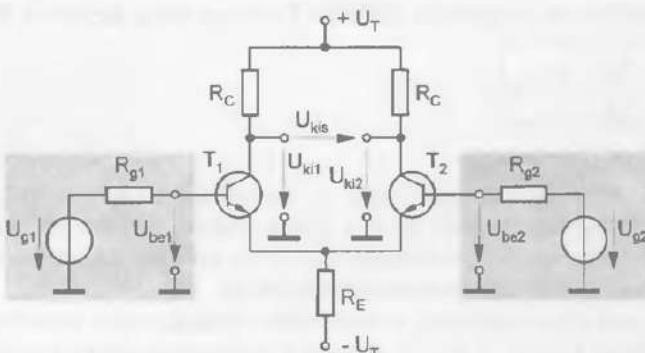
1. • *Differenciális vezérlés*: ilyenkor a két bázist, illetve vezérlőelektródát a földhöz képest különböző jelek vezérlik (3.69. ábra).

2. • *Közös módusú vezérlés*: a vezérlő jel közös, tehát szimmetrikus összetevőt nem tartalmaz. Ilyenkor a két bázist, illetve vezérlőelektródát a földhöz képest azonos nagyságú és azonos fázishelyzetű jel vezérli.

*Tökéletes szimmetriát feltételezve*, a két tranzisztor áramainak változása is azonos nagyságú és fázisú, azonosan változik tehát a két kollektor potenciálja is. Ezért szimmetrikus kimeneti jel nincs:  $U_{kis} = -A_{us} \cdot (U_{bel} - U_{be2}) = 0$ .

Feltételezzük, hogy a differenciálerősítőt az  $U_{bel}$  és  $U_{be2}$  feszültségek vezérlik. A két bemeneti feszültséget minden felbonthatjuk egy  $U_{bek}$  közös módusú és egy  $U_{bes}$  szimmetrikus (differenciális) feszültség-összetevőre:

$$U_{bel} = U_{bek} + \frac{1}{2} \cdot U_{bes}, \quad U_{be2} = U_{bek} - \frac{1}{2} \cdot U_{bes}.$$



3.69. ábra. Differenciálerősítő vezérlése

Ebből a szimmetrikus és a közös módusú bemeneti feszültség:

$$U_{bes} = U_{bel} - U_{be2}; \quad U_{bek} = \frac{1}{2} \cdot (U_{bel} + U_{be2}).$$

A bemenetekre kapcsolt vezérlő jelek hatására a kimeneteken keletkező feszültségek is két – egy szimmetrikus és egy közös módusú – összetevőkre bonthatók. A tranzisztorok – amelyeken a bemeneti szimmetrikus feszültség egyenlő arányban de ellenetes irányban megeszlik – úgy működnek, mintha terheletlen emitterkapcsolású fokozatok lennének, amelyek erősítése:

$$\frac{\Delta U_{k1}}{\Delta U_{bes}} = \frac{-\Delta U_{k2}}{\Delta U_{bes}} = -\frac{1}{2} \cdot S \cdot r_{ki} = A_{us},$$

megegyezik a szimmetrikus (differenciális) erősítéssel. Ideális differenciálerősítő esetében:

$$U_{kis} = A_{us} \cdot U_{bes} = A_{us} \cdot (U_{bel} - U_{be2}).$$

A közös módusú vezérlés esetén a differenciálerősítő két párhuzamosan kapcsolt, - gyakorlatilag terheletlen,  $R_E$  közös emitterellenállással rendelkező - emitterkapcsolású fokozatnak tekinthető.

Ilyenkor az emitterfeszültség megváltozása  $\Delta U_k$ , az emitteráram pedig:  $\Delta I_E = \frac{\Delta U_k}{R_E}$ .

Mivel az emitterellenállás árama szimmetrikusan oszlik meg a két fokozat kollektorárama között:  $\Delta I_C = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_E$ . A kimeneten fellépő feszültségváltozás minden két kollektorban azonos fázisú:

$$\Delta U_{ki1} = \Delta U_{ki2} = -\frac{R_C}{2 \cdot R_E} \cdot \Delta U_k.$$

A közös módusú feszültségerősítés:  $A_{uk} = \frac{\Delta U_{ki1}}{\Delta U_k} = \frac{\Delta U_{ki2}}{\Delta U_k} = -\frac{R_C}{2 \cdot R_E}$ .

A közös módusú feszültségerősítés ideális esetben nulla. A valóságos differenciálerősítők esetén a kimeneti közös módusú feszültség nem marad tökéletesen állandó, hanem a bemeneti jel hatására változik (pl. a tranzisztorok bemeneti jel hatására bekövetkező bázisáram-változása). Ugyanakkor a közös módusú erősítés sem nulla: a valóságos differenciálerősítők esetén  $A_{uk} \approx 10^3$ ,  $A_{us} \approx 10^3$  nagyságrendben van.

A valóságos differenciálerősítők minőségét a differenciális és közös módusú feszültségerősítések hányadosa fejezi ki, amelyet **közös módusú feszültségelegnyomási tényezőnek (KME; angol megfelelője CMRR – Common Mode Rejection Ratio)** neveznek.

$$KME = \frac{A_{us}}{A_{uk}} \cong S \cdot R_E \quad ..)$$

#### Következtetések:

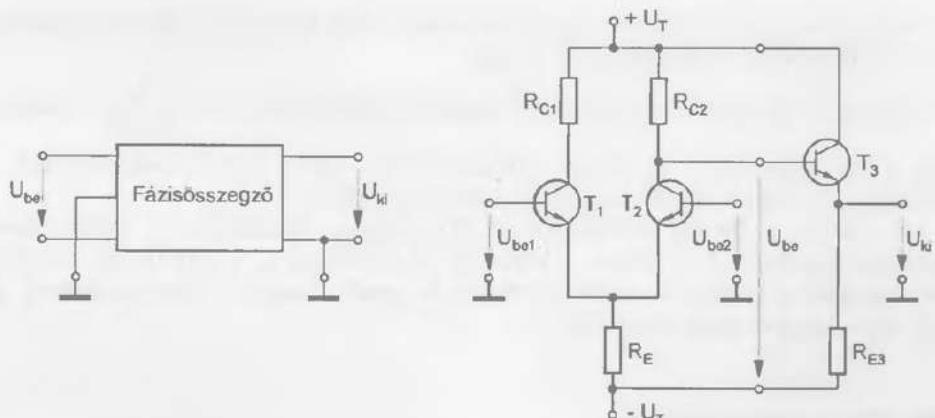
Az ideális differenciálerősítő csak a bemenetére kapcsolt  $U_{bes}$  szimmetrikus (differenciális) feszültséget erősíti, az  $U_{bel}$  közös módusú feszültséget nem. A bemenetek potenciáljának ugyanolyan irányú változása (pl. olyan zavaró jelek esetén, amelyek mindenket bemeneten jelen vannak) a kimeneten nem érzékelhető.

- Pl.: az  $U_{BE1}$  és  $U_{BE2}$  feszültség a hőmérséklet hatására igen erőteljesen változik ( $-2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ ), különbségük ( $U_{BE1} - U_{BE2}$ ) amelyet a differenciálerősítő felerősít, kb. 300-szor kisebb mértékben változik, vagyis  $U_{BE1} - U_{BE2} \approx 6 \mu\text{V/}^\circ\text{C}$ .

A differenciálerősítők egyenáramú erősítőkben szimmetrikus bemeneti fokozatként kerülnek alkalmazásra, de a jel további erősítését általában asszimmetrikus fokozatok végezik. Ilyen esetekben a szimmetriaillesztést egy **fázisösszegzőnek** nevezett áramkör végzi.

#### Fázisösszegző áramkör

A fázisösszegző áramkör a differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jelét asszimmetrikussá alakítja át. Elvi felépítését és lehetséges áramköri megvalósítását a 3.70. ábra szemlélteti. A  $T_3$  tranzisztorral felépített emitterkövető kapcsolás bemeneti jelét a differenciálerősítő egyik felénél a kimeneti feszültsége szolgáltatja. Hátránya a megoldásnak, hogy a differenciálerősítő erősítésének csak a felét használja ki.



a) elvi felépítés

3.70. ábra. Fázisösszegző áramkör

b) aszimmetrikus kimenetű differenciál erősítő

### Darlington-kapcsolás

Gyakran előfordul különböző alkalmazásoknál, hogy a bipoláris tranzisztorok áramerősítési tényezője túl kicsi. Ilyenkor használható előnyesen a 3.71. ábrán látható kapcsolástechnikai elrendezés, amelyet *Darlington-kapcsolásnak* neveznek. A kapcsolás tulajdonképpen egy összetett tranzisztorok felel meg E, B, C kivezetésekkel, amelynek a bemeneti ellenállása és áramerősítési tényezője sokkal nagyobb, mint a kapcsolást alkotó egyedi tranzisztoré.

Az ábra alapján, ismerve a \$T\_1\$ és \$T\_2\$ tranzisztor adatait, meghatározhatók a Darlington-kapcsolású eredő tranzisztor jellemzői:

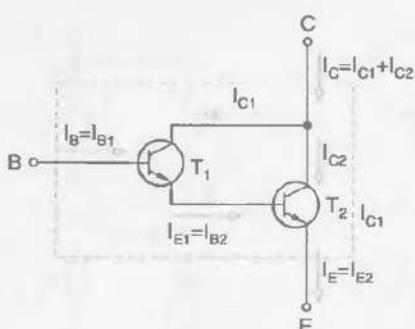
$$I_{C1} = h_{21e(1)} \cdot I_{B1}; \quad I_{E2} = I_{E1} = I_{B1} \cdot (h_{21e(1)} + 1).$$

$$I_{C2} = I_{B2} \cdot h_{21e(2)} = I_{B1} \cdot (h_{21e(1)} + 1) \cdot h_{21e(2)}; \quad I_B = I_{B1}.$$

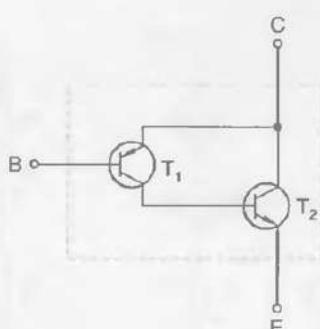
$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = I_{B1} \cdot [h_{21e(1)} + (h_{21e(1)} + 1) \cdot h_{21e(2)}] = I_B \cdot (h_{21e(1)} + h_{21e(2)} + h_{21e(1)} \cdot h_{21e(2)}).$$

Az összetett tranzisztor áramerősítési tényezője:

$$h_{21eD} = h_{21e(1)} + h_{21e(2)} + h_{21e(1)} \cdot h_{21e(2)} \approx h_{21e(1)} \cdot h_{21e(2)}; \quad (\beta_D \approx \beta_1 \cdot \beta_2).$$



3.71. ábra. Darlington-kapcsolás



3.72. ábra. Komplementer Darlington-kapcsolás

Tehát a Darlington-kapcsolású tranzisztor áramerősítési tényezője az egyes tranzisztorok áramerősítési tényezőinek szorzatával egyenlő.

A kapcsolás nagy előnye, hogy a bemenő bázisáram nagyon kicsi:  $I_B = \frac{I_C}{\beta_1 \cdot \beta_2}$ . Hátránya, hogy a két bázis-emitter feszültség sorbakapcsolódik, így a feszültség-drift megnő. A Darlington-pár zaja is nagyobb az egyetlen tranzisztor zajánál.

Sok esetben a Darlington-kapcsolásnál előnyösebben alkalmazható a komplementer Darlington-kapcsolás (3.72. ábra). A kapcsolás tulajdonságait a  $T_1$  PNP-típusú tranzisztor határozza meg, a  $T_2$  csak áramerősítést végez. Az eredő tranzisztor ebben az esetben egy PNP-típusú tranzisztoraként tekinthető.

### Tranzisztoros áramgenerátorok

Az ideális áramgenerátorok állandó értékű áramot képesek biztosítani egy terhelésen keresztül, függetlenül a rajta eső feszültségtől és a különböző zavaró tényezőktől.

A valóságos áramgenerátorok kimeneti árama bizonyos mértékben függ az említett tényezőktől. A függőség nagyságát a belső ellenállás határozza meg, amelynek értékét célszerű nagyról választani. Elvileg, ha egy normál működési tartományban működő, negatív áram-visszacsatolással ellátott tranzisztoros erősítő bázisfeszültségét állandó értéken tartjuk, az  $I_t$  kollektoráram állandó és független az  $R_t$  kollektor-ellenállás értékétől (3.73.a. ábra):

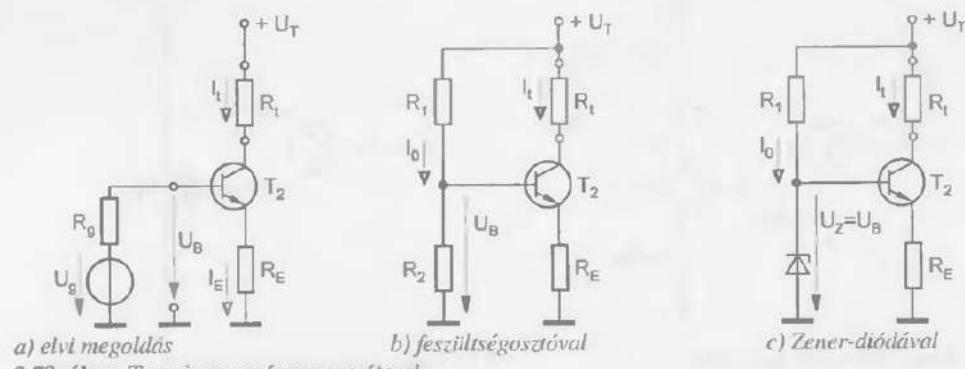
$$I_t \equiv I_E = \frac{U_E}{R_E} \equiv \frac{U_g - U_{BEO}}{R_E}; \quad (\beta \gg 1).$$

A 3.73.b. ábrán látható megoldásban a tranzisztor bázisfeszültségét bázisosztó biztosítja, a 3.73.c. ábrán látható kapcsolásban a bázisfeszültséget Zener-dióda stabilizálja. A Zener-diódás megoldásban a bázisfeszültség független a tápfeszültség-ingadozástól.

Mindkét kapcsolás  $I_t$  kimeneti árama az:

$$I_t \equiv I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{U_B - U_{BEO}}{R_E},$$

egyenlettel számítható. A bázis-emitter feszültség (és a kollektoráram) hőfüggésének elhanyagolása érdekében a generátorfeszültség választása az  $U_B \gg U_{BE}$  összefüggés szerint történhet.

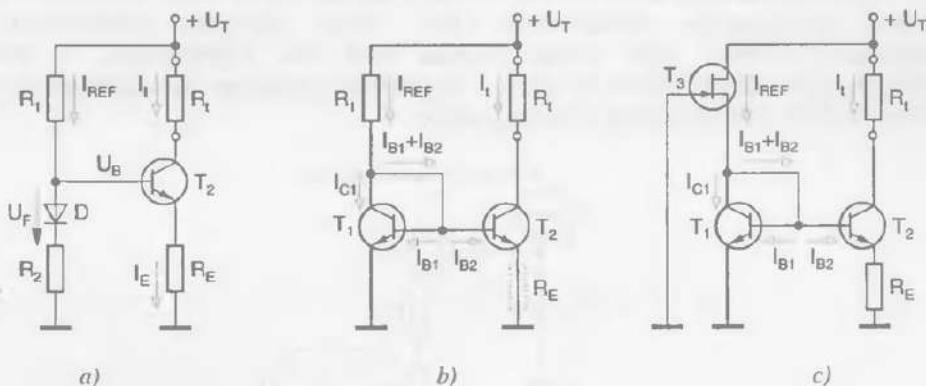


3.73. ábra. Tranzisztoros áramgenerátorok

Az integrált áramkörös technikában kerülnek a nagy ellenállások és feszültségek alkalmazását. Ezért ezeknek az áramgenerátoroknak nagy hátránya a kimeneti áramuk erőteljes hőfüggése; mivel  $\Delta U_{BE} = -2 \text{ mV}/\text{C}$ , az emitterfeszültség 2 mV-tal nő  $1^\circ\text{C}$  hőmérséklet-növekedés hatására.

A hőmérséklet hatását úgy kompenzálik, hogy az  $U_B$  bázisfeszültséget is ugyanennyivel növeljük a polarizáló körbe nyitóirányban kapcsolt dióda alkalmazásával (3.74.a. ábra). Az áramkör kimeneti árama (feltételezve, hogy  $U_F \approx U_{BEO}$ ):

$$I_t \equiv I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{U_B - U_{BEO}}{R_E} = \frac{I_{REF} \cdot R_2 + U_F - U_{BEO}}{R_E} \approx \frac{R_2}{R_E} \cdot I_{REF}.$$



3.74. ábra. Tranzisztoros áramgenerátorok  
a) egyszerű áramtükör; b) diódakapcsolású tranzisztorral felépített áramtükör;  
c) kis kimeneti áramú áramtükör, JFET-es aktiv munka-ellenállással

Az  $I_t$  és az  $I_{REF}$  arányossága miatt az ilyen áramgenerátorokat **áramtükörnek** is nevezik. Ha a dióda helyett egy diódaként bekötött  $T_1$  tranzisztor használunk (3.74.b. ábra), és a két tranzisztor termikus jellemzői megegyeznek, a hőkompenzálás pontosabb lesz. Feltételezve, hogy a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztorok paraméterei azonosak ( $B_1 = B_2 = B$ ;  $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ ) és figyelembe véve a  $B = I_t/I_B$  statikus áramerősítési tényezőt:

$$I_{REF} = 2 \cdot I_B + B \cdot I_B = I_B \cdot (B + 2); \quad I_t = B \cdot I_B$$

$$I_t = \frac{B}{B+2} \cdot I_{REF} \approx I_{REF}; \quad (\text{ha } B \gg 1).$$

Az áramtükör kimeneti ellenállása az  $R_E$  negatív áram-visszacsatoló ellenállás hiánya miatt kisebb ( $100 \text{ k}\Omega$  nagyságrendű, az  $R_E$  vel érvényes  $1 + 3 \text{ M}\Omega$  értékhez viszonyítva), és az együtfutási hiba kompenzálása is elmarad. Ezért általában a  $T_2$  emitter-ellenállás nem hagyható el.

Monolit integrált áramkörökben a nagy értékű ellenállások nagy félvezető felületet igényelnek, ezért alkalmazásuk nem célszerű. A referencia-áram csökkentésének egy hatásos megoldása a 3.74.c. ábra kapcsolásában látható, ahol az  $R_1$  ellenállást egy  $T_3$  záróréteges tervezérlésű tranzisztorral (JFET) helyettesítjük. A JFET nagy értékű aktív munka-ellenállásként működik és gyakorlatilag áramgenerátorként viselkedik.

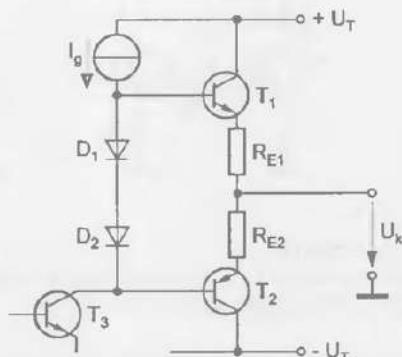
### Műveleti erősítők kimeneti fokozatai

A műveleti erősítők kimeneti fokozatának feladata a szükséges teljesítményerősítés biztosítása. A gyakorlati követelmények biztosítására a legalkalmasabb kimeneti fokozat az emitterkövető kapcsolás.

Az emitterkövető kapcsolás felépítése A-osztályú üzemmódban egyszerű, AB-, vagy B-osztályú beállítás esetén bonyolultabb (az ellenütemben működő komplementer tranzisztorok felhasználása következtében).

A műveleti crösítő fokozatainak galvanikus csatolása miatt a feszültségerősítő fokozatok kimenetén általában egyenfeszültség van jelen vezérlés nélküli esetben is. Ezért az utolsó fokozatot vagy fokozatokat úgy kell kialakítani, hogy vezérlés nélküli esetben a műveleti erősítő kimenete nulla potenciálú legyen.

A leggyakrabban alkalmazott kimeneti fokozat a kis munkaponti áramú (ellenütemű AB-osztályú) komplementer emitterkövető (3.75. ábra), amelynek működésével a „Teljesítmény-erősítők” című fejezet keretein belül már foglalkoztunk. A kettős tápfeszültséggel működő erősítő kimenete – megfelelően kialakított szimmetria-viszonyok mellett – vezérlés nélküli esetben feszültségmentes.



3.75. ábra. Műveleti erősítő kimeneti fokozata (komplementer emitterkövetővel)

A  $D_1$  és  $D_2$  diódák a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztorok nyitóirányú elöfeszítését biztosítják a telítés határáig, kiküszöbölvé a tranzisztorok átviteli karakteristikájának vezérlésre nem alkalmas tartományát. Így a  $T_3$  kollektorfeszültségének pozitív félperiódusaiban a  $T_1$  tranzisztor, a negatív félperiódusokban a  $T_2$  tranzisztor azonnal vezet.

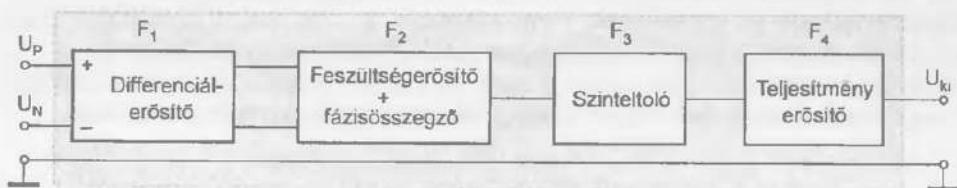
A nyitóirányban működő diódák alacsony értékű differenciális ellenállásának és az  $I_g$  áramgenerátor jelenlétének köszönhetően, a végfokozat tranzisztorai egyforma vezérlőjelet kapnak. Az  $R_{E1}$  és  $R_{E2}$  ellenállások a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztorokon folyó nyugalmi (munkaponti) áramok kiegyenlítését segítik elő. A diódák és az emitterellenállások a  $T_1$  és  $T_2$  tranzisztorok munkapont-stabilizálását is biztosítják.

### 3.7.2. Integrált műveleti erősítők

Az integrált műveleti erősítők általában az eddig ismertetett fokozatok összekapcsolásából állnak. A drift kis szinten tartására a bemeneten mindenig differenciálerősítőt alkalmaznak. Mivel a kimeneten nincs szükség földszimmetrikus feszültségre, ezért a szimmetrikus bemenetű áramkört valamelyik fokozatnál átalakítják aszimmetrikussá. A szimmetrikus fokozatok erősítése olyan nagy legyen, hogy a bemeneti fokozat felerősített driftje mellett az aszimmetrikus fokozatok driftje elhanyagolható értékű legyen.

A kimeneti fokozatok legtöbbször emitter követő (közös kollektorú) kapcsolásban működnek, főleg a *B*- és *AB*-osztályú komplementer teljesítményfokozatokra jellemző beállításban. Ezek a fokozatok kis kimeneti impedanciával rendelkeznek és relatív nagy áramok ( $10 + 20 \text{ mA}$ ) leadását teszik lehetővé a terhelés számára.

A műveleti erősítő felépítését a 3.76. ábrán látható tömbvázlat szemlélteti.

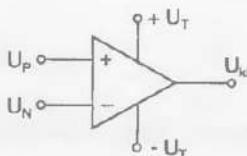


3.76. ábra. Műveleti erősítő belső felépítése

A bemeneti fokozatban ( $F_1$ ) elhelyezkedő differenciálerősítő nagy érzékenységet és feszültségerősítést biztosít. A következő fokozatban található fázisösszegző áramkör ( $F_2$ ) a differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jelét aszimmetrikussá alakítja, amelyet szintillesztés után egy újabb feszültségerősítő fokozat erősít megfelelő szintre.

A kimeneten elhelyezkedő végerősítő fokozat ( $F_4$ ) egy újabb szinteltoló fokozaton ( $F_3$ ) keresztül kapja a vezérlőjelet. A jelenleg gyártott integrált műveleti erősítők kimenetét a túlterhelés ellen áramkorlátozó elektronika védi.

Az integrált műveleti erősítők szabványos rajzjele a 3.77. ábrán látható. minden feszültség egy közös pontra vonatkozik (ez általában a testpoint), amelyet a kapcsolási rajzokon feltüntetnek (3.78. ábra).

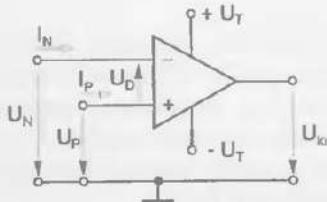


3.77. ábra. Műveleti erősítő rajzjele

A “-” jellet jelölt bemenetet *invertáló* vagy *fázisfordító bemenetnek* nevezik, mivel erre a bemenetre kapcsolt feszültség ( $U_N$ ) a kimeneten fordított polaritással, illetve  $180^\circ$ -os fáziseltolással jelenik meg (szinuszos feszültség esetén). Az erősítő az invertáló bemenetére kapcsolt feszültséget felerősíti és invertálja.

A “+” jellet jelölt bemenetet *neminvertáló bemenetnek*, vagy *fázist nem fordító bemenetnek* nevezik, mivel a rakkapcsolt feszültség ( $U_p$ ) azonos polaritással, illetve azonos fázishelyzetben jelenik meg a kimeneten. Tehát az erősítő a neminvertáló bemenetre kapcsolt feszültséget felerősíti, de nem invertálja.

Működés szempontjából a műveleti erősítő a vonatkoztatási ponthoz képest szimmetrikus tápfeszültséget igényel, amelynek maximális és minimális értéke az adott műveleti erősítő adatlaján szerepel.



3.78. ábra. Műveleti erősítő vonatkoztatási pontjai és feszültségei

Ha a műveleti erősítő két bemenetére a 3.81. ábrán látható módon feszültséget kapcsolunk, a kimeneten a két feszültség felerősített különbsége jelenik meg.

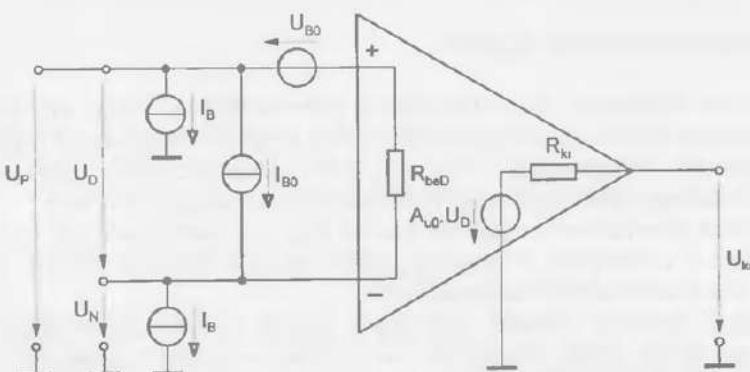
$$U_{ki} = A_{u0} \cdot (U_P - U_N) = A_{u0} \cdot U_D,$$

ahol  $U_D$  a két bemenet közötti feszültségkülönbséget, míg  $A_{u0}$  a differenciális nyílthrukú erősítést jelöli.

### Integrált műveleti erősítők tulajdonságai

A következőkben összefoglaljuk a műveleti erősítők legfontosabb katalógusadatait, a jellemzők jelölését és értelmezését. Természetesen a gyártók ezeket az adatokat minden rögzített tápfeszültség esetén és meghatározott hőmérséklettartományban értelmezik.

A 3.79. ábrán látható műveleti erősítő helyettesítő kép szemlélteti a kicsi vezérlő jelszinttel és megfelelően alacsony frekvencián működő műveleti erősítő fontosabb paramétereit.



3.79. ábra. Műveleti erősítő alacsonyfrekvenciás helyettesítő képe

Ezek a paraméterek a következők:

#### 1. Bemeneti munkaponti áram (input bias current), $I_B$

A műveleti erősítő bemeneti munkaponti árama ( $I_B$ ) a bemeneti differenciál erősítő munkaponti bázisáramainak számtani középtéréke:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Következésképpen ha egy műveleti erősítő invertáló bemenete felé egy  $I_{B1} = 100$  nA nagyságú áram folyik, neminvertáló bemenetén pedig  $I_{B2} = 150$  nA, akkor a bemeneti munkaponti áram  $I_B = 125$  nA lesz.

**2. Bemeneti ofszet áram (input offset current),  $I_{B0}$** 

A műveleti erősítő bemeneti ofszet árama az a szimmetrikus bemeneti áram, amely a nulla kimeneti feszültség eléréséhez szükséges.

$$I_{B0} = I_{B1} - I_{B2}$$

**3. Bemeneti ofszet feszültség (input offset voltage),  $U_{B0}$** 

A műveleti erősítő bemeneti ofszet feszültsége ( $U_{B0}$ ) az a szimmetrikus bemeneti feszültség, amely a kimeneten nulla feszültséget hoz létre.

**4. Bemeneti ellenállás (input impedance)  $R_{be}$** 

A műveleti erősítő bemeneti ellenállása a szimmetrikus bemeneti feszültség és a szimmetrikus bemeneti áram hányszádosa (alacsony frekvencián).

$$R_{be} = \frac{U_D}{I_B}$$

**5. Kimeneti ellenállás (output impedance)  $R_{ki}$** 

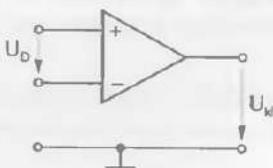
A műveleti erősítő kimeneti ellenállása az üresjárási kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányszádosa (alacsony frekvencián).

$$R_{ki} = \frac{U_{ki(\bar{u})}}{I_{ki(r)}}$$

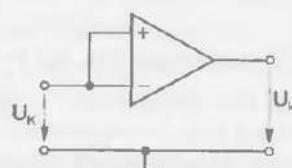
**6. Üresjárási (nyílthurkú) feszültségerősítés,  $A_{u0}$** 

A nyílthurkú feszültségerősítés a műveleti erősítő terheletlen kimenettel, visszaesztolás nélkül, alacsony frekvencián, szimmetrikus bemeneti jellet mért feszültségerősítése (3.80.a. ábra).

$$A_{u0} = \frac{U_{ki}}{U_D}$$



a).



b).

3.80. ábra. Műveleti erősítő differenciális (a) és közös módusú (b) vezérlése

**7. Közös módusú feszültségerősítés,  $A_{uk}$** 

Abban az esetben, amikor a műveleti erősítő két bemenetén lévő feszültség azonos (az amplitúdó és fázishelyzet azonos) közös módusú vezérlésről beszélünk. Az ilyenkor fellépő erősítést közös módusú erősítéseknek ( $A_{uk}$ ) nevezzük. A közös módusú feszültségerősítés a műveleti erősítő terheletlen kimenettel, visszaesztolás nélkül, alacsony frekvencián, közös módusú bemeneti jellet mért feszültségerősítése (3.80.b. ábra):

$$A_{uk} = \frac{U_{ki}}{U_K}$$

**8. Közös módusú feszültségelnyomási tényező (CMRR),  $G$** 

Hasonlóan egy differenciálerősítőhöz, a nyílthurkú differenciális erősítés ( $A_{u0}$ ) és a nyílthurkú közös módusú erősítés ( $A_{uk}$ ) hányadosa határozza meg a közös módusú feszültségelnyomást ( $G$ ), amelyet az angol elnevezésnek megfelelően **CMRR**-nek (*Common Mode Rejection Ratio*) is neveznek.

$$G = \frac{A_{u0}}{A_{uk}},$$

logaritmikus kifejezése:

$$G = 20 \cdot \lg \frac{A_{u0}}{A_{uk}} \text{ (dB).}$$

**9. Bemeneti közös módusú feszültségtartomány,  $U_{Kmax}$** 

A bemeneti közös módusú feszültség maximális pozitív és negatív csúcsértéke.

**10. Bemeneti differenciális feszültségtartomány,  $U_{Dmax}$** 

A differenciális bemeneti feszültség maximális értéke, amelyet a műveleti erősítő károsodás nélkül elvisel.

**11. Maximális kimeneti feszültség,  $U_{ki max}$** 

A kimeneti feszültség pozitív és negatív csúcsértékének maximuma, meghatározott terhelő-ellenállás esetén.

**12. Maximális kimeneti áram,  $I_{ki max}$** 

Az a maximális pozitív és negatív kimeneti csúcsáram, amellyel az erősítőt terhelni szabad.

**13. Sávszélesség,  $f_0$** 

Az a frekvencia, amelynél a nyílthurkú feszültségerősítés értéke 3 dB-el ( $\sqrt{2}$ -ed részére) csökken a kisfrekvencián (*tipikus értéke 10Hz*) mért értékhez képest.

**14. Az egységnyi erősítés határfrekvenciája,  $f_J$** 

Az a frekvencia, amelynél a nyílthurkú feszültscgerősítés értéke egységnire csökken.

**15. Tápfeszültség tartomány,  $\pm U_T$** 

A műveleti erősítő szimmetrikus tápfeszültség-ellátásának maximális és minimális értéke

**16. Táparamfélvétel,  $I_T$** 

A műveleti erősítő működéséhez szükséges tápfeszültségből felvett áram, ha a kimeneti feszültség nulla (*vezérlés nélküli állapot*) és a kimenet terheletlen állapotban van.

**17. Nyugalmi teljesítményfélvétel,  $P_0$** 

A műveleti erősítő működéséhez szükséges tápfeszültségből felvett teljesítmény, ha a kimeneti feszültség nulla (*vezérlés nélküli állapot*) és a kimenet terheletlen állapotban van.

**18. Maximális teljesítmény-disszipáció,  $P_{Dmax}$** 

A műveleti erősítő vezérelt állapotában az áramkörön disszipálható összteljesítmény.

**19. Üzem hőmérséklettartomány,  $T_u$** 

Az a környezeti hőmérséklettartomány, amelyben a katalógusban megadott üzemi paraméterek garantáltak.

**Az ideális műveleti erősítő**

A műveleti erősítőkkel végezett számítási műveletek esetén olyan műveleti erősítőre van szükségünk, amelyet ideálisnak tekintünk. Ideális műveleti erősítő a gyakorlatban nem létezik, viszont tulajdonságait a modern műveleti erősítőkkel meg tudjuk közelíteni. Ideális esetben, ha az invertáló és neminvertáló bemenetre azonos feszültségszintet kapcsolunk, akkor a kimeneti feszültségnek nullának kell lennie, mivel az  $U_D$  differenciális feszültség nulla:  $U_{ki} = A_{u0} \cdot (U_P - U_N) = A_{u0} \cdot U_D = 0$ .

Ideális műveleti erősítők esetén a közös módusú erősítés ( $A_{nk}$ ) nulla, a közös módusú elnyomás ( $G$ ) értéke végtelen nagy. Természetesen az ideális műveleti erősítő esetén torzítások nem lépnek fel, zajtényezője nulla és paraméterei nem függnek a környezeti hőmérséklettől vagy a tápfeszültség ingadozásaitól. Az ideális műveleti erősítők főbb tulajdonságai a következők:

- Nyílthurkú feszültségerősítés:  $A_{u0} = \infty$
- Bemeneti ellenállás:  $R_{be} = \infty$
- Kimeneti ellenállás:  $R_{ki} = 0$
- Működési frekvenciatartomány:  $0 \text{ Hz} + \infty \text{ Hz}$
- Közös módusú elnyomás:  $G = \infty$
- Közös módusú erősítés:  $A_{nk} = 0$
- Az  $U_k/U_{be}$  átviteli függvény linearitási hibája:  $= 0$
- Kimeneti zajfeszültség:  $U_{zaj} = 0$
- Bemeneti áramok értéke:  $I_P = I_N = 0$
- Bemeneti áramok különbsége:  $(I_P - I_N) = 0$
- A hibajellemzők idő-, tápfeszültség- és környezeti hőmérséklet függése:  $= 0$ .

#### A valóságos műveleti erősítő

A fizikai és gyártástechnológiai korlátok a félvezetőgyártásban nem teszik lehetővé ideális műveleti erősítők megvalósítását. A valóságban előállítható műveleti erősítőket **valóságos műveleti erősítőknek** nevezzük.

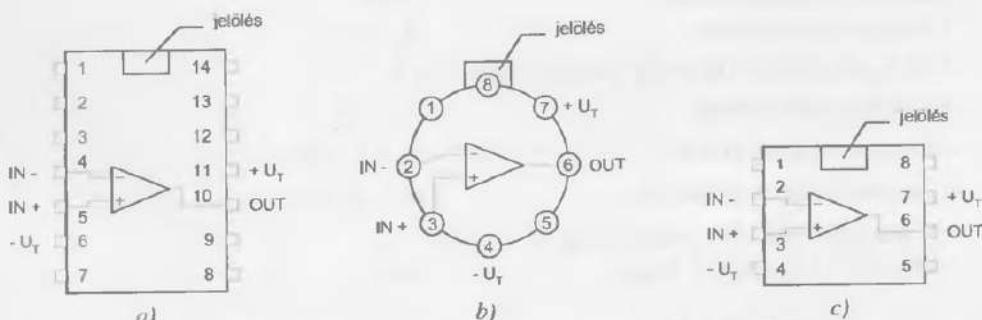
A tervezés és előállítás során a gyártók arra törekednek, hogy minél jobban megközelítsék az ideális erősítő tulajdonságait és ez lehetővé teszi, hogy sokszor a gyakorlati számításokban a valóságos műveleti erősítőket ideálisnak tekinthessük.

Jelenleg a műveleti erősítők gyártása terén a következő jellemző adatokat sikerült elérni:

- Nyílt hurkú feszültségerősítés:  $A_{u0} > 3 \cdot 10^6$
- Bemeneti ellenállás:  $R_{be} > 200 \text{ M}\Omega$ , bipoláris bemeneti fokozat esetén.  
 $R_{be} > 2 \text{ T}\Omega$  FET, MOSFET bemeneti fokozat esetén.
- Kimeneti ellenállás:  $R_{ki} < 10 \text{ }\Omega$
- Működési frekvenciatartomány:  $0 \text{ Hz} + 100 \text{ MHz}$
- Közös módusú elnyomás:  $G > 1 \cdot 10^6 (\geq 120 \text{ dB})$
- Közös módusú erősítés:  $A_{nk} < 0,2$
- Bemeneti hibafeszültség:  $< 0,5 \text{ mV}$
- Bemeneti hibaáram:  $< 30 \text{ pA}$
- Bemeneti áram:  $< 10 \text{ pA}$
- Bemeneti feszültségsdrift:  $< 0,5 \text{ }\mu\text{V / K}$
- Bemeneti áramdrift:  $< 0,5 \text{ nA / K}$
- Bemeneti zajfeszültség:  $< 10 \text{ nV / } \sqrt{\text{Hz}}$
- Kimeneti zajfeszültség:  $U_{zaj} < 2 \text{ }\mu\text{V}$

A jellemző adatok megadott értékei csak meghatározott feltételek között érhetők el (pl. adott tápfeszültség esetén vagy adott homérséklettartományban). Természetesen nem lehetséges minden optimális adatot egyidejűleg egy erősítővel teljesíteni, ezért minden esetben kompromisszumos megoldás szükséges. Például nagyobb frekvencián működő műveleti erősítése szükségszerűen csak kisebb értékre választható. Ennek ellenére a különböző tulajdonságokkal rendelkező műveleti erősítők választéka a gyakorlatban előforduló minden alapvető követelményt képes kielégíteni.

A műveleti erősítők kivezetéseinek sok típusra azonos elrendezését a 3.81. ábra szemlélteti. Különbségek általában csak az összetkiegyenlítési és frekvenciakompenzáció pontoknál jelentkeznek.



3.81. ábra. Műveleti erősítők sok típusára érvényes bekötési vázlat (felülnézet !)

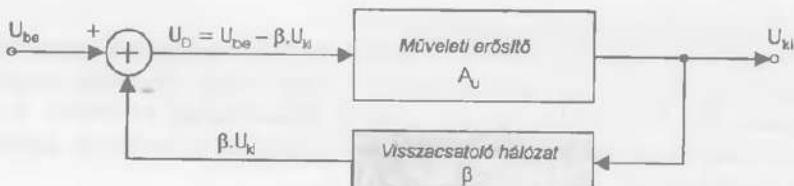
a) Dual-in-line műanyag tok (DIL-14); b) Kerek fémtok (TO-99); c) Dual-in-line műanyag tok (DIL-8)

Az integrált áramkörös műveleti erősítők kivezetéseit óramutató járással ellentétes irányban számazzák, ha „felülnézetben” (azaz a kivezetésekkel ellentétes oldalról) vizsgáljuk a tokokat. A DIL tokozású műveleti erősítők esetén (3.86.a,b. ábra) az 1-es láb az első kivezetés, amelyet óramutató járással ellentétes irányban indulva találunk egy jelölésként használt mélyedéstől számítva. A kerek fémtok esetén (3.86.b. ábra) a 8-as kivezetés mellett találunk egy „fémfület”.

#### Visszacsatolás alkalmazása műveleti erősítők esetén

Egy műveleti erősítős áramkör visszacsatoltanak tekinthető, ha vezérlőjelét nem csak a bemenetről a kimenetére továbbítja, hanem a kimenetről a bemenete felé is. Mivel az első átvitel a műveleti erősítő belső tulajdonságainak köszönhető, a visszacsatolás megvalósítható egy külső visszacsatoló hálózat segítségével, amelyen a kimeneti jel egy részét visszavezetjük a bemenetre (3.82. ábra). Abban az esetben, amikor a visszacsatolt feszültség ( $\beta \cdot U_{ki}$ ) kivonódik a bemeneti jelből, negatív visszacsatolásról beszélünk. Ha hozzáadódik, akkor pozitív a visszacsatolás.

Erősítő áramkörök esetén csak a negatív visszacsatolásnak van jelentősége, ezért a továbbiakban a negatív visszacsatolással foglalkozunk. A 3.85. ábrán látható elrendezés esetén feltételezzük, hogy kezdeti időpillanatban  $U_{be} > 0$  és ugyanakkor  $U_{ki} = 0$  (azaz nincs még visszacsatolt feszültség sem). Ilyen kezdeti feltételek mellett a műveleti erősítő bemenetén  $U_D = U_{be}$  differenciális feszültség lép fel.



3.82. ábra. Negatív visszacsatolás megvalósítása

A differenciális feszültséget a műveleti erősítő nagy erősítéssel ( $A_u$ ) a kimenetre továbbítja és a visszacsatoló hálózaton fellépő feszültség megváltozása a vezérlő feszültséggel ellentétes irányban hat. A kimeneti feszültség egy stabil értékre áll be, amelynek értékét az:

$$U_{ki} = A_u \cdot U_D = A_u \cdot (U_{be} - \beta \cdot U_{ki})$$

összefüggés adja meg.

A negatív visszacsatolással ellátott műveleti erősítő erősítése:

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{A_u}{1 + \beta \cdot A_u} \approx \frac{1}{\beta}$$

(feltételezve, hogy  $\beta \cdot A_u \gg 1$ )

Következőképpen megállapítható, hogy a kapcsolás erősítését csak a külső visszacsatoló hálózat ( $\beta$ ) határozza meg és nem függ a műveleti erősítőtől. A legegyszerűbb visszacsatoló hálózat egy feszültségesosztóból áll. Ebben az esetben a kapcsolás lineáris erősítőként működik, mivel erősítését kizárolag a feszültségesosztó osztásaránya határozza meg.

Vizsgáljunk meg egy egyszerű de a gyakorlatban sokszor előforduló megoldást, amikor a visszacsatoló hálózat egy  $R$  ellenállásból áll (3.83. ábra). Alkalmazva Kirchhoff csomóponti törvényét az invertáló bemenetre és figyelembe véve, hogy a műveleti erősítő ideális ( $I_N = 0$ ):

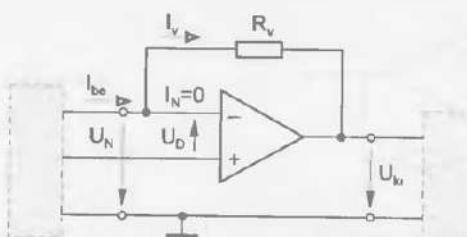
$$I_{be} = I_v.$$

A bemeneti áram teljes egészében áthalad a visszacsatoló  $R$  ellenálláson (tehát független az  $R$  ellenállás értékétől). Alkalmazva Kirchhoff huroktörvényét, a testpont – invertáló bemenet-visszacsatoló ellenállás – kimeneti testpont vonalon:

$$U_{ki} = U_N - R_v \cdot I_v; \quad U_{ki} = U_N - R_v \cdot I_{be}.$$

Meg kell jegyezni, hogy a kapott összefüggések érvényesek maradnak függetlenül attól, hogy milyen áramkört kapcsolunk a műveleti erősítő bemenetére és kimenetére. Az áramkör bemeneti ellenállása nulla (mivel  $U_D = 0$ ):

$$R_{be} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = - \frac{U_D}{I_v} = 0.$$



3.83. ábra. Műveleti erősítő negatív visszacsatolása ellenállással

Lineáris alapkapcsolások műveleti erősítőkkel

A következőkben röviden bemenetekre kerülnek integrált műveleti erősítőkkel kivitelezett erősítő alapkapcsolások. A kapcsolások paramétereinek leírását tartalmazó összefüggések meghatározása általában ideális műveleti erősítők felhasználását feltételezi. A műveleti erősítők működéséhez szükséges tápfeszültségek csatlakoztatási pontjait az áttekinthetőség érdekében nem tüntetjük fel.

Hasonló okokból gyakran a kompenzáció, illetve összet kieggyenlitő áramkörök csatlakozási pontjai sem szerepelnek az ábrákon (általában a felhasználó feladata, hogy a kompenzáció áramkör jellegét és az elemek értékét az áramkori sajátosságoknak megfelelően meghatározza).

Nem invertáló alapkapcsolás

A nem invertáló erősítő alapkapcsolása a 3.84. ábrán látható. A bemeneti jel ( $U_{be}$ ) ebben az esetben a nem invertáló bemenetre van kapcsolva és fazisfordítás nélkül felerősítve a kimeneten jelentkezik. Megfigyelhető, hogy a műveleti erősítő negatív visszacsatolással van ellátva, amelyet az  $R_1$ ,  $R_2$  ellenállásokból álló osztó alkot. A műveleti erősítő bemenetén fellépő  $U_D$  differenciális feszültség:

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

A fő feladat ebben az esetben a kapcsolás feszültségerősítésének a meghatározása, amely a visszacsatolt erősítést képviseli ( $A_{uv}$ ). Meghatározás szerint a műveleti erősítő visszacsatolt és nyilthető erősítése ( $A_{u0}$ ):

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}}; \quad A_{u0} = \frac{U_{ki}}{U_D}.$$

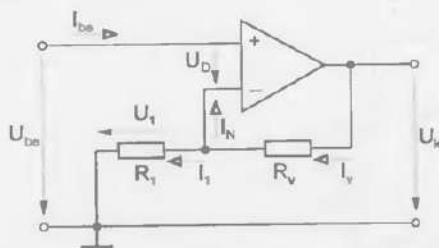
Az ábra és Kirchhoff törvényeinek felhasználásával kapjuk a következő összefüggéseket:

$$U_{ki} = A_{u0} \cdot U_D = A_{u0} \cdot (U_{be} - U_1); \quad U_{ki} = A_{u0} \cdot \left( U_{be} - \frac{R_1}{R_1 + R_v} \cdot U_{ki} \right).$$

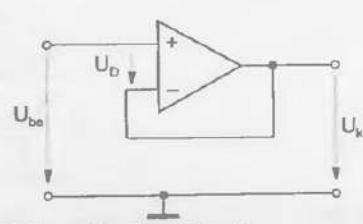
A visszacsatolt erősítés:

$$A_{uv} = \left( 1 + \frac{R_v}{R_1} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{u0}} \cdot \left( 1 + \frac{R_v}{R_1} \right)}.$$

Az utóbbi összefüggés levezetésében felhasználtuk az ideális műveleti erősítő azon tulajdonságát, hogy az invertáló bemeneten folyó áram nulla ( $I_N = 0$ ).



3.84. ábra. Nem invertáló erősítő



3.85. ábra. Feszültségek követő

Felhasználva az összefüggésben az  $A_{u0} \rightarrow \infty$  feltételt, a visszacsatolt feszültségerősítésre kapjuk a következő egyszerű összefüggést:

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_v}{R_1}.$$

Az erősítés pozitív előjele azt mutatja, hogy az áramkör a felerősített jel fazisát nem fordítja meg. Mivel értékét csak a visszacsatoló hálózatban levő ellenállások határozzák meg, ez a tény tükrözi az áramkör előnyös tulajdonságait, amelyet a műveleti erősítő negatív visszacsatolásával valósíthatunk meg.

Az áramkör egy másik fontos paramétere az  $R_{be}$  bemeneti ellenállása. Ideális műveleti erősítő esetén a nem invertáló erősítő áramkör bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \infty.$$

A negatív visszacsatolás következtében a kimeneti ellenállás ( $R_{kv}$ ) olyan mértékben csökken, mint a visszacsatolt erősítés ( $A_{uv}$ ) a nyílthirkúhoz ( $A_{u0}$ ) képest:

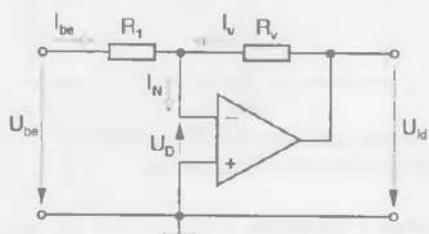
$$R_{kv} = R_{ki} \cdot \frac{A_{uv}}{A_{u0}}.$$

Egy különleges nem invertáló erősítő kapcsolás a *feszültségkövető* (3.85. ábra.). Ez gyakorlatilag egy olyan nem invertáló erősítő, amelyben  $R_2 = 0$  és  $R_1 = \infty$ . Ennek megfelelően  $A_{uv} = 1$ , vagyis a kimeneti jel reprodukálja a bemeneti jelet. Előnye ennek a kapcsolásnak, hogy a bemeneti jelet magas impedancián fogadja és (erősítés nélkül), alacsony impedancián áll rendelkezésre a kimeneten.

### Invertáló alapkapsolás

Az egyik legelterjedtebb műveleti erősítővel kivitelezett áramkör az *invertáló (fázis-fordító) erősítő kapcsolás*. Elnevezése onnan származik, hogy az  $U_{be}$  bemeneti jelet az invertáló

bemenetre kaphatjuk és a kimeneten egy olyan felerősített  $U_{ki}$  feszültség jelenik meg, amelynek fázishelyzete ellentétes a bemeneti feszültség fázisával. Villamos kapcsolási rajza a 3.86. ábrán látható. Az ábra és Kirchhoff csomóponti törvényének felhasználásával következik, hogy:



3.86. ábra. Invertáló erősítő kapcsolása

$$I_N = I_{be} + I_v = \frac{U_{be} + U_D}{R_1} + \frac{U_{ki} + U_D}{R_v}.$$

Feltételezve, hogy a műveleti erősítő ideálisnak tekinthető ( $U_D = 0$  és  $I_N = 0$ ):

$$I_{be} + I_v = \frac{U_{be}}{R_1} + \frac{U_{ki}}{R_v} = 0; \quad \Rightarrow \quad \frac{U_{ki}}{U_{be}} = -\frac{R_v}{R_1}.$$

Következésképpen a visszacsatolt műveleti erősítő erősítését ( $A_{uv}$ ) – ha  $A_{u0}$  nagyon nagy

– csak az alkalmazott ellenállások határozzák meg:

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = -\frac{R_v}{R_1}.$$

A kapcsolás bemeneti ellenállása:

$$R_{be} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = \frac{R_1 \cdot U_{be}}{U_{be} + U_D}.$$

Ideális műveleti erősítő esetén ( $U_D = 0$ ):

$$R_{bev} = R_1.$$

A negatív visszacsatolás csökkenti az erősítő kimeneti ellenállásának értékét.

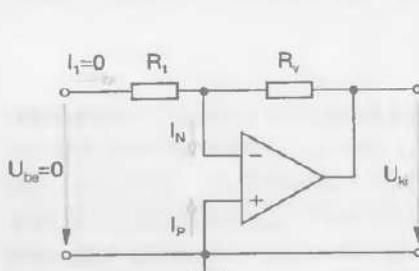
$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot \frac{A_{uv}}{A_{u0}}.$$

### Műveleti erősítők munkapont-beállítása

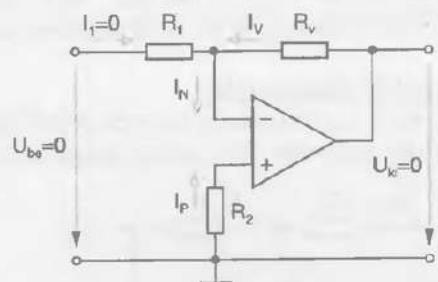
A műveleti erősítők munkapont-beállításán a bemeneti nyugalmi áram biztosítását, az ofszet feszültség és az ofszet áram kompenzációját értjük. A következőkben az egyszerűség kedvéért a munkapont-beállítást az invertáló alapkapsoláson szemléltetve tárgyaljuk.

### A bemeneti nyugalmi áram biztosítása

A bemeneti nyugalmi áram az invertáló bemenetre ( $I_N$ ) a kimenet felől, a nem invertáló bemenetre ( $I_P$ ) a test felől folyik (3.87. ábra).



a) kapcsolás kompenzáli ellenállás nélküli



b) kapcsolás kompenzáli ellenállással

3.87. ábra. A bemeneti nyugalmi áram hatása az invertáló erősítő kimeneti feszültségére

Az erősítő áramkör kimenetén egy nullától különböző feszültség lép fel akkor is, ha a bemeneti feszültség nulla:

$$U_{ki} = I_N R_v.$$

A kimeneten fellépő hibafeszültség kiküszöbölhető, ha a nem invertáló bemenet potenciálját a fölponthoz képest megemeljük ( pontosan az invertáló bemenet potenciálszintjére). Ez megvalósítható egy földpont és a nem invertáló bemenet közé kapcsolt ellenállás segítségével, amelynek értéke a kimeneti nulla feszültség feltételből adódik:

$$R_2 = R_1 \times R_v.$$

Abban az esetben, ha a két bemeneti nyugalmi áram értéke nem azonos, a kimeneti feszültséget a következő összefüggés adja:

$$U_{ki} = R_v \cdot (I_N - I_P) = R_v \cdot I_{D-}$$

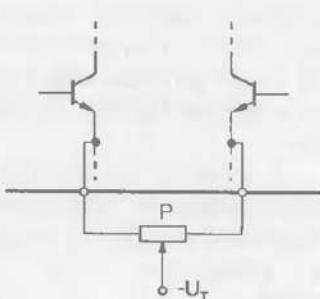
Az utóbbi összefüggés bizonyítja miért van szükség olyan műveleti erősítőkre, amelyek ofszet árama kis értékű és megfigyelhető, hogy nem célszerű túl nagy értékű visszacsatoló ellenállásokat alkalmazni.

### Ofszet feszültség kompenzáció

A valóságos műveleti erősítők nem szimmetrikus bemeneti feszültségigénye, bizonyos esetekben igen nagy értékű kimeneti hibafeszültséget képes létrehozni. Az ofszet feszültség kompenzáció a kimeneten jelentkező hibafeszültség megszüntetését célozza.

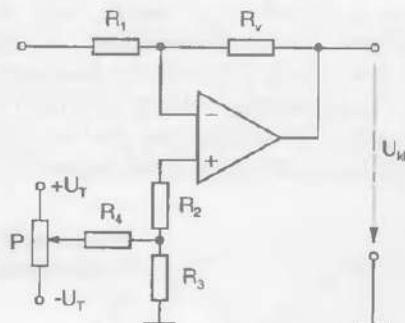
Az integrált műveleti erősítők nagy többsége rendelkezik beépített ofszet kompenzációhoz szükséges csatlakozópontokkal, amelyek segítségével általában a bemeneti differenciálerősítő potenciálviszonyai változtathatók meg. A két kivezetett csatlakozópont közé a 3.88.a. ábrán látható módon egy potenciométert kapcsolunk.

Abban az esetben, ha a műveleti erősítő nem rendelkezik ofszet kompenzációval kivezetésekkel, külső polarizáló áramköröket alkalmaznak az ofszet-kompenzáció megvalósítására (3.88.b. ábra).



a) beépített kompenzáció

3.88. ábra. Műveleti erősítők ofszet feszültség-kompenzáció

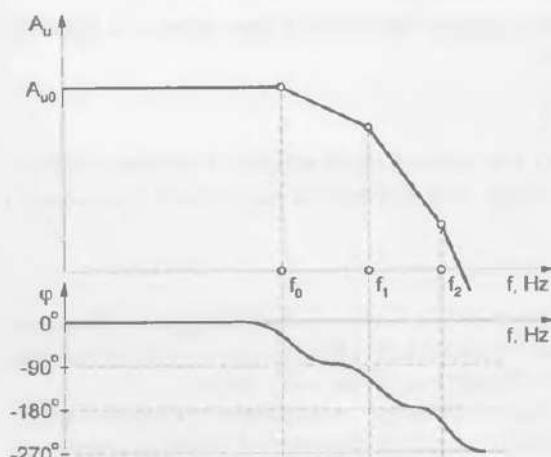


b) kompenzáció külső elemekkel

Mindkét esetben az ofszet-kompenzáció úgy valósítható meg, hogy – rövidrezárt bemenet mellett – addig mozgatjuk egyik vagy másik irányba a  $P$  potenciométer csúszórintkezőjét, amíg nulla kimeneti feszültséget nem kapunk. A gyakorlatban az ofszet feszültségkompenzáció csak akkor eredményes, ha a műveleti erősítő két bemenetének áramigénye azonos.

### Műveleti erősítők frekvenciakompenzáció

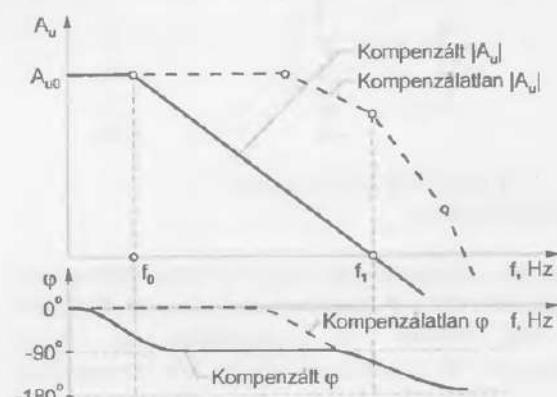
A valóságos műveleti erősítők nyilthurkú feszültségerősítése és fázistolása frekvenciafüggő. A frekvenciafüggést a műveleti erősítők többfokozatú felépítése, és a fokozatokban fellépő parazitakapacitások hozzák létre. Gyakorlatilag arról van szó, hogy az áramkör ellenállásai a szort kapacitásokkal magasabb fokú aluláteresző szűrőként működnek és a frekvenciamenetben töréspontokat hoznak létre. A 3.89. ábra egy műveleti erősítő nyilthurkú feszültségerősítésének és fázistolásának frekvencia-menetét ábrázolja.



3.89. ábra. Műveleti erősítő amplitúdó- és fázis-jelleggörbeje

$= -180^\circ$  lesz.

Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy a műveleti erősítő invertáló és nem invertáló bemenetének szerepe felcserélődött. A negatív visszacsatolás, (amely a kimeneti jellel arányos jelet mindenkor a fázisfordító bemenetre vezeti vissza) ebben a frekvenciatartományban pozitív visszacsatolássá válik és az erősítő begerjed. Az erősítő gerjedése tehát csak olyan frekvenciákon következhet be, ahol az erősítéscsökkenés mértéke legalább 40 dB/dekád, azaz csak a második töréspontnál magasabb frekvenciákon.



3.90. ábra. Kompenzált és kompenzálatlan erősítésre vonatkozó frekvenciamenetek

3.89. ábrán jelölt  $f_1$  és  $f_2$  határfrekvenciákat okozzák, ki kell küszöbölni. Ezért az első fokú aluláteresztő szűrő határfrekvenciáját egy külső  $C_k$  kompenzátorral lecsökkentjük úgy, hogy az erősítés abszolút értéke egységnyi értéket érjen el, mielőtt a második töréspont fázistolása hatásossá válik. A 3.90. ábra a kompenzáltás karakterisztikára gyakorolt hatását szemlélteti. Megfigyelhető, hogy a mesterségesen létrehozott töréspont

A frekvenciamenetben jelentkező minden egyes töréspont a magasabb frekvenciák irányában 20 dB/dekád erősítéscsökkenést és  $-90^\circ$ -os fázistolást hoz létre. Az  $f_0$  frekvencia fölött a legkisebb határfrekvenciájú  $RC$  tag határozza meg a frekvenciamenetet, ezáltal az erősítés 20 dB/dekád meredekséggel csökken és a kimeneti feszültség  $\varphi_0 = 90^\circ$ -ot készík a bemeneti feszültséghez viszonyítva. Az  $f_1$  frekvenciaérték fölött egy másik aluláteresztő szűrő kezdi éreztetni a hatását. Ennek következtében az erősítés 40 dB/dekád meredekséggel fog csökkenni, ugyanakkor a fázistolás a be- és kimeneti feszültség között  $\varphi_1$

(vagyis a frekvenciakompenzáció) már alacsony frekvenciákon is erősítéscsökkenést okoz és jelentősen csökken a nyilthető sávszélesség is. A fázistolás mértéke már kis frekvencián 90°-ra nő a kompenzáció miatt, nagyobb frekvencián azonban ugyanennyi marad, gerjedésmentességet biztosítva az erősítő számára.

Az integrált műveleti erősítők a frekvenciakompenzáció szempontjából két csoportra oszthatók:

- belső frekvenciakompenzációval rendelkező erősítő: – határfrekvenciáját, (amely általában igen kis frekvencia) a gyártás során alakítják ki.
- belső frekvenciakompenzációval nem rendelkező erősítő: – határfrekvenciáját egy külső kompenzáldó hálózat segítségével alakíthatjuk ki, amelynek felépítését és adatait az adott műveleti erősítő adatlapja tartalmazza.

#### ☞ Számítási példa:

Ideálisanak tekinthető műveleti erősítővel megépített invertáló erősítő jellemzőinek számítása!

**Adatok:**

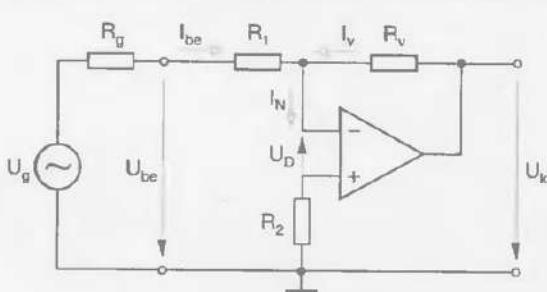
- Feszültségerősítés:  $A_u = -60$  (terhelés nélkül)
- Bemeneti ellenállás:  $R_{be} = 6 \text{ k}\Omega$
- Üresjárási kimeneti feszültség:  $U_{kii} = 6 \text{ V}$

**Feladatok:**

- a) Rajzolja le az erősítő kapcsolását és számitsa ki az erősítést meghatározó ellenállások értékét!
- b) Határozza meg a nyugalmi áram miatti kimeneti hibafeszültség kompenzációra szolgáló ellenállás értékét!
- c) Határozza meg a meghajtó generátor szükséges üresjárási feszültségét, ha a generátor belső ellenállása:  $R_g = 2 \text{ k}\Omega$ .

**Megoldás:**

a) Az invertáló erősítő kapcsolása a 3.91. ábrán látható. A kapcsolás bemeneti ellenállása:



$$R_{be} = R_1 = 6 \text{ k}\Omega$$

• A kapcsolás visszacsatolt erősítése:

$$A_{uv} = -\frac{R_v}{R_1}$$

• A visszacsatoló ellenállás értéke:  $R_v = -R_1 \cdot A_{uv} = 60 \cdot 6 \text{ k}\Omega = 360 \text{ k}\Omega$

b) Az  $R_2$  ellenállás optimális értéke:

$$R_2 = R_1 \times R_v \approx 6 \text{ k}\Omega$$

c) A feszültségosztás törvényét

3.91. ábra.

alkalmazva, kapjuk:

$$U_g = U_{be} \cdot \frac{R_1 + R_g}{R_1} \quad \text{és} \quad U_{ki} = -60 \cdot U_{be}$$

$$U_g = \frac{U_{kii}}{60} \cdot \frac{R_1 + R_g}{R_1} = \frac{6 \text{ V}}{60} \cdot \frac{6 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega}{6 \text{ k}\Omega} = \frac{4}{30} = 133 \text{ mV}.$$

 **Összefoglaló kérdések és feladatok:**

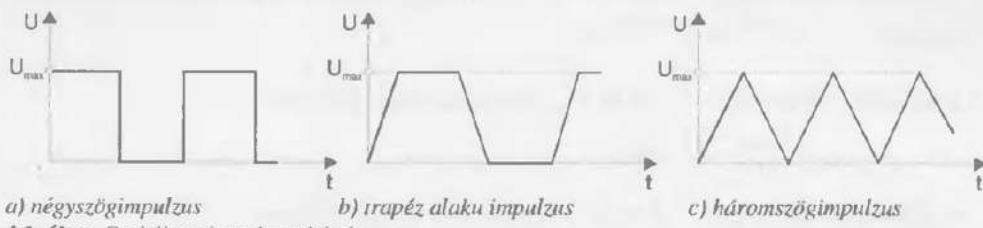
1. Mit nevezünk monolit integrált áramkörös műveleti erősítőnek?
2. Milyen fokozatokból épül fel egy integrált áramkörös műveleti erősítő?
3. Hasonlítsa össze az ideális- és a valós műveleti erősítők jellemzőit!
4. Mit fejez ki a bemeneti öfszet áram és a bemeneti öfszet feszültség?
5. Vázoljuk fel a műveleti erősítők negatív visszacsatolási lehetőségeit és adjuk meg a feszültségerősítés értékét!
6. Mit értünk a műveleti erősítők frekvenciakompenzálsán?

## 4. Impulzusteknikai áramkörök

A szinuszos jelek áramköri technikája mellett nagy jelentőségük van a nem szinuszos jelalakokat előállító és feldolgozó ún. impulzusteknikai áramköröknek. Az *impulzus-technika* az elektronika egy olyan részterülete, amely két nyugalmi állapot között ugrásszerűen változó mennyiségeket előállító, átalakító, valamint e mennyiségek mérésére alkalmas áramkörökkel és berendezésekkel foglalkozik.

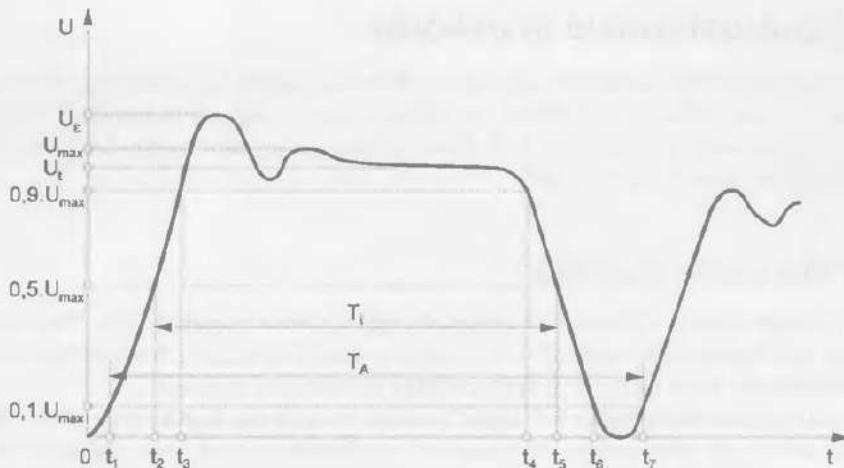
### 4.1. Az impulzusok jellemzői

Az impulzus olyan áram, vagy feszültség melynek értéke két nyugalmi állapot között ugrásszerűen változik. A 4.1. ábra különböző típusú, szabályos impulzusalakokat szemléltet.



4.1. ábra. Szabályos impulzusalakok

Az elektronikus áramkörök állapotának bármilyen megváltozása berezgési és lecsengési folyamatokkal jár együtt, amelyek hatása a jel időtartamához képest vagy elhanyagolható vagy nem hagyagolható el. Ennek következtében a valóságban csak bizonyos pontossági határok között léteznek szabályos impulzusalakok. Egy valóságos impulzusalakot a 4.2. ábra szemléltet.



4.2. ábra. Valóságos impulzusalak

Egy általános impulzusalak jellemzésére a következő paramétereket használják:

- ♦ **impulzus amplitúdó** (jelölése  $U_{\max}$ );
- ♦ **impulzus periódusidő** (jelölése  $T_A$ ): – a  $0,1 \cdot U_{\max}$  amplitúdóértékhez tartozó időtartam ( $T_A = t_7 - t_1$ );
- ♦ **impulzus idő** (jelölése  $T_i$ ): – a  $0,5 \cdot U_{\max}$  amplitúdóértékhez tartozó idő ( $T_i = t_5 - t_2$ );
- ♦ **felfutási idő** (jelölése  $T_f$ ): – azon időtartam amíg az impulzus amplitúdója  $0,1 \cdot U_{\max}$  értékről  $0,9 \cdot U_{\max}$  értékre változik ( $T_f = t_3 - t_1$ );
- ♦ **lefutási idő** (jelölése  $T_l$ ): – azon időtartam amíg az impulzus amplitúdója  $0,9 \cdot U_{\max}$  értékről  $0,1 \cdot U_{\max}$  értékre csökken ( $T_l = t_6 - t_4$ );
- ♦ **felfutási meredekség** (jelölése  $v_f$ ): – a felfutási idő alatt bekövetkezett amplitúdóváltozás:  $v_f = \frac{0,9 \cdot U_{\max} - 0,1 \cdot U_{\max}}{T_f}$ ;
- ♦ **lefutási meredekség** (jelölése  $v_l$ ): – a lefutási idő alatt bekövetkezett amplitúdóváltozás:  $v_l = \frac{0,1 \cdot U_{\max} - 0,9 \cdot U_{\max}}{T_l}$ ;
- ♦ **tetőesés** (jelölése  $\varepsilon_2$ ): – az  $U_i$  és  $U_{\max}$  viszonya %-ban kifejezve:  

$$\varepsilon_2 = \frac{U_{\max} - U_i}{U_{\max}} \cdot 100\%$$
- ♦ **tüllövés** (jelölése  $\varepsilon_1$ ): – az  $U_e$  és  $U_{\max}$  viszonya %-ban kifejezve:  

$$\varepsilon_1 = \frac{U_e - U_{\max}}{U_{\max}} \cdot 100\%$$
- ♦ **kitöltési tényező** (jelölése  $k$ ): – az impulzusidő és a periódusidő viszonya:  

$$k = \frac{T_i}{T_A}$$
.

## 4.2. Impulzusformáló áramkörök

Az impulzusformáló áramkörök segítségével lehetőség nyílik egy adott impulzus-sorozat jelalakjának az átalakítására. Ez a feladat megoldható passzív vagy aktiv áramköri elemekből felépített négpólusok alkalmazásával. A következőkben a passzív négpólusok impulzus-formáló tulajdonságával foglalkozunk.

### 4.2.1. Differenciáló négpólus

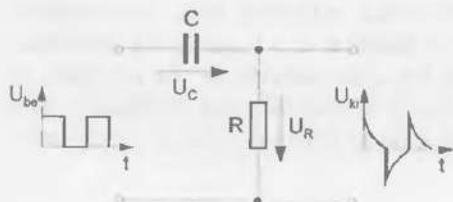
A 4.3. ábrán látható differenciáló négpólus egy CR feszültségesztőként viselkedik. A négpólus viselkedését négyzetimpulzus hatására a következőképpen tanulmányozhatjuk.

- Feltételezzük, hogy a kezdeti időpillanatban a kondenzátor töltetlen.
- A négyzetimpulzus értéke  $t=0$  időpillanatban 0 V-ról egy pozitív  $U$  értékre változik (1.4.a ábra). A kondenzátor rövidzárként viselkedik (mivel nem tudja követni a feszültség gyors változását), így a teljes  $U$  feszültség megjelenik az ellenálláson.

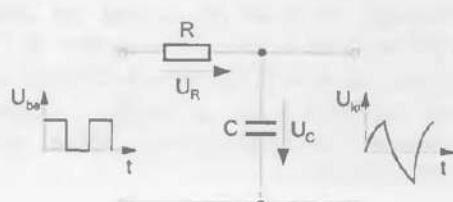
A kondenzátor a töltőáram hatására elkezd töltödni az ellenálláson, pedig csökken a feszültség. A kondenzátor töltési folyamata exponenciális görbével írható le (4.4.b ábra), aminek következtében az ellenálláson folyó áram exponenciális változású feszültséget hoz létre (4.4.c ábra). A kondenzátor töltődésének, valamint az ellenálláson eső feszültség csökkenésének sebességét az RC szorzat értéke határozza meg.

Ezt a szorzatot *időállandónak* nevezik:  $\tau = R \cdot C$ .

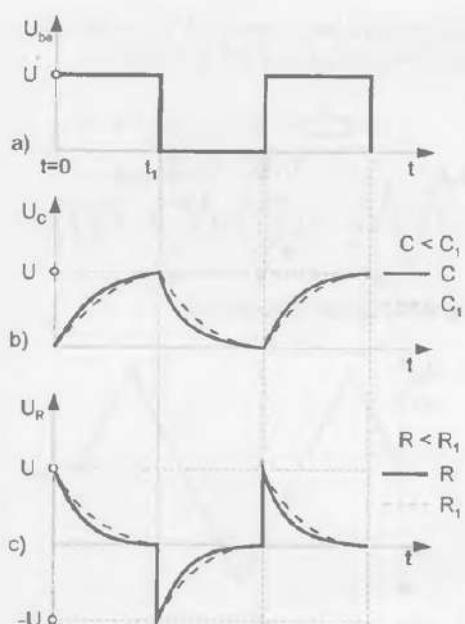
- A négyzetgimpulzus értéke  $t_1=0$  időpillanatban az  $U$  értékről 0 V-ra változik. A kondenzátor kisül, de mivel ez a folyamat nem olyan gyors mint az impulzus változási sebessége, az impulzus lefutó éle megjelenik az ellenálláson. A kondenzátor exponenciális kisülési folyamatának megfelelően az ellenálláson is változik a feszültség.



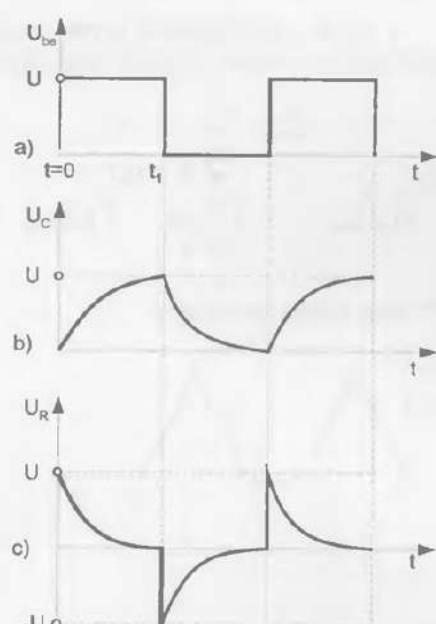
4.3. ábra. Differenciáló négypólus



4.5 ábra. Integráló négypólus



4.4. ábra. Differenciáló négypólus ki- és bemeneti jellemzőinek változása



4.6. ábra. Integráló négypólus ki- és bemeneti jellemzőinek változása

A 4.4. ábra szemlélteti, hogy a négypólus elemeinek a változása miként befolyásolja a feszültségváltozásokat. Megállapítható, hogy ha az impulzust jelentékenyebb torzulás nélkül kívánjuk egy soros kondenzátoron átvinni, akkor  $R \cdot C >> \tau - t$  kell választani. Ha pedig  $R \cdot C > \tau$ , a jelalak gyors komponensei jutnak csak át az áramkörön.

### 4.2.2. Integráló négypólus

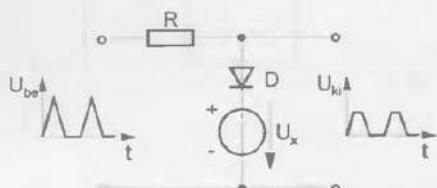
Az integráló négypólus kapcsolása az 4.5. ábrán látható. A négypólus viselkedését négyzet-impulzus hatására a differenciáló négypólushoz hasonlóan tanulmányozhatjuk (4.6. ábra).

- Feltételezzük, hogy a kezdeti időpillanatban a kondenzátor töltetlen. A négyzet-impulzus felfutó élének megjelenésekor a kondenzátor rövidzárként viselkedik és kivezetésein 0 V feszültség alakul ki (az ellenálláson a feszültség maximális értékét vesz fel). A kondenzátor fokozatosan feltöltödik és rajta közel  $U$  feszültség lesz mérhető. A négyzet-impulzus lefutó élének megjelenésekor az előző folyamat fordítva játszódik le.

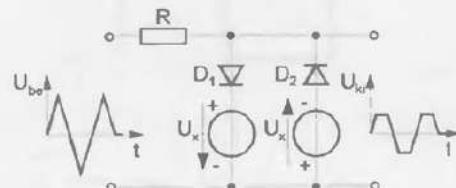
A kondenzátor töltődésének illetve az ellenálláson eső feszültség csökkenésének a sebességét itt is az  $RC$  szorzon (az időállandó) értéke határozza meg. A torzítatlan impulzusátvitel feltétele jelen esetben  $R \cdot C \ll \tau$ , ha pedig  $R \cdot C > \tau$ , akkor az előzőkhöz hasonló, de most kvázi-differenciálásnak nevezhető folyamat játszódik le. Az integrálás is csak hozzávető-leges: az impulzus megszünte után a kondenzátor az időállandó által megszabott sebességgel elveszti töltését, nem marad azon az értéken, ahová az „integrálás” alatt feltöltödött.

### 4.2.3. Diódás vágóáramkörök

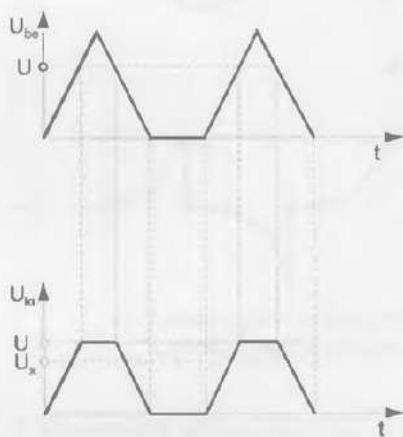
A diódás vágóáramkörök olyan impulzusformáló négypólusok, amelyek az impulzusok amplitúdó-határolását valósítják meg. Ilyen vágóáramkörök láthatók a 4.7 és 4.8 ábrán.



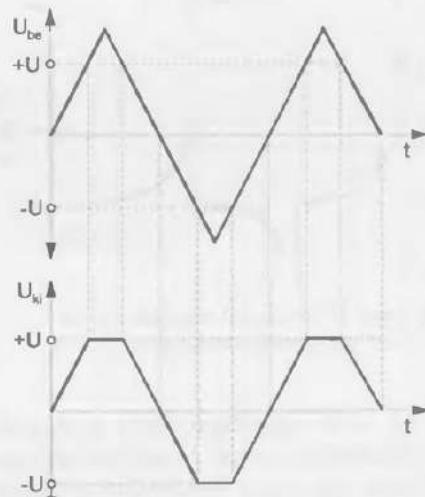
4.7. ábra. Diódás vágóáramkör



4.8. ábra. Diódás vágóáramkör



4.9. ábra. Kimeneti hullámformák



4.10. ábra. Kimeneti hullámformák

Ezekben az áramkörökben a dióda kapcsolóelemként működik. A nyitóirányban előfeszített felvezető dióda úgy viselkedik, mint egy kis értékű ellenállás (*rövidzárral helyettesíthető*), a záróirányban előfeszített dióda pedig úgy viselkedik mint egy nagy értékű ellenállás (*szakadással helyettesíthető*).

A 4.7. ábrán látható kapcsolás esetén az  $U_x$  feszültség a diódát záró irányban feszíti elő.

- Ha a bemeneti feszültség eléri az  $U > U_x + U_D$  (Si-dióda esetén  $U_D = 0,6$  V) értékét a dióda elkezd vezetni és a bemeneti jel többi részét levágja.
- Ha a bemeneti feszültség az  $U < U_x + U_D$  érték alá csökken, a dióda zárt állapotba kerül.

A vágóáramkör be- és kimeneti jel alakját az 4.9. ábra szemlélteti.

A 4.8. ábrán látható kapcsolás működése az előbbi vágóáramkörökhez hasonló, azzal a különbséggel, hogy képes vagni a bemeneti impulzus pozitív és negatív tartományában is.

- A  $D_1$  jelzésű dióda az impulzus pozitív csúcsát, a  $D_2$  jelzésű dióda az impulzus negatív csúcsát vágja le.

A vágóáramkör be- és kimeneti hullámformáit a 4.10. ábra szemlélteti.

A diódás vágóáramkörök felhasználásával – lineáris szakaszokból összetéve – szinte tetszőleges kimeneti-bemeneti karakterisztikájú nemlineáris átvivő rendszereket konstruálhatunk.

A vágókapcsolások nagyon sokszor okoznak meglepetést a tervezőknek. Ennek oka az, hogy az áramkörökhez csatlakozó szórt kapacitások jócskán eltorzíthatják a jelalakokat. Sok esetben jelent gondot a diódák véges kapcsolási ideje is.

## 4.3. Impulzuselőállító áramkörök (billenőkapcsolások)

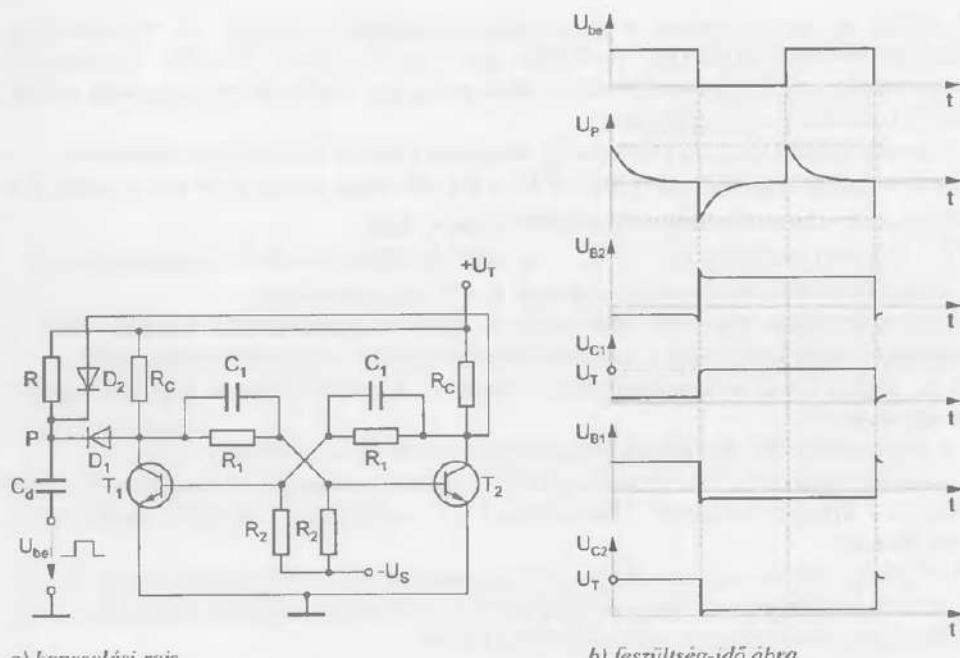
Az impulzuselőállító áramkörök, másnéven *billenőkapcsolások* pozitívan visszacsatolt digitális áramkörök. Abban különböznek a pozitívan visszacsatolt lineáris áramköröktől (*oszcillátoroktól*), hogy kimeneti feszültségük nem folyamatosan változik, hanem két meghatározott érték (egy magas – H – és egy alacsony – L – feszültségszint) között ugrál. A két állapot közötti átmenet nagyon gyorsan valósul meg.

### 4.3.1. Bistabil billenőkapcsolás

A bistabil billenőkapcsolásnak (amit *bistabil multivibrátornak*, vagy *flipflopnak* is neveznek) két stabil állapota van. A bistabil billenőköröknel a kimenet állapota csak akkor változik, ha az átbillenési folyamatot egy bemeneti jel kiváltja.

A 4.11.a ábrán egy bistabil billenőkapcsolás áramköri rajza, a 4.11.b ábrán a kialakuló jelalakok láthatók. A bemeneti négy szögimpulzust a  $C_d$  jelű kondenzátor differenciálja, mik a  $D_1$  és  $D_2$  diódák biztosítják, hogy a lezáró impulzus minden a nyitott tranzisztor bázisára kerüljön. Az áramkör működése a fenti ábrák alapján tárgyalható.

- Az áramkört tápfeszültségre kapcsolva valamelyik tranzisztor vezetésbe kerül (tételezzük fel, hogy ez a  $T_1$  tranzisztor), amely a pozitív visszacsatolás révén lezárja a másik tranzisztort ( $T_2$ -öt). Ebben az esetben a  $T_1$  kollektorán közel 0 V feszültség, bázisán az  $R_1$  és  $R_2$  ellenállások által leosztott pozitív feszültség mérhető. A  $D_1$  dióda ilyenkor záróirányban van előfeszítve. A lezárt  $T_2$  tranzisztor kollektorán közel tápfeszültség, bázisán a  $-U_S$  segédfeszültség jön létre. A negatív segédfeszültség a tranzisztorok stabil lezárását biztosítja. A  $D_2$  dióda anódja és katódja közélitően azonos potenciálon van.



a) kapcsolási rajz

b) feszültség-idő ábra

#### 4.11. ábra. Bistabil billenőfokozat

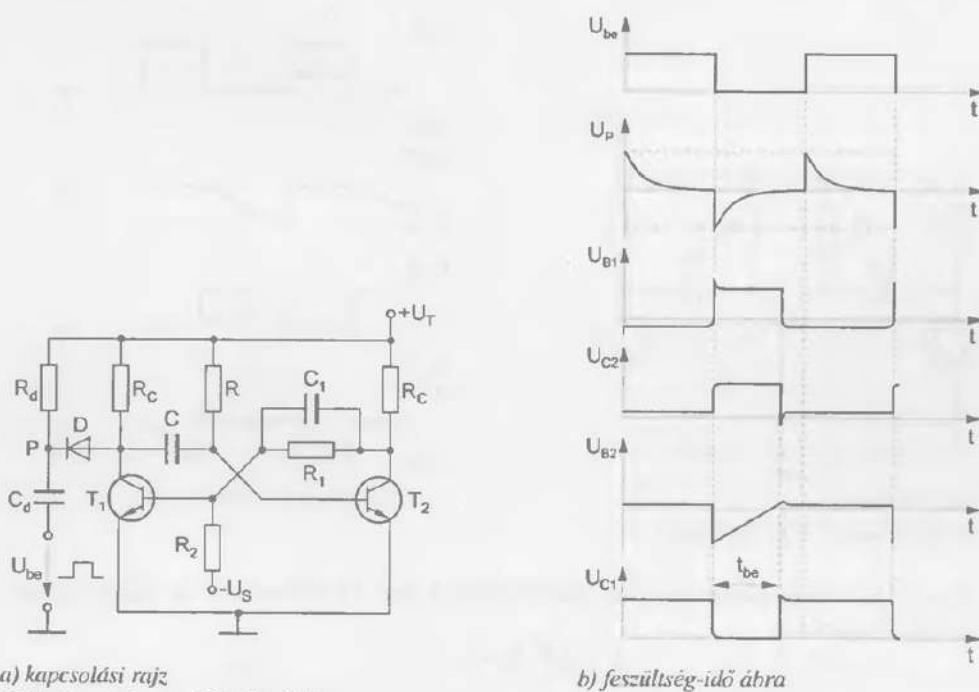
- A bemeneti négyzetjel differenciált lefutó éle a T<sub>1</sub> bázisára jut, amelynek hatására a T<sub>1</sub> tranzisztor lezár és kollektorpotenciálja közel tápfeszültségre kerül. Ez az R<sub>1</sub> és R<sub>2</sub> feszültségesztőn a T<sub>2</sub> bázisára jut és nyitja azt. Megtörténik az átbillenés és ez az állapot mindaddig megmarad, amíg a következő negatív impulzus a T<sub>1</sub> tranzisztort ki nem nyitja. E tulajdonsága miatt a bistabil billenőkapcsolást bináris információtárolóként is használják.

#### 4.3.2. Monostabil billenőfokozat (monostabil multivibrátor)

A monostabil billenőkörnek *egyetlen stabil állapota van*, azaz bemeneti vezérlőimpulzus nélkül a kimeneti feszültség egy rögzített értéken marad. Ha egy külső vezérlőjellel a másik állapotába billentjük, ezt az állapotát csak meghatározott ideig tartja meg, majd visszabillen stabil állapotába. A 4.12.a ábrán egy monostabil billenőkapcsolás áramköri rajza, a 4.12.b ábrán a kialakuló jelalakok láthatók.

A monostabil billenőfokozat működése az előbbi ábrák alapján magyarázható.

- Az áramkör stabil állapotában a T<sub>2</sub> tranzisztor vezet, a T<sub>1</sub> pedig zárvan. Mivel a T<sub>1</sub> kollektora közel tápfeszültségen, bázisa pedig közel födpotenciálon van a C kondenzátor ennek megfelelő polaritású feszültséggel töltödik fel.
- A bemenetre adott négyzetimpulzust a C<sub>d</sub> kondenzátor differenciálja, a D dióda pedig a jelnek csak a negatív félperiódusát engedi át. A negatív vezérlőimpulzus a T<sub>2</sub> tranzisztor bázisára jutva lezárja azt, kollektorpotenciálja közel tápfeszültségre kerül, ami a T<sub>1</sub> tranzisztort vezető állapotba hozza. A T<sub>1</sub> nyitásával a C kondenzátor az R ellenálláson keresztül elkezd kisülni, majd ellentétes polaritással feltöltődni. Ha a kondenzátor feszültsége a töltődés során eléri a T<sub>2</sub> nyitásához szükséges szintet, a T<sub>2</sub> kinyit és lezárja a T<sub>1</sub> tranzisztort. Az áramkör ismét stabil állapotba kerül.



a) kapcsolási rajz

4.12. ábra. Monostabil billenőfokozat

A  $T_2$  tranzisztor bázisára jutó impulzus időtartamát a  $C$  és  $R$  elemek értéke határozza meg:

$$t_{be} \approx 0,7 \cdot R \cdot C$$

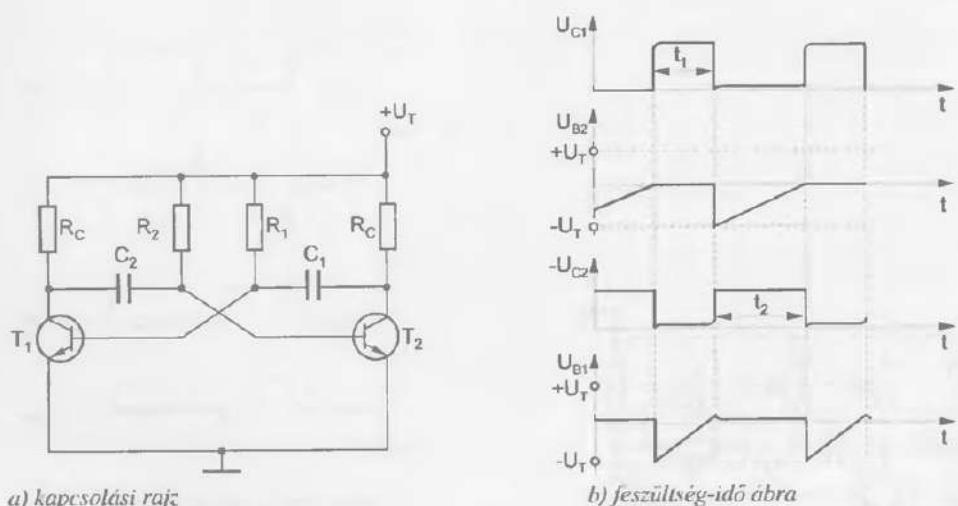
A kimenet akkor is visszabillen a kiszámított kapcsolási idő elteltével, ha a bemeneti impulzus hosszabb mint  $t_{be}$ . Ebben az esetben a  $T_1$  tranzisztor a bemeneti impulzus megszűnéseig nyitva marad, és a pozitív visszaesztolás hatástalan. A kapcsolási folyamat végén kell a  $C$  kondenzátort az  $R$  ellenálláson keresztül feltölteni. Ha a kondenzátor a következő impulzusig nem töltödik fel teljesen, akkor a következő bekapsolási idő lerövidül.

#### 4.3.3. Astabil billenőfokozat (astabil multivibrátor)

Az astabil billenőkapsolás egyetlen stabil állappal sem rendelkezik. Az astabil multivibrátor négyszögfeszültséget állít elő. Azért kapta a *multivibrátor* elnevezést, mert a négyszögfeszültségnek igen sok felharmonikusa van.

A 4.13.a ábrán egy monostabil billenőkapsolás áramköri rajza, a 4.13.b ábrán a kialakuló jelalakok láthatók. A pozitív visszaesztolás minden tranzisztor esetén kapacitív jellegű. Vizsgáljuk meg az áramkör működését!

- Feltételezzük, hogy a  $T_2$  tranzisztor vezet, a  $T_2$  zárva van. A  $C_2$  kondenzátor az  $R_2$  ellenálláson keresztül töltödik. Amikor a kondenzátor feszültsége eléri a  $T_2$  tranzisztor nyitófeszültségét, a  $T_2$  kinyit és lezárja a  $T_1$  tranziszttort. Vagyis az áramkör átbillen a másik állapotába.
- A  $T_2$  tranzisztor csak addig vezet, amíg a  $C_1$  kondenzátor az  $R_1$  ellenálláson keresztül nem töltödik fel annyira, hogy a  $T_1$  tranziszttort kinyissa. Ha a  $T_1$  tranzisztor kinyit – a pozitív visszaesztolás miatt – lezárja a  $T_2$ -t és az áramkör újra átbillen.



a) kapcsolási rajz

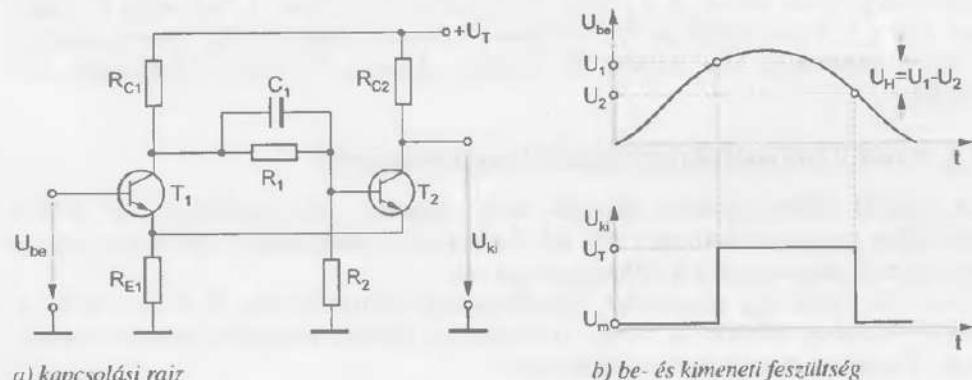
## 4.13. ábra. Astabil billenőfokozat

A kapcsolás tehát folyamatosan a két állapot között billeg. Az időtartamok az időzítő elemek értékétől függnek:

$$t_1 \cong 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1; \quad t_2 \cong 0,7 \cdot R_2 \cdot C_2$$

## 4.3.4. Schmitt-trigger

A Schmitt-trigger egy olyan bistabil billenőkör, melynek kimeneti jele a bemeneti jel amplitúdójának a nagyságától függ. Ez az áramkör tulajdonképpen egy küszöbérték-kapcsoló. Kapcsolási rajza a 4.14.a ábrán látható.



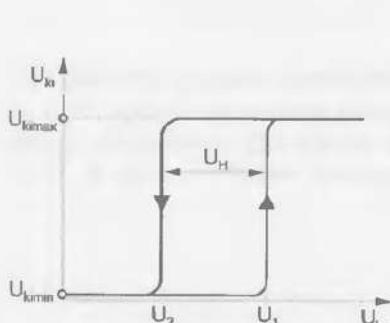
a) kapcsolási rajz

## 4.14. ábra. Schmitt-trigger

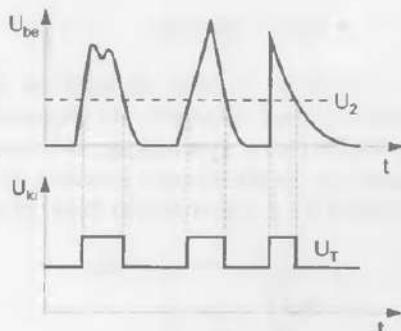
Az áramkör működése a fenti ábrák alapján magyarázható.

- Alapállapotban a T<sub>1</sub> tranzisztor zárva van, T<sub>2</sub> pozitív nyitófeszültséget kap, így kollektorán közel földpotenciál mérhető. Ha a bemeneti feszültség elér egy adott pozitív U<sub>1</sub> értéket, a T<sub>1</sub> kollektora rama lezárra a T<sub>2</sub> tranzisztort, amelynek kollektorpotenciálja közelítően a tápfeszültséggel lesz egyenlő.

- A bemeneti feszültséget az elérte pozitív értékről folyamatosan csökkentve, egy  $U_2$  feszültségértéknél ( $U_2 < U_1$ ) a  $T_1$  tranzisztor lezár és  $T_2$  kinyit.



4.15. ábra. Schmitt-trigger átviteli karakteristikája



4.16. ábra. Jelek amplitúdó uniformizálása

Megfigyelhető, hogy a billenések nem ugyanazon a feszültségszinten következnek be. Ezt a jelenséget az áramkör **hiszterézisének** nevezik. A triggerkapcsolás hiszterézisén azt a feszültségkülönbséget értjük, amely az  $U_1$  bekapsolási és az  $U_2$  kikapsolási küszöbérték között fennáll:  $U_H = U_1 - U_2$ .

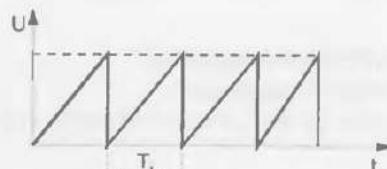
A Schmitt-trigger átviteli karakteristikáját a 4.15. ábra szemlélteti. A felhasználástól függően a hiszterézis lehet kívánt, vagy nem kívánt. A gyakorlatban az  $U_H$  feszültségkülönbséget általában előre beállítják.

A Schmitt-trigger nagyon fontos, igen sokszor alkalmazott áramkör, többek között különböző amplitúdójú jelek amplitúdó uniformizálására használható (4.16. ábra).

#### 4.4. Lineáris feszültség-idő függvények előállítása

Időben lineárisan változó feszültség- illetve áramjel előállítása gyakran szükséges. Az oszcilloszkópok eltérítő feszültsége, bizonyos típusú analóg-digitál konverterek összehasonlító jele, impulzusteknikai időzítési problémák minden ilyen jelet igényelnek.

Ilyen időben lineárisan változó feszültségnek tekinthető a furész alakú feszültség, vagy más néven furészfeszültség (4.17. ábra).



4.17. ábra. Furészfeszültség



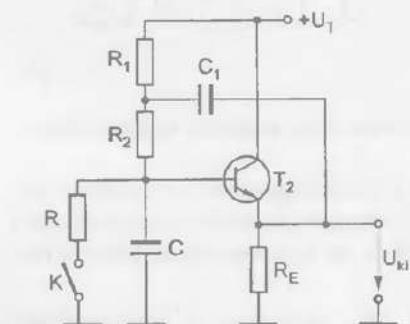
A furészfeszültség jellemzői a következők:

- felfutási idő:  $T_f$
- lefutási idő:  $T_l$

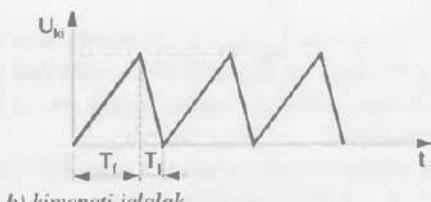
- felfutási sebesség:  $v_f = \frac{U}{T_f}$

- lefutási sebesség:  $v_l = \frac{U}{T_l}$

Lineárisan növekvő feszültséget elvben egy kondenzátornak állandó árammal való töltésével lehet előállítani. Az áramkörök részletes vizsgálata azonban azt mutatja, hogy ez az ideális eset a gyakorlatban sohasem valósítható meg, minden egy exponenciális jelalak alakul ki. Ennek kezdeti szakasza jó közelítéssel lineárisnak tekinthető. Ezen az elven működik a 4.8. ábrán látható furészjel keltő kapcsolás.



a) kapcsolási rajz



b) kimeneti jelalak

4.18. ábra. Furészfeszültség előállító áramkör

Egyszerű áramkörök esetén (egy telep, ellenállás és kondenzátor) a kondenzátorban kialakuló feszültség nemlineárisan növekszik, mert a kondenzátor feltöltődésével a töltőáram csökken. A 4.18. ábrán látható áramkörben a feltöltött  $C_1$  kondenzátor által szolgáltatott segédfeszültség minden időpillanatban akkora értékű, hogy a  $C$  kondenzátort töltő áramkörben folyó áram állandó értéken tudjon maradni. A fenti elvek alapján működő áramkört *utánhúzó* (angolul: boot-strap) kapcsolásnak nevezik. Az áramkör működése a  $K$  kapcsolót nyitására indul, kimenetén egy lineárisan növekvő feszültséget kapunk. Ha a  $K$  kapcsolót zárjuk a  $C$  kondenzátor kisül.

### ❖ Összefoglaló kérdések:

- Mit nevezünk impulzusnak?
- Milyen impulzusjellemzőket ismer?
- Milyen elemek alkotják és hogyan működik egy differenciáló négypólus?
- Milyen elemek alkotják és hogyan működik egy integráló négypólus?
- Mi a feltétele az impulzus torzítatlan átvitelének differenciáló- és integráló négypólus esetén?
- Milyen tulajdonságokkal rendelkezik egy diódás vágóáramkör?
- Milyen jellemzőkkel rendelkezik egy bistabil multivibrátor?
- Milyen jellemzőkkel rendelkezik egy monostabil multivibrátor?
- Milyen jellemzőkkel rendelkezik egy astabil multivibrátor?
- Mi a hiszterézis a Schmitt-trigger esetén?
- Milyen alkalmazási lehetőségei vannak a Schmitt-triggernek?
- Mit nevezünk furészfeszültségnek és mik a jellemzői?

# 5. Digitális alapáramkörök

## 5.1. Logikai alapfogalmak

Az impulzusteknika fejlődése megalapozta egy új tudományág, a digitális technika kialakulását. A *digitális technika* az információ digitális feldolgozásával, előállításával és továbbításával foglalkozik. A félvezető alapú technológiák gyors fejlesztése és ezen belül az integrált áramkörök megjelenése nagy lendületet adott a digitális technika fejlődésének.

Az integrált áramkörben a különböző rendeltetésű aktiv és passzív áramköri építőelemeket, valamint a hozzájuk tartozó összekötéseket egyetlen gyártási folyamatban közös félvezető alapon állítják elő. Az integrált áramkört 1960-ban fejlesztették ki a Fairchild és a Texas Instruments cégek szakemberei: R. Noice, valamint J. St. Clair Kilby. G. Moore 1965-ben megállapítja, hogy évenként megduplázódik az egy félvezető (szilicium) lapkán levő integrált tranzisztorok száma. Ez a tendencia bizonyos mértékben napjainkban is tart. Az integrált áramkörök olyanok, nagy megbízhatósága és kis mérete széleskörű elterjedést eredményezett.

A digitális technikán belül – egymással szoros kölcsönhatásban – fejlődött ki a digitális rendszerek és a digitális áramkörök tervezése. A digitális technika tette lehetővé a számítástechnika dinamikus fejlődését is.

### 5.1.1. Analóg és digitális mennyiségek

Egy fizikai mennyiség (pl. feszültség vagy áram) másik fizikai mennyiséggel való leképezése két módon történhet.

#### 1. Analóg leképezés:

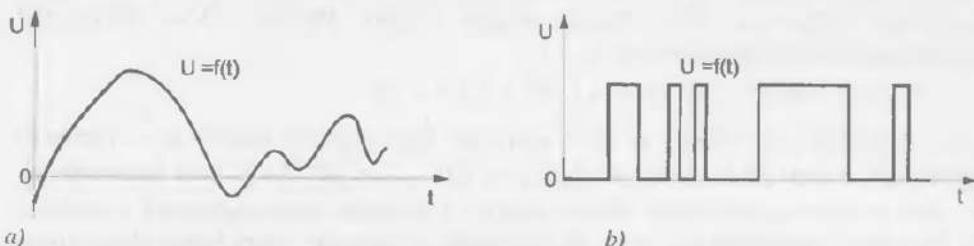
- a leképzendő és a leképző mennyiség időbeni lefolyása függvénykapcsolattal megadható;
- a leképző mennyiség változása folyamatos (bármilyen értéket felvehet).

#### 2. Digitális leképezés: (*Digitális*: – az angol *digit* (számjegy) szóból származtatható)

- a leképzendő és a leképző mennyiség időbeni lefolyása függvénykapcsolattal megadható;
- a leképző mennyiség változása nem folyamatos, hanem ugrásszerű (csak diszkrét értéket vehet fel).

Az analóg leképző mennyiség a megadott határok között tetszőleges értéket vehet fel, miközben a digitális leképző mennyiség csak meghatározott értékeket. Ennek megfelelően az információ megjelenési formája is kétféle lehet:

- *analóg mennyiség* (5.1.a ábra) és *digitális mennyiség* (5.1.b ábra).



5.1. ábra. Analóg jel (a) és digitális jel (b) ábrázolása

### 5.1.2. Számrendszer

#### A decimális számrendszer

A minden napjai életben a tízes vagy decimális számrendszeret használjuk. Ezt már az ókori egyiptomiak is használták, de a mai értelemben csak akkor vált teljessé; amikor a hinduk i.sz. 400 körül bevezették a nullát, és számjegyként alkalmazták. A hinduktól arab közvetítéssel jutott Európába. Itt először 1202-ben Fibonacci Liber Abaci című munkájában ismertette.

Egy  $N$  számot matematikailag az  $r$  az alábbi fogyó hatványai szerint rendezett több tagú kifejezés ad meg:

$$N = a_n \cdot r^n + a_{n-1} \cdot r^{n-1} + \dots + a_1 \cdot r^1 + a_0 \cdot r^0 + a_{-1} \cdot r^{-1} + \dots + a_{-(m-1)} \cdot r^{-(m-1)} + a_{-m} \cdot r^{-m} \quad (5.1)$$

ahol:  $r$  – a számrendszer alapja vagy alapszáma (egy természetes szám),

$a_k = 0$  és  $r-1$  közötti értékeket felvevő számok,

$k = n, n-1, \dots, 1, 0, -1, \dots, -(m-1), -m$  egész valós számok.

Az (5.1) kifejezés által meghatározott számot szimbolikusan a következőképpen szokás írni:

$$N = a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0, a_{-1} \dots a_{-(m-1)} a_{-m} \quad (5.2)$$

Itt a vessző a szám egész és törtrészét választja el. A szám törtrésze, amely a vesszötől jobbra található, sohasem nagyobb 1-nél. A szám értékét úgy is lehet tekinteni, mint számjegyeinek súlyozott összegét. A **súlyozást** az alapszám hatványa adja: a  $k$  helyértékű számjegy súlyozása  $r^k$ . A legnagyobb helyi értékű szám baloldalt van, a legkisebb helyértékű meg jobboldalt.

A tízes számrendszer alapja, amint az elnevezése is mutatja,  $r = 10$ . A számábrázoláshoz a 0-tól 9-ig terjedő tíz számjegyet használjuk.

#### Példaként:

Az  $N = 1421,4721$  szám szimbolikus ábrázolása:

$$N = 1 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 1 \cdot 10^0 + 4 \cdot 10^{-1} + 7 \cdot 10^{-2} + 2 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-4}.$$

#### Bináris számrendszer

A kettes vagy bináris számrendszer alapja  $r = 2$ , és a legkevesebb, vagyis csak két elemet használ a számok ábrázolásához. A kettes számrendszer számjegyei vagy más szóval bit-jei 0 és 1. A bit elnevezés a bináris számjegy angol megfelelőjének – **binary digit** – rövidítése. Ez a számrendszer tökéletesen összeegyeztethető a kétállapotú áramkörökkel felépített elektronikus számítógépek működésével.

Egy adott bináris szám értékét az (5.1) kifejezés adja meg, ahol  $r = 2$  és  $a_k = 0$  vagy 1. Szimbolikus jelölése az (5.2) kifejezés alapján történik. Például:  $N = 10111, 101$  szimbolikusan felírt bináris szám értéke:

$$N = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3}.$$

Az (5.1.) kifejezés alapján ki lehet számítani egy megadott bináris szám decimális megfelelőjét. A fenti példa esetén:  $1011,101_2 = 11,625_{10}$  (az indexbe írt tízes számrendszerbeli szám a számrendszer alapját jelzi). Fordítva, a decimális számrendszerből a binárisba való átalakítás (konverzió) valamivel bonyolultabb. A decimális szám kettes alapszámmal való sorozatos osztása után keletkező maradékok adják az adott szám bináris megfelelőjét.

Az eljárást az alábbi példa szemlélteti: – legyen az átalakítandó decimális szám 25.

Osztás 2-vel	Eredmény	Maradék	
$\frac{25}{2}$	= 12	1	Legkisebb helyértékű bit (LSB—Last Significant Bit)
$\frac{12}{2}$	= 6	0	
$\frac{6}{2}$	= 3	0	
$\frac{3}{2}$	= 1	1	
$\frac{1}{2}$	= 0	1	Legnagyobb helyértékű bit (MSB—Most Significant Bit)

A bináris számot a nyíl irányában olvasott maradékok képezik. Tehát  $25_{10} = 11001_2$ . Ezzel a szabályval kizárolag csak az egész decimális számokat lehet bináriássá átalakítani. A tizedes törtek bináris törtekké való átalakítása a kettes alapszámmal történő sorozatos szorzásom alapul. Az eredmény átvivendő mennyisége (az egész rész) képezi a keresett bináris törtet.

Legyen például az átalakítandó tizedestört  $0,6875$

Szorzás 2-vel	Átvitel	Eredmény
$0,6875 \times 2$	=   1 +	0,3750
$0,3750 \times 2$	=   0 +	0,7500
$0,7500 \times 2$	=   1 +	0,5000
$0,5000 \times 2$	=   1 +	0,0000

A bináris törtet az átvivendő mennyiségek nyíl irányában való felírása fejezi ki, vagyis  $0,6875_{10} = 0,1011_2$ .

### Pozitív és negatív bináris számok

Egy pozitív bináris szám éppen úgy mint egy decimális szám, lehet pozitív vagy negatív. A számítógépekben az előjel (+ plusz, - minusz) ábrázolása is csak 0 és 1 szimbólumokkal valósulhat meg, úgy, hogy a plusznak 0, a minusznak 1 felel meg. Ez az ún. előjelbit, amely után következik a szám abszolút értéke. Az 5.1. táblázat szemlélteti a 4-bites, előjel és abszolút érték ábrázolású bináris számokat, valamint azok decimális megfelelőjét.

Egy másik fontos ábrázolása a pozitív és negatív bináris számoknak az 1-es **kiegészítőszámábrázolás** vagy más névén az **1-es komplement**. Ebben a pozitív számok ábrázolása megegyezik az előjeles abszolút érték számábrázolással. A negatív számok ábrázolása viszont eltérő. Egy negatív szám az azonos abszolút értékű pozitív szám komplemente (1-es kiegészítője). Ha egy  $n$ -bites pozitív szám (az egyszerűség kedvéért egész szám) szimbolikus jelölése:

$$N_p = 0 \ a_{n-2} \ a_{n-3} \dots a_1 \ a_0, \quad (5.3)$$

akkor az azonos abszolút értékű negatív számé:

$$N_Q = 1 \ \bar{a}_{n-2} \ \bar{a}_{n-3} \ \dots \bar{a}_1 \ \bar{a}_0. \quad (5.4)$$

Decimális szám	Bináris számábrázolások		
	Előjel és abszolút érték	Egyes komplement	Kettes komplement
+7	0111	0111	0111
+6	0110	0110	0110
+5	0101	0101	0101
+4	0100	0100	0100
+3	0011	0011	0011
+2	0010	0010	0010
+1	0001	0001	0001
+0	0000	0000	0000
-1	1001	1110	1111
-2	1010	1101	1110
-3	1011	1100	1101
-4	1100	1011	1100
-5	1101	1010	1011
-6	1110	1001	1010
-7	1111	1000	1001
-8	-	-	1000

5.1. táblázat. Pozitív és negatív négy bites bináris számok ábrázolása

Az 1-es komplementű bináris szám valós értéke az előjelbit  $-(2^{n-1} - 1)$  súlyozásával kapható meg. A számítógép működése leegyszerűsödik, ha az előjelbit súlyozása megfelel az előjel nélküli  $n$ -bites bináris szám legnagyobb helyértékű bitjének kijáró  $2^{n-1}$  súlyozásával.

Az  $N_P$  pozitív szám, valamint az  $N_Q$  negatív szám értéke ezzel a súlyozással legyen  $N_P^{(1)}$ , illetve  $N_Q^{(1)}$ . A pozitív szám esetén, ha összevetjük az (5.2) és (5.3) szimbolikus alakokat valamint a (2.1) kifejezést, akkor:

$$N_P^{(1)} = N_P \quad (5.5)$$

A negatív szám esetén először is kiszámítjuk az  $N_P^{(1)} + N_Q^{(1)}$  összeget, amely az

$$a_k + \bar{a}_k = 1 \quad (k = n-1, n-2, n-3, \dots, 1, 0)$$

egyenlőség figyelembevételével:

$$N_P^{(1)} + N_Q^{(1)} = \underbrace{111\dots11}_n = \underbrace{100\dots00}_n - 1 = 2^n - 1$$

Végül is a fenti és az (5.5) egyenlőség alapján:

$$N_Q^{(1)} = 2^n - 1 - N_P. \quad (5.6)$$

A pozitív és negatív bináris számok legelterjedtebb ábrázolása a **2-es kiegészítőszámábrázolás** vagy más nevén a **2-es komplement**. A pozitív számok ábrázolása azonos a két előbbi számábrázolással. A negatív számok ábrázolása 1-es komplementból származik 1 hozzáadásával.

Egy  $n$ -bites pozitív szám (az egyszerűség kedvéért egész szám) szimbolikus jelölése:

$$M_P = 0 \ a_{n-2} \ a_{n-3} \dots \ a_1 \ a_0, \quad (5.7)$$

egy azonos abszolút értékű negatív számé pedig a következő összeg eredménye:

$$M_Q = 1 \bar{a}_{n-2} \bar{a}_{n-3} \dots \bar{a}_1 \bar{a}_0 + 1 \quad (5.8)$$

A 2-es komplement szám valós értéke az előjelbit  $-(2^{n-1})$  súlyozásával kapható meg. Ha a számítógép az előjelbit  $2^{n-1}$  súlyozását alkalmazza, akkor legyen az  $M_P$  és  $M_Q$  számok értéke  $M_P^{(2)}$ , illetve  $M_Q^{(2)}$ . A pozitív szám esetén az (5.7) és (5.3) szimbolikus alakok, valamint a (5.5) egyenlőség alapján:

$$M_P^{(2)} = M_P, \quad (5.9)$$

negatív szám esetén a (2.8) és (2.6) kifejezésekkel kapjuk:

$$M_Q^{(2)} = 2^n - M_P, \quad (5.10)$$

Az 5.1. táblázat szemlélteti a 4-bites pozitív és negatív bináris számok ábrázolását az előbbiekben tárgyalt három legelterjedtebb számábrázolási módszer segítségével.

### A hexadecimális számrendszer

A digitális technikában és a mikroszámítógépeknél elterjedt a *hexadecimális* (*tizenhatos*) számábrázolás használata is. Ennek a számrendszernek, mint ahogy az elnevezése is mutatja, az alapszáma 16. A számábrázoláshoz szükséges 16 számjegy közül az első 10 a decimális számrendszer 0-tól 9-ig terjedő számjegye. A következő 6 számjegyet (10-től 15-ig) *A, B, C, D, E* és *F* betűszimbólumok jelölik. Ezért a hexadecimális számábrázolást *alfanumerikusnak* is nevezik.

Hexadecimális számjegy	Bináris szám
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
A	1010
B	1011
C	1100
D	1101
E	1110
F	1111

A hexadecimális-decimális és a fordított átalakítás (*konverzió*) hasonló az előbbiekben bemutatott bináris-decimális, illetve a fordított átalakításhoz. A mikroszámítógépek alkalmazásánál nagyon fontos a hexadecimális-bináris és a bináris-hexadecimális átalakítás is.

A hexadecimális-bináris konverzió esetében, az (5.1) kifejezés alapján és az  $r^k = 16^k = 2^{4k}$  egyenlőség figyelembevételével, a hexadecimális szám minden számjegyét át lehet alakítani 4-bites bináris számmá (5.2. táblázat). Példaként a B5A hexadecimális számot így lehet kifejezni:

$$\begin{aligned} B5A &= (1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) \cdot 2^8 + \\ &\quad + (0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) \cdot 2^4 + \\ &\quad + (1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0) \cdot 2^0 \end{aligned}$$

vagyis:

$$\begin{aligned} B5A &= 1 \cdot 2^{11} + 0 \cdot 2^{10} + 1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + \\ &\quad + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 \end{aligned}$$

amely végül is szimbolikusan így írható:

$$B5A_{16} = 101101011010_2$$

**5.2. táblázat.** A hexadecimális számjegyek és bináris megfelelőik

Tehát egy hexadecimális szám bináris megfelelőjét nagyon egyszerűen kaphatjuk meg:

- a hexadecimális szám minden külön számjegyét átalakítjuk négy bites bináris számmá, amelyeket azután a megfelelő sorrendben egymás mellé írunk.

A bináris-hexadecimális átalakítás az előbbi eljárásnak a fordítottja. A bináris számot jobbról balra 4-bites csoportokba, ún. **tetrádokba** (angolul: *nibble*) osztjuk (a legnagyobb helyértékű csoport kevesebb számjegyből is állhat). Végül a tetrádok hexadecimális megfelelőit az adott sorrendben egymás mellé írjuk.

Például a **110110011** bináris szám átalakítása:

$$1\ 1011\ 0011_2 = 1B3_{16}$$

A digitális technikában (pl. a mikroszámlítógepekben) az információ bitszáma rendszerint 4 többszöröse (4, 8, 12, 16, 24, 32, 40, 48). A bináris-hexadecimális és a fordított átalakítási eljárás egyszerűsége miatt is célszerű a hosszú bináris számokat a négyzetre rövidebb hexadecimális megfelelőjükkel ábrázolni. Csak két hexadecimális számjegy szükséges annak az információnak a kifejezésére, amely 8 bitet foglal magába, és amelyet **bájt-nak** (*byte*) is neveznek.

### 5.1.3. Az információ kódolása

Az információ és az adat szavakat gyakran szinonimaként használják. Sokszor ez nem okoz problémát, de a pontos számítástechnikai terminológiában célszerű különbséget tenni köztük. Az **információ** valamely jelenségre vonatkozó értelmes közlést jelent, melynek általában az új (legalábbis akkor számára új) ismereteket szolgáltató része fontos a felhasználó részére. Általános megfogalmazásban az **információ** bizonyos fokú tájékozatlanságot szüntet meg. Az **adat** az információk a digitális rendszerekben (számítógépes rendszerekben) való konkrét megjelenési formája.

Az információ szimbólumok sokaságából áll. Ezek a szimbólumok az emberi beszéd esetén hangok, az írás esetében betük, míg a digitális áramkörök vagy számítógép esetében számjegyek. Egy szimbólumhalmaz meghatározott rendszere alkotja a **kódot**, amelyet **kódszavak** alkotnak (a szimbólumhalmaz elemeiből alkotott szimbólumsorozat). Két szimbólumhalmaz egymáshoz rendelését **kódolásnak** nevezzük. A kódszavak lehetnek fix- és változó szóhosszúságúak. A kódszavak képzésében többféle szimbólum fordulhat elő. Ennek megfelelően egy kód karakterkészlete szerint két fő csoportot különböztethetünk meg:

- **numerikus kódokat**: – a karakterkészlet csak számokat tartalmaz;
- **alfanumerikus kódokat**: – a karakterkészlet számjegyeket és betűket, valamint írásjeleket tartalmaz.

A következőkben a digitális technikában legelterjedtebb – két szimbólum (0 és 1) által felépíthető – **bináris kódokkal** foglalkozunk.

#### Bináris kódolású számrendszer

A tízes számrendszerben kifejezett adatokat a számítógépbe való bevitelnél bináris számrendszerbe kell átalakítani. A számítógép bináris számrendszerben adja meg az eredményeket, melyeket azután át kell alakítani decimális számrendszerbe. Kis számítógépek esetén az adatok átalakítása rendszerint több időt vesz igénybe, mint az adatfeldolgozás. Az átalakítás megkönnyítése végett nem az egész decimális számot alakítják át bináris számmá, hanem helyértékenként alakítják át binárisá. Ez az ún. **binárisan kódolt decimális** (BCD – Binary Coded Decimal) kód. minden decimális

számjegyet egy négyjegyű bináris szám ábrázol. A legelterjedtebb a *természetes BCD-kód* (5.3. táblázat). Ebben a kódban a decimális számokat a megfelelő négybites bináris szám ábrázolja. A számjegyelek súlyozása  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$  vagyis 1, 2, 4, 8. Ezért ezt 1248 súlyozású BCD-kódnak is nevezik.

Például  $47_{10}$  ebben a BCD-kódban így írható:  $47_{10} = 0100\ 0111_{BCD}$

Fordítva, ebben a BCD-kódban kifejezett szám decimális megfelelője:

$$1001\ 0101\ 0011_{BCD} = 953_{10}$$

Egy másik BCD-kód 1242 súlyozású. Ezt *Aiken-kódnak* is nevezik. A 0-tól 4-ig terjedő decimális számokat a megfelelő bináris számok, és az 5-től 9-ig terjedő decimális számokat a 11-től 15-nek megfelelő tetrádok ábrázolják (5.3. táblázat). Az Aiken-kód előnye a kilences komplementens képzése egyszerű bitenkénti komplementálással. A 9-es komplementens hasonló az 1-es komplementenshez. Egy decimális szám 9-es komplementese, ha a szám pozitív, akkor azonos az adott számmal, és ha a szám negatív, akkor az abszolút értékének összegé a 9-es komplementenssel 9-ét eredményez. A 9-es komplementens jelentősége a BCD-kódolású számok kivonásánál nyilvánul meg.

A *háromtöbbletes kód* vagy az ún. *Stibitz-kód (Excess 3-kód)* is hasonló előnyös tulajdonsággal rendelkezik a 9-es komplementens képzésénél, mint az Aiken-kód. A háromtöbbletes kód tetrádjai az 1248 súlyozású BCD-kód tetrádjainál hárommal nagyobbak.

A BCD kódolású számok összeadása valamelyest eltér a tiszta bináris számok összeadásától. Abban az esetben, ha egy decimális helyiérték összeadásának eredménye 9-nél nagyobb, vagy átvitel keletkezik, akkor ahhoz, hogy helyes eredményt kapunk, a helyiértékhez 6-ot kell hozzáadni. Ellenkező esetben az eredmény helyes. Például számítsuk ki BCD-kódban a következő összeadások eredményeit:

$12_{10} + 36_{10} \cdot 15_{10} + 36_{10}$	és	$17_{10} + 39_{10}$
$0001\ 0010_{BCD}$	$12_{10}$	
$0011\ 0110_{BCD}$	$+ 36_{10}$	
$0100\ 1000_{BCD}$	$48_{10}$	
$0001\ 0101_{BCD}$	$15_{10}$	$0001\ 0111_{BCD}$
$0011\ 0110_{BCD}$	$+ 36_{10}$	$0011\ 1001_{BCD}$
$0100\ 1011_{BCD}$		$0101\ 0000_{BCD}$
$0110_{BCD}$	$+ 6_{10}$	$0110_{BCD}$
$0101\ 0001_{BCD}$	$51_{10}$	$0101\ 0110_{BCD}$
		$+ 6_{10}$
		$56_{10}$

Lyukszaglag-lyukasztók és -leolvasók vagy térbeli kódoló átalakítók esetén nem ajánlatos az előbbi kódok alkalmazása. A kódolás vagy az olvasás eredményének egyértelműsége az egyik karakterről a másikra való átmenetnél nem biztosított. Példaként a decimális 7-ből (**0111**) a 8-ra (**1000**) való átmenetet nézve, 4 bit változik meg. Ha valamelyik átmenet a türések miatt előbb változik meg, mint a többi, akkor a bináris szám szekvenciája nem egycsak a valóságos decimális szám szekvenciájával.

A *ciklikusan permutált kódok*, amelyeknél csak egy bit változik meg egy-egy egységnyi decimális szám megváltozására, ezt a hibát küszöbölik ki. A legismertebb ciklikusan permutált kód a *Gray-kód*.

Decimális szám	Bináris kódok					
	BCD kód súlyozás: 8 4 2 1	Aiken kód súlyozás: 2 4 2 1	Excess-3 kód	Gray-kód	Johnson-kód	Hamming-kód
0	0000	0000	0011	0000	00000	0000000
1	0001	0001	0100	0001	00001	1101001
2	0010	0010	0101	0011	00011	0101010
3	0011	0011	0110	0010	00111	1000011
4	0100	0100	0111	0110	01111	1001100
5	0101	1011	1000	0111	11111	0100101
6	0110	1100	1001	0101	11110	1100110
7	0111	1101	1010	0100	11100	0001111
8	1000	1110	1011	1100	11000	1110000
9	1001	1111	1100	1101	10000	0011001

5.3. táblázat. A decimális számok bináris kódjai

A Gray-kód a legkisebb helyértékű számjegyek szimmetriatengelyek körül sorozatos tükrözéséből származik, minden 1-gel növelte a tükrözött helyértékeket.

A Johnson-kód egy ötbites kód amelynek jellemzője, hogy minden csakis elemben tör el két szomszédos kódszó, így a Gray-kóhoz hasonló előnyökkel rendelkezik (5.3. táblázat).

A Hamming-kód egy különleges bináris kód amelynek jellemzője, hogy bináris adatátvitel során hibajavításra alkalmas (5.3. táblázat). Az adatok digitális rendszereken való átvitele és tárolása zavarokkal járhat, amelyek az átviteli vezetékekre és a tárrak területére hatnak. A bináris helyértékeknek ezáltal okozott változásai az információ előállításában hibát okoznak. Ahhoz, hogy ilyen hibákat felismerjünk és adott esetben javíthassunk, a hasznos információt ellenőrző információval kell kiegészíteni (információ redundáns előállítása). (Az információ ismételgetése is lehetne egyfajta eljárás, de kimutatható, hogy igen kevésbé hatékony). Egy ilyen redundáns információ (kódszó) tehát két részből áll:

- a hasznos információt hordozó bitekből,
- nem hasznos információt hordozó bitekből (redundancia bitekből).

## ~~ Összefoglaló kérdések és feladatok:

1. Mi a különbség az analóg és a digitális mennyiségek között?
2. Ábrázolja szimbolikusan a következő decimális számokat:

$$N_1 = 154,14; N_2 = -3414,254; N_3 = 4876,4721.$$

3. Alakitsa át a következő decimális számokat bináris számmá és írja fel szimbolikus formában őket:  $N_1 = 226; N_2 = -1115,68; N_3 = 894,456$ .
4. Fejezze ki decimális és bináris formában a következő hexadecimális számokat:  $N_1 = C3F; N_2 = B7A; N_3 = FF2$ .
5. Miért van szükség az információ kódolására?
6. Mi a különbség és a hasonlóság a BCD-kód és a Gray-kód között?
7. Miért van szükség a digitális adatok ellenőrzésére és javítására?

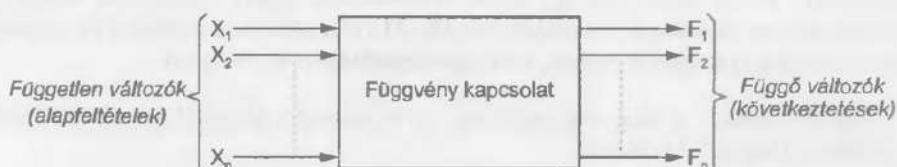
### 5.1.4. Logikai függvények

A szaktudományok a valóság egy-egy területét kívánják megismerni, a logika viszont a megismerés feltételeit vizsgálja. A logika – melynek tárgya a *gondolkodás* – segíti az egyes tudományágakat a valóság megismerésében, a megismert tényekből való helyes következtetések elérésében.

**George Boole** (1815-1864) angol matematikus volt az, aki a logikai törvényszerűségeket a matematika nyelvén fogalmazta meg, lehetővé téve a logikai következtetések mechanikus levezetését. Emiatt a logikai algebrát **Boole-algebra**nak is nevezik, bár a teljes Boolean algebra ez csak egy kis részét képezi. A kétértekű logika gyakorlati alkalmazásához igen alkalmas a kettes számrendszer, mivel két számjegyet használ fel az adatok reprezentálására. Igen egyszerűen megvalósítható az *igaz* és a *hamis* kijelentés hozzárendelése a két számjegyhez. Ennek megfelelően az igaz kijelentés logikai értéke „1”, a hamis kijelentés logikai értéke pedig „0”.

A logikai algebra a hagyományos algebrahoz hasonlóan változókat és állandókat használ. A logikai algebra csak kétféle állandót ismer: a 0-t és az 1-et. A logikai algebra változói olyan mennyiségek, amelyek a 0 és az 1 állapotokat vagy értékeket vehetik fel. A változók között, illetve a változók és az állandók között összefüggéseket adhatunk meg.

A logikai feltételek és az események közötti kapcsolatok matematikailag **logikai függvényekkel** írhatók le (5.2. ábra). A matematikai függvényekhez hasonlóan itt is megkülönböztetünk független és függő változókat. A logikai feltételeket **független változóknak**, a hatásukra bekövetkező eseményeket **függő változóknak** nevezzük.



5.2. ábra. A logikai függvény alapsémája

A változókat általában az ABC nagybetűvel jelöljük. A változók igaz voltát jelölésmenettel nagybetűvel (pl. A, B) a hamis voltát a nagybetű felé húzott vonallal jelöljük (pl.  $\bar{A}, \bar{B}$ ). A függvénykapcsolatokat logikai szimbólumokkal jelöljük:

„ $\wedge$ ” az **ÉS** kapcsolat (*használják a  $\wedge$  jelet is*)

„ $\vee$ ” a **VAGY** kapcsolat (*használják a  $\vee$  jelet is*), stb.

A logikai függvények esetében a független változók száma meghatározza a függvénykapcsolatok számát. Mivel a független változók két értékét vehetnek fel (0 és 1), n darab független változó esetén  $2^n$  kombinációt különböztethetünk meg. A függvénykapcsolatok száma:  $N = 2^2^n$ .

A logikai függvényeket csoportosíthatjuk:

- a logikai változók *időbeni függése* szerint és a logikai változók *száma* szerint. A változók időbeni változása szerint lehetnek:

**1. időfüggetlen logikai függvények:** – a függő változó értéke csak a független változó értékétől függ; általános alakban:

$$F = f(X_1, X_2, \dots, X_n);$$

Ezeket a függvényeket valósítják meg a *kombinációs logikai hálózatok*.

**2. időfüggő logikai függvények:** – a függő változó aktuális értékét nemcsak a független változók adott időpontban felvett értéke, hanem más időpillanatban felvett értékei is meghatározzák; általános formában:

$$F = f(X_{1t}, X_{2t}, \dots, F_{t-1}, X_{1(t-1)}, \dots).$$

Ezeket a függvényeket megvalósító hálózatokat nevezzük *sorrendi* vagy *szekvenciális hálózatoknak*.

A független változók száma szerint lehetnek:

- ◆ egyváltozós logikai függvények: – csak elméleti jelentőségük van, a gyakorlatban ritkán fordulnak elő;
- ◆ kétváltozós logikai függvények: – két független változóval rendelkeznek;
- ◆ többváltozós logikai függvények: – „n” számú független változót tartalmaznak, a gyakorlatban ezekkel találkozunk a leggyakrabban.

### Logikai függvények leírásmódjai

A logikai függvények többféle módon adhatók meg. Ezek a következők:

- a) **szöveges megadási mód:** – a független változók kombinációit, a logikai kapcsolatot, valamint a függő változó értékét szavakkal fogalmazzuk meg;
- b) **táblázatos leírásmód:** – a független változók értékvariációját és a függvénykapcsolat hatására létrejövő függő változók értékeit egy sorba írjuk egy függőleges vonallal elválasztva (*5.3.a ábra*). Ez egy olyan értéktáblázat, amely tartalmazza a függvény értékét minden lehetséges interpretáció esetén. Mivel a táblázat a feltételek és események közötti logikai igazságokat rögzíti, ezért *igazságtáblázatnak* nevezzük;
- c) **logikai vázlat:** – a függvénykapcsolatot az öt megvalósító áramköri szimbólumokkal ábrázoljuk (lásd a *5.3.b ábrát*);
- d) **algebrai alak:** – a független változókat a függvénykapcsolatra jellemző műveleti szimbólumokkal kapcsoljuk össze;

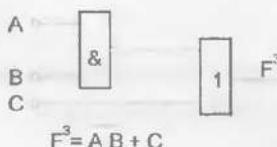
$$F^3 = (A \cdot B \cdot \bar{C} + \bar{B} \cdot C) \cdot \bar{A} \cdot B$$

*Megjegyzés:* – a fenti példában a “·” ÉS, a “+” VAGY logikai kapcsolatot jelent.

- e) **grafikus megadási mód:** – többféle ábrázolásmód közül csak hármat ismertünk.
  1. Veitch-tábla: – a függő változók értékeit egy cellákból álló diagramban ábrázoljuk; a független változókat a diagram kerete mentén jelöljük. Azokban a sorokban és oszlopokban, ahol jelölés van a független változó *igaz* értékű. A *3.2.c ábrán* egy kétváltozós tábla látható, melybe szemléltetésül a celláknak megfelelő változók állapotait is jelöltük.
  2. Karnaugh-tábla: – a Veitch-táblától annyiban különbözik, hogy a független változók értékvariációját tüntetjük fel a tábla kontúrai mentén. Erre láthatunk példát a *3.2.d ábrán*, melybe szemléltetésül a celláknak megfelelő változók állapotait is jelöltük.
  3. Állapotdiagram: – az időfüggő logikai függvények leírására alkalmas. A változók aktuális értékei körökben jelezzük. A köröket összekötő irányított vonalak a változás irányát jelölik. A jelölésmódot bemutató példát a *5.3.e ábra* szemlélteti.

A	B	$F^2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

a) táblázatos leírásmód



b) logikai vázlat

		B	
		$A\bar{B}$	$AB$
A	0	AB <sub>0</sub>	AB <sub>1</sub>
	1	AB <sub>2</sub>	AB <sub>3</sub>

c) Veitch-tábla

		B	
		0	1
A	0	AB <sub>0</sub>	AB <sub>1</sub>
	1	AB <sub>2</sub>	AB <sub>3</sub>

d) Karnaugh-tábla



e) állapotdiagram

5.3. ábra. Logikai függvények leírásmódjai

### Egyváltozós logikai függvények

Egy független változó esetén négy logikai függvénykapcsolat határozható meg. Ezek a következők (lásd az 5.4. táblázatot):

$F_0^1$  – soha függvény:  $F_0^1 = 0$ ; a függő változó 0 értékű, függetlenül a független változó értékétől (az  $F$  alsó indexe a függvénykapcsolat sorszámát jelöli);

$F_1^1$  – negáció (tagadás) függvény: a függő változó értéke mindenkor a független változó ellentétes értékét (negáltját) veszi fel (pl.  $F_1^1 = \bar{A}$  alakban írható fel);

$F_2^1$  – ismétlő függvény: a függő változó mindenkor a független változó értékét veszi fel (pl.  $F_2^1 = A$  alakban írható fel);

$F_3^1$  – mindenkor függvény: a függő változó értéke nem függ a független változó értékétől (pl.  $F_3^1 = 1$  alakban írható fel).

A	$F_0^1$	$F_1^1$	$F_2^1$	$F_3^1$
0	0	1	0	1
1	0	0	1	1

5.4. táblázat. Egyváltozós logikai függvények

### Kétváltozós logikai függvények

Két független változó esetén a logikai függvénykapcsolatok száma  $N = 2^{2^2} = 2^{2^2} = 16$  db. A függvénykapcsolatok igazságátáblázatát az 5.5. táblázat tartalmazza.

A	B	$F_0^2$	$F_1^2$	$F_2^2$	$F_3^2$	$F_4^2$	$F_5^2$	$F_6^2$	$F_7^2$	$F_8^2$	$F_9^2$	$F_{10}^2$	$F_{11}^2$	$F_{12}^2$	$F_{13}^2$	$F_{14}^2$	$F_{15}^2$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1

5.5. táblázat. Kétváltozós logikai függvények

$F_0^2 : - \text{Soha függvény } F_0^2 = 0.$

$F_1^2 : - \text{ÉS függvény } F_1^2 = A \cdot B.$  A függő változó értéke akkor és csak akkor 1 értékű, ha minden két független változó logikai értéke egyidejűleg 1.

$F_2^2 : - \text{Inhibitáló függvény } F_2^2 = A \cdot \bar{B}.$

$F_3^2 : - \text{Ismétlés függvény } F_3^2 = A.$

$F_4^2 : - \text{Inhibitáló függvény } F_4^2 = \bar{A} \cdot B.$

$F_5^2 : - \text{Ismétlő függvény } F_5^2 = B.$

$F_6^2 : - \text{Antivalencia (KIZÁRÓ VAGY) függvény } F_6^2 = \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B} = A \oplus B.$

$F_7^2 : - \text{VAGY függvény } F_7^2 = A + B.$  A független változó 1 értékű, ha bármelyik független változó egyenként vagy együttesen is 1 értékű. A kapcsolat műveleti szimbóluma “+”.

$F_8^2 : - \text{VAGY NEM (NOR) függvény } F_8^2 = \overline{A + B}.$  A logikai függvény értéke akkor és csak akkor 1, ha minden két független változó logikai értéke 0.

$F_9^2 : - \text{Ekvivalencia függvény } F_9^2 = A \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B} = A \Theta B.$  A függő változó értéke 1, ha a független változók logikai értéke megegyezik. A kapcsolat műveleti szimbóluma “ $\Theta$ ”.

$F_{10}^2 : - \text{Negáció függvény } F_{10}^2 = \bar{B}.$  A függő változó értéke minden a független változó ellentétes értékét veszi fel. A kapcsolat műveleti szimbóluma “ $\neg$ ” (*felülvonás*).

$F_{11}^2 : - \text{Implikáció függvény } F_{11}^2 = A + \bar{B}.$

$F_{12}^2 : - \text{Negáció függvény } F_{12}^2 = \bar{A}.$

$F_{13}^2 : - \text{Implikáció függvény } F_{13}^2 = \bar{A} + B.$

$F_{14}^2 : - \text{ÉS NEM (NAND) függvény } F_{14}^2 = \overline{A \cdot B}.$  A függvény logikai értéke akkor és csak akkor 0, ha minden két független változó értéke 1.

$F_{15}^2 : - \text{Mindig függvény } F_{15}^2 = 1.$  A függvény logikai értéke 1, függetlenül a független változók értékétől.

Az 5.5. táblázatot figyelmesen tanulmányozva megállapíthatjuk, hogy ha az ekvivalencia ( $F_7^2$ ) és az antivalencia ( $F_8^2$ ) függvény közé egy képzeletbeli szimmetriavonalat húzunk, a vonaltól azonos távolságra levő függvények egymás negáltjai.

Dual téTEL: – ha a logikai ÉS műveletet VAGY műveettel, valamint a 0-t 1-gyel (vagy 1-et 0-val) helyettesítjük, az eredeti függvény *duál függvényét* kapjuk meg.

### Többváltozós logikai függvények

A gyakorlati problémák megoldása során a legtöbbször többváltozós logikai függvényekkel találkozhatunk. Kettönél több független változó esetén, az előzőekben már megismert függvénykapcsolatokon kívül még számos függvénykapcsolat jön létre, amelyekkel terjedelmi okokból itt nem foglalkozunk.

### 5.1.5. A logikai algebra szabályai és alkalmazásuk

Egy adott gyakorlati problémát ha közvetlenül algebrai alakban megadott logikai függvény formájában írunk le, szinte elkerülhetetlen a redundancia (*túlhatározottság*).

Az algebrai formában megadott logikai függvények esetén a logikai algebra (Boolean-algebra) olyan azonosságokat illetve szabályokat fogalmazott meg, melyekkel ezek a függvények egyszerűbb alakra hozhatók.

### A logikai algebra szabályai

**1. Kommutatív szabály:** azonos logikai kapcsolatban levő változók sorrendje téteszöleges.

$$A + B = B + A \quad A \cdot B = B \cdot A \quad (5.11)$$

**2. Asszociatív szabály:** a művelet eredménye nem függ a műveletvégzés sorrendjétől.

$$(A + B) + C = (B + C) + A = (A + C) + B \quad (A \cdot B) \cdot C = (B \cdot C) \cdot A = (A \cdot C) \cdot B \quad (5.12)$$

**I. Disztributív szabály:**

$$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C) \quad A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C) \quad (5.13)$$

### A logikai algebra alaptételei

A logikai algebra alaptételei a következők:

$$A \cdot 0 = 0 \quad A + 0 = A \quad A \cdot 1 = A \quad (5.14)$$

$$A + 1 = 1 \quad (5.15)$$

$$A \cdot A = A \quad A + A = A \quad A \cdot \bar{A} = 0 \quad (5.16)$$

$$A + \bar{A} = 1 \quad (5.17)$$

$$\begin{array}{ll} \overline{A} = A & A \cdot (B + A) = A \\ \hline \end{array} \quad (5.18)$$

$$\begin{array}{ll} A \cdot B + A = A & \overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B} \\ \hline \end{array} \quad (5.19)$$

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B} \quad (\text{De Morgan-tétel}) \quad (5.20)$$

Az 5.14 – 5.18 alaptételek az igazságtáblázatból (5.5. táblázat) egyszerűen beláthatók.

Az 5.19. alaptétel ( $A \cdot (B + A) = A$ ) bizonyítása a következő:

- $A \cdot (B + A) = A \cdot B + A \cdot A$  (a disztributív szabály szerint).
- $A \cdot (B + A) = A \cdot B + A \cdot A = A \cdot B + A$  (az 5.16 alaptétel alapján).
- Felhasználva az 5.13 és 5.15 összefüggéseket:  $A \cdot B + A = A \cdot (B + 1) = A \cdot 1 = A$ .
- Következésképpen:  $A \cdot (B + A) = A$ .

Az 5.20. alaptételt **De Morgan-tételnek** nevezzük. Bizonyítása a következő:

- A bizonyítást igazságtábla segítségével végezzük. Felírjuk az egyenletek jobb és bal oldalán található összefüggések igazságértékét (5.6. táblázat).

$A$	$B$	$\bar{A} + \bar{B}$	$\bar{A} + \bar{B}$	$\bar{A} \cdot \bar{B}$	$\bar{A} \cdot \bar{B}$
0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0
1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	0	0

5.6. táblázat. A De Morgan-tétel bizonyítása

- A táblázatból látható, hogy  $\bar{A} \cdot \bar{B} = \bar{A} + \bar{B}$  és  $\bar{A} + \bar{B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$ .

A tételes téteszöleges számú független változóra igaz. Általánosan felírva:

$$\begin{array}{l} \overline{A \cdot B \cdot C \cdot \dots} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots \\ \hline \overline{A + B + C + \dots} = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \dots \end{array} \quad (5.21)$$

A logikai algebra alkalmazása

A következő megoldott feladatban a logikai algebra szabályait és tételeit alkalmazzuk.

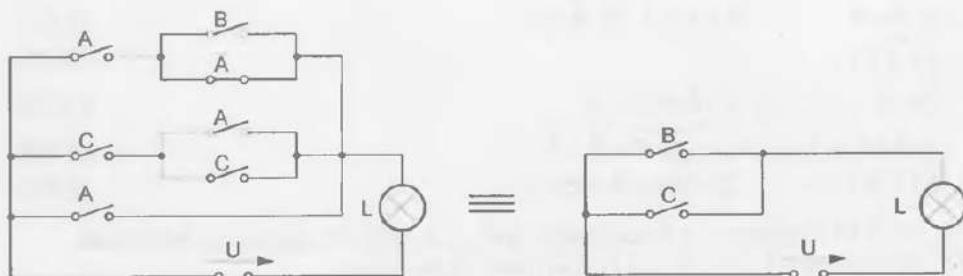
**Feladat:** Egyszerűsítsük az alábbi logikai függvényt!

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

Megoldás:

- A disztributív szabályt alkalmazva:  $F^3 = A \cdot B + A \cdot \bar{A} + A \cdot C + C \cdot C + B$ .
- Mivel  $A \cdot \bar{A} = 0$ ,  $C \cdot C = C$ ,  $\Rightarrow F^3 = A \cdot B + A \cdot C + C + B$ .
- Átrendezve az egyenletet:  $F^3 = B \cdot (A + 1) + C \cdot (A + 1)$ .
- Mivel  $A + 1 = 1$ , kapjuk:  $F^3 = B \cdot 1 + C \cdot 1$ .
- Mivel  $B \cdot 1 = B$  és  $C \cdot 1 = C$ , kapjuk:  $F^3 = B + C$ .

Az 5.4. ábra az eredeti és az egyszerűsített logikai függvényt megvalósító áramkört szemlélteti.



5.4. ábra. Logikai függvényt megvalósító áramkör egyszerűsítése

Összefoglaló feladatok:

**1 Feladat:** Egyszerűsítsük az alábbi kifejezéseket!

- $F^3 = \bar{A} \cdot B \cdot C + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{C} + A \cdot B \cdot C + A \cdot \bar{B} \cdot C$
- $F^4 = C \cdot (A + B) + D \cdot (B + C) + \bar{B} \cdot D + D \cdot C$
- $F^3 = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C + \bar{A} \cdot B \cdot C + A \cdot B \cdot C$

**2. Feladat:** Igazoljuk a következő azonosságokat!

- $\bar{A} \cdot B + A = A + B$
- $(A + B) \cdot (\bar{A} + C) = \bar{A} \cdot B + A \cdot C$

### 5.1.6. A logikai függvények szabályos alakjai

Az algebrai alakban megadott logikai függvények hátránya, hogy egy függvényt több egymással ekvivalens módon is felírhatunk. Ezt a hátrányt a logikai függvények szabályos (kanonikus) alakjának az alkalmazása kúszóból ki, amelyek segítségével egy függvény csak egyetlen algebrai alakban írható fel. A logikai függvények szabályos alakjának ismeretéhez néhány alapvető fogalmat kell tudni.

Term: – a független változók azon csoportja, amelyeket azonos logikai kapcsolatra jellemző szimbólummal kötünk össze.

Minterm: – a független változók logikai ÉS kapcsolata, amelyben minden változó (igaz vagy tagadott formában) egyszer és csak egyszer szerepel.

Jelölése:  $m_i^n$ , ahol •  $n$  – minterm

- $n$  – a független változók száma
- $i$  – a minterm sorszáma (indexzáma)

A minterm sorszámát bináris kód alapján a term változóiból képezzük. A változókat jobbról balra növekvő sorrendű bináris helyértéknek tekintjük, majd az igaz változókat 1-nek, a tagadott változókat 0-nak tekintve a keletkezett bináris számot decimálissá alakítjuk.

Példa átalakításra:

$$A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot D \quad 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 4 + 1 = 5 \Rightarrow m_5^4$$

Maxterm: – a független változók logikai VAGY kapcsolata, amelyben minden változó (igaz vagy tagadott formában) egyszer és csak egyszer szerepel.

Jelölése:  $M_j^n$ , ahol •  $M$  – maxterm

- $n$  – a független változók száma
- $j$  – a maxterm sorszáma (indexzáma)

A maxterm sorszámát a mintermekhez hasonlóan számítjuk ki.

Példa átalakításra:

$$\bar{A} + B + C + \bar{D} \quad 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 4 + 2 = 6 \Rightarrow M_6^4$$

A szabályos alakú logikai függvényeket két jellemző csoportra oszthatjuk.

Diszjunktív szabályos alak: – olyan logikai függvény, mely mintermek VAGY kapcsolatából áll.

Például:

- $F^4 = A \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} + A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D}$
- $F^4 = m_{10}^4 + m_2^4 + m_{13}^4 + m_0^4$

Konjunktív szabályos alak: – olyan logikai függvény, mely maxtermek ÉS kapcsolatából áll.

Például:

- $F^4 = (A + \bar{B} + C + \bar{D}) \cdot (A + \bar{B} + \bar{C} + \bar{D}) \cdot (\bar{A} + \bar{B} + C + \bar{D})$
- $F^4 = M_{10}^4 + M_8^4 + M_2^4$  (átalakítva)

Az egyszerűbb írásmód érdekében egy logikai függvényt megadhatunk a termek sorszámaival is.

Diszjunktív szabályos alak esetén:

$$\bullet F^4 = m_{10}^4 + m_2^4 + m_{13}^4 + m_0^4$$

$$\bullet F^4 = \sum^4(0, 2, 10, 13)$$

– ahol a  $\sum$  jel a logikai VAGY kapcsolatot, kitevője a független változók számát, a  $(0, 2, 10, 13)$  a mintermek sorszámát jelöli.

Konjunktív szabályos alak esetén:

$$\bullet F^4 = M_{10}^4 + M_8^4 + M_2^4 \text{ (átalakítva)}$$

$$\bullet F^4 = \prod^4(2, 8, 10)$$

– ahol a  $\prod$  jel a logikai ÉS kapcsolatot, kitevője a független változók számát, a  $(2, 8, 13)$  a mintermek sorszámát jelöli.

A sorszámokkal megadott logikai függvények nagy előnye a könnyű kezelhetőség és sok változó esetén kicsi a felíráskor elkövethető tévesztés lehetősége. Az általánosított De Morgan-azonosságok lehetővé teszik a mintermek és maxtermek közötti átalakítást. Az átalakítás szabályai általános formában a következők:

$$m_i^n = \overline{M}_{2^n-1-i}^n \quad (5.22)$$

$$M_i^n = \overline{m}_{2^n-1-i}^n \quad (5.23)$$

Az átalakításokra láthatunk példákat az 5.7. és 5.8. táblázatokban.

$m_i^n$	$i$	$j$	$\overline{M}_j^n$
$A \cdot B \cdot C$	7	0	$\overline{\overline{A} + \overline{B} + \overline{C}}$
$\overline{A} \cdot B \cdot \overline{C}$	2	5	$\overline{A + \overline{B} + C}$
$A \cdot \overline{B} \cdot C$	5	2	$\overline{\overline{A} + B + \overline{C}}$

5.7. táblázat. Mintermek maxtermekké alakítása

$$j = 2^n - 1 - i$$

$M_i^n$	$i$	$j$	$\overline{m}_j^n$
$A + B + C$	7	0	$\overline{\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}}$
$\overline{A} + \overline{B} + \overline{C}$	0	7	$\overline{A \cdot B \cdot C}$
$A + \overline{B} + \overline{C}$	4	3	$\overline{\overline{A} \cdot B \cdot C}$

5.8. táblázat. Maxtermek mintermekké alakítása

$$j = 2^n - 1 - i$$

A minterm-maxterm átalakításhoz hasonlóan történik a diszjunktív-konjunktív függvényátalakítás is. A diszjunktív konjunktív alak logikai kapcsolatai egymásnak negáljai, így kézenfekvő, hogy az átírást kétszeres negálással oldhatjuk meg. Az átírás módját kövessük végig egy példán.

**Feladat:** Írjuk át az alábbi diszjunktív alakban megadott függvényt, konjunktív formára!

$$F^3 = \sum^3(2, 3, 5)$$

**Megoldás:**

- Felírjuk a mintermeket, amelyek a megadott függvényben nem szerepelnek (első negálás):  $\overline{F}^3 = \sum^3(0, 1, 4, 6, 7)$ .

- A kapott mintermeket átírjuk maxtermmé:  $m_0^3 = \overline{M}_{8-1-0}^3 = \overline{M}_7^3$ ;  $m_1^3 = \overline{M}_{8-1-1}^3 = \overline{M}_6^3$ ;

$$m_4^3 = \overline{M}_{8-1-4}^3 = \overline{M}_3^3; m_7^3 = \overline{M}_{8-1-6}^3 = \overline{M}_1^3 \quad m_7^3 = \overline{M}_{8-1-7}^3 = \overline{M}_0^3$$

- Ezek alapján felírható a következő azonosság:

$$\overline{F}^3 = \sum^3(0, 1, 4, 6, 7) = \sum\left(\overline{M}_0^3, \overline{M}_1^3, \overline{M}_3^3, \overline{M}_6^3, \overline{M}_7^3\right).$$

- A kapott függvényre alkalmazzuk a De Morgan-azonosságot (*második negálás*).

$$\overline{\overline{F}}^3 = F^3 = \overline{\sum^3(\overline{M}_0^3, \overline{M}_1^3, \overline{M}_3^3, \overline{M}_6^3, \overline{M}_7^3)} = \prod^3(0, 1, 3, 6, 7).$$

- Az eredmény tehát:

$$F^3 = \overline{\sum^3(2, 3, 5)} = \prod^3(0, 1, 3, 6, 7).$$

A logikai függvények szabályos alakjának igen nagy jelentősége van, mivel a logikai hálózatok tervezésénél használt szisztematikus (módszeres) függvényegyszerűsítő eljárásokat csak szabályos alak esetén lehet alkalmazni. Nem szabályos alakú függvényeket vagy Boole-algebrai azonosságokkal lehet egyszerűsíteni, vagy a függvényt szabályossá kell tenni.

### 5.1.7. Logikai függvények egyszerűsítése

A műszaki gyakorlatban a logikai hálózatok gazdaságos megvalósításának alapfeltétele, hogy az áramkört lehetőleg a legkevesebb áramköri elem segítségével építsük fel. A hálózat működését leíró logikai függvények általában nem a legegyszerűbb formában állnak rendelkezésre. Ezért szükséges a logikai függvényeket egyszerűsítő eljárások ismerete.

#### Boole-algebrai egyszerűsítés

A logikai függvények egyszerűsítése Boole-algebrai azonosságok felhasználásával elvileg a legegyszerűbb egyszerűsítési mód. Hiányossága ennek az eljárásnak, hogy bonyolultabb függvények esetén az egyszerűsítés igen körülményes és egyáltalán nem biztos, hogy a legegyszerűbb megoldáshoz jutunk. Ezt a problémát oldják meg a szisztematikus egyszerűsítési eljárások.

#### Szisztematikus (módszeres) egyszerűsítési eljárások

A szisztematikus (módszeres) egyszerűsítési eljárások nagy előnye, hogy a logikai függvények egyszerűsítését mechanikussá teszik. Alkalmazásukkal lehetővé válik, hogy biztosan a logikai függvény legegyszerűbb formáját kapjuk meg. A szisztematikus egyszerűsítési eljárások elve a logikai algebra két azonosságán alapszik:

$$(A + B) \cdot (A + \overline{B}) = A + B \cdot \overline{B} = A + 0 = A$$

$$A \cdot B + A \cdot \overline{B} = A \cdot (B + \overline{B}) = A \cdot 1 = A$$

Azaz ha két szabályos term csak egyetlen változó logikai értékében tér el egymástól, akkor a két term összevonható és a képződött új termben csak azon változók szerepelnek, melyek minden termben azonos logikai értékűek voltak. Az azonosságok sorozatos ismétlésével jutunk el az egyszerűsített függvényhez.

Grafikus egyszerűsítő módszereket *Veitch* és *Karnaugh* dolgozott ki. Alkalmazásuk maximum négy független változóig tekinthető egyszerűnek, négy változó felett nem célszerű alkalmazni. Az egyszerűsítendő logikai függvényt négyzetekből (*cellák*ból) álló diagramban ábrázoljuk. A diagramot alkotó cellák számát  $n$  változó esetén az  $N = 2^n$  összefüggés segítségével határozzuk meg.

Minden egyes cella egy szabályos termet képvisel. Az egymás mellet levő cellákban olyan termek vannak, amelyek *egy és csak egy változó logikai értékében különböznek egymástól.*

A **Karnaugh-táblában** a cellák és termek kapcsolatát, a diagram oszlopainak és sorainak bináris kódolásával adjuk meg (5.5. ábra).

A **Veitch-táblában** a cellák és termek kapcsolatát a termekből képzett bináris szám decimális értékével és az egyes változók igaz értékéhez tartozó oszlopok és sorok megjelölésével adjuk meg (5.6. ábra).

	B	0	1
A	0	$\bar{A}\bar{B}$	$\bar{A}B$
1	1	$A\bar{B}$	$AB$

5.5. ábra. Karnaugh-tábla

	B	
A	0	1
1	2	3

5.6. ábra. Veitch-tábla

### Karnaugh-tábla

Egyváltozós tábla: – egy független változónak (pl. A) két lehetséges állapota lehet, tehát ebben az esetben a tábla két darab cellát tartalmaz (5.7.a ábra). A cella kontúrjai mellett a független változó logikai értékét, a cella sarkán a változó betűjelét tüntetjük fel. Az érhetőség kedvéért a cellákba be vannak írva az általuk képviselt termek.

Kétváltozós tábla: – két független változónak (pl. A, B) négy lehetséges állapota lehet, tehát ebben az esetben a tábla négy darab cellát tartalmaz (5.7.b ábra). Az érhetőség kedvéért a cellákba be vannak írva az általuk képviselt termek.

Háromváltozós tábla: – három független változónak (pl. A, B, C) nyolc lehetséges állapota lehet, tehát ebben az esetben a tábla nyolc darab cellát tartalmaz (5.7.c ábra).

Négyváltozós tábla: – négy független változónak (pl. A, B, C, D) 16 lehetséges állapota lehet, tehát ebben az esetben a tábla 16 darab cellát tartalmaz (5.7.d ábra).

	A
0	A

a) egyváltozós

	B	0	1
A	0	$\bar{A}\bar{B}$	$\bar{A}B$
1	1	$A\bar{B}$	$AB$

b) kétváltozós

	BC	00	01	11	10
A	0				
1	1				

c) háromváltozós

	CD	00	01	11	10
AB	00				
01					
11					
10					

d) négyváltozós

5.7. ábra. Karnaugh-táblák

Egy szabályos logikai függvény a Karnaugh-táblában úgy ábrázolható, hogy azon cellákba írunk 1-eket, melyek a függvényben levő termeket képviselik. A Karnaugh-tábla univerzálisan tekinthető, mivel minden mintermek minden a maxtermek ábrázolására ugyanaz a tábla használható.

**1. Feladat:** Ábrázoljuk Karnaugh-táblában a következő logikai függvényt!

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

- A logikai függvény Karnaugh-tábláját az 5.8. ábra szemlélteti.

A Karnaugh-tábla segítségével történő függvény-egyszerűsítés (tömbösítés) azon alapul, hogy az egy változó logikai értékében különböző szabályos termek párosával összevonhatók. Azokat a cellákat kell megkeresni és összekapcsolni, amelyek az összevonható termeket jelképezik. Ezek alapján párosával összekapcsolhatók egymással:

		BC	00	01	11	10
		A	0			
		0	1		1	
		1	1		1	1

5.8. ábra.

		CD	00	01	11	10
		AB	00			
		00	1			1
		01	1	1		1
		11	1	1		
		10	1			1

5.9. ábra.

- ♦ az egymás melletti 1-et tartalmazó cellák;
- ♦ a sorok és oszlopok szélein levő 1-et tartalmazó cellák.

Az összekapcsolás (tömbösítés) során maximális számú 1-et tartalmazó tömbök kialakítására kell törekedni. A kialakított tömbben levő 1-esek száma *kettő egész számu többszöröse* kell legyen (pl. 1, 2, 4, 8, 16, ...). Egy már tömbösített cellát új tömb képzésénél akkor lehet felhasználni, ha az új tömb még nem tömbösített termet is tartalmaz. Kövessük végig egy logikai függvény egyszerűsítését az előbb ismertetett szabályok alkalmazásával.

**2. Feladat:** Egyszerűsítsük az alábbi logikai függvényt!

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

- A logikai függvény Karnaugh-tábláját és a kialakítható tömböket ( $T_1, T_2, T_3, T_4$ ) az 5.9. ábra szemlélteti. Az egyszerűsítés menete:

$$T_1 = \bar{C} \cdot \bar{D}$$

$$T_2 = \bar{A} \cdot \bar{D}$$

$$T_3 = B \cdot \bar{C}$$

$$T_4 = \bar{B} \cdot \bar{D}$$

- Az egyszerűsített logikai függvény:  $F^4 = \bar{C} \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot \bar{D} + B \cdot \bar{C} + \bar{B} \cdot \bar{D}$

### Veitch-tábla

A logikai függvények két szabályos alakjának megfelelően Veitch kétféle táblát vezetett be. A **minterm táblát** a diszjunktív szabályos függvények számára és a **maxterm táblát** a konjunktív szabályos függvények számára. A független változók logikai értékeit a tábla kontúrja mentén húzott vonallal tüntetjük fel, és a cellákba beírjuk az ábrázolt term sorszámát.

Minterm táblák:

Egy, két-, három- és négyváltozós minterm-tábla látható az 5.10.a), b), c), és d) ábrán.

 a) egyváltozós	 b) kétváltozós	 c) háromváltozós	 d) négyváltozós
--------------------	--------------------	----------------------	---------------------

5.10. ábra. Minterm-táblák

Maxterm táblák:

A maxterm tábla felrajzolásához legegyszerűbben úgy juthatunk, ha a mintermből maxtermbe való átírás szabályait követjük. Azaz képezzük a változók negáltját és a cellák sorszámait kiegészítjük (átsorszámozzuk a cellákat az  $i_M = 2^n - 1 - i_m$  összefüggés alapján). Egy, két-, három- és négyváltozós maxterm-tábla látható a 5.11.a), b), c), és d) ábrán.

 a) egyváltozós	 b) kétváltozós	 c) háromváltozós	 d) négyváltozós
--------------------	--------------------	----------------------	---------------------

5.11. ábra. Maxterm-táblák

A logikai függvények egyszerűsítéshez szükséges csoportok (tömbök) képzése a Veitch-táblában ugyanúgy történik, mint a Karnaugh-tábla esetében.

**Feladat:**

Ábrázoljuk és egyszerűsítük az alábbi logikai függvényt Veitch tábla felhasználásával!

		C	
		1	0
1		0	1
1	4	1	5
12	1	3	2
8	9	11	10
A		B	
D			

5.12. ábra.

$$F^4 = \sum^4(0, 1, 4, 5, 8, 10, 12, 14)$$

- A függvény Veitch-táblában való ábrázolását az 5.12. ábrán láthatjuk (*minterm tábla*).
- Ha az ábrán szaggatott vonallal jelzett csoportosítást használjuk, az egyszerűsített logikai függvény:

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

A két grafikus egyszerűsítési eljárás – mint tapasztalható volt – csak jelölésmódban tér el. Az algebrai alakban megadott logikai függvények esetén a Karnaugh-tábla, míg a sorszámos alakban adott függvények esetén a Veitch tábla használata célszerű.

**Összefoglaló feladatok:**

1. Határozza meg a következő logikai függvények szabályos alakját:
  - $F^3 = B + \overline{A} \cdot C$ ; b)  $F^3 = A \cdot B + \overline{A} \cdot \overline{C}$ ; c)  $F^3 = A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot C$
2. Határozza meg a következő termek sorszámait:
  - $\overline{A} \cdot B \cdot C$ ; b)  $\overline{A} \cdot B \cdot \overline{C}$ ; c)  $\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C \cdot D$ ; d)  $A \cdot \overline{B} \cdot C \cdot \overline{D}$
3. Írja át konjunktív alakba a következő logikai függvényeket:
  - $F^3 = \sum^3(0, 2, 5, 6)$ ; b)  $F^3 = \sum^3(1, 3, 4, 6)$
4. Írja át diszjunktív alakba a következő logikai függvényeket:
  - $F^3 = \prod^3(0, 1, 3, 5)$ ; b)  $F^3 = \prod^3(1, 4, 6)$ ; c)  $F^4 = \prod^4(3, 5, 7, 9)$
5. Ábrázolja Veitch-táblában a következő logikai függvényeket:
  - $F^3 = \sum^3(1, 2, 5, 6)$ ; b)  $F^3 = \prod^3(0, 1, 4, 6)$  c)  $F^4 = \sum^4(0, 1, 4, 5, 11, 15)$
6. Határozza meg a következő logikai függvények legegyszerűbb alakját:
  - $F^3 = \prod^3(2, 3, 4, 6)$
  - $F^4 = A \cdot B \cdot C + \overline{A} \cdot C \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + A \cdot \overline{B} \cdot C + A \cdot \overline{B} \cdot C \cdot \overline{D}$
  - $F^4 = A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + B \cdot C \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot B \cdot \overline{D} + \overline{B} \cdot C + \overline{B} \cdot C \cdot \overline{D}$
  - $F^4 = \sum^4(0, 2, 3, 4, 5, 11, 15)$

## 5.2. Logikai hálózatok

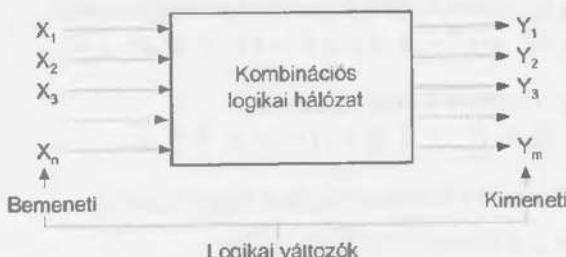
A logikai algebrával foglalkozó fejezetben már láttuk, hogy a logikai tervezés során a megoldandó feladat által felvetett összefüggéseket logikai függvényé alakítjuk át. Ezután a logikai függvényt egy megfelelő eljárással egyszerűsítjük. A következő igen fontos lépés az egyszerűsített logikai függvények műszaki megvalósítása.

Ez és a következő fejezet a logikai függvényeket megvalósító logikai hálózatokkal foglalkozik. A logikai függvények az időtől való függés szerint lehetnek *időfüggetlen*, és *időfüggő* logikai függvények. Ennek megfelelően az öket megvalósító logikai hálózatok is két csoportra oszthatók:

- 1. kombinációs hálózatokra:** – időfüggetlen logikai függvényeket valósítanak meg;
- 2. sorrendi (szekvenciális) hálózatokra:** – időfüggő logikai függvényeket valósítanak meg.

A logikai rendszerek megvalósítása az építőelem-elv alapján történik. Ez lehetővé teszi különféle célokat szolgáló logikai áramkörök gyors és gazdaságos tervezését és kivitelezését. A kombinációs logikai hálózatoknak két alapvető jellegzetessége van:

- memória nélküli logikai áramkörök (kimeneti logikai jel csak a bemeneti logikai jelek jelenléte esetén van).
- a kimeneti logikai változókat ( $Y_k$ ) az adott időpontban megjelenő bemeneti logikai változók határozzák meg       $Y_k = f_k(X_1, X_2, \dots, X_n)$  (lásd az 5.13. ábrát).



5.13. ábra. Egy kombinációs logikai hálózat tömbvázlatá

### 5.2.1. Kombinációs logikai hálózatok

Műszakilag a logikai függvények megvalósítása a felhasználás jellegétől függ. Egy adott logikai függvény megvalósítható diszkrét elemek (jelfogó, ellenállás, dióda, tranzisztor) felhasználásával is. Azonban a jelenlegi technikai színvonal integrált áramkörök (rövidítve **IC**; *Integrated Circuit*=Integrált áramkör, angol kifejezés) felhasználását követeli meg. A logikai alapfüggvényeket megvalósító áramköri elemeket *logikai kapuknak* (*logic gates*) nevezzük. Egy digitális integrált áramkörben – az áramkör bonyolultságától függően – egy vagy több logikai kapu található.

A NEGÁCIÓ, ÉS, valamint a VAGY alapműveleteknek megfelelően a 5.14., 5.15. és 5.16. ábra szemlélteti az inverter, ÉS (AND), VAGY (OR) kapu logikai rajzjelét és igazságtáblázatát. A kapuk logikai rajzjeleként két elterjedt szabvány által előírt rajzjelek használatosak: az egyik az amerikai IEEE szabványa, a másik a nemzetközi IEC szabványa (négyzetes típusú rajzjel, amely megegyezik a magyar szabvánnyal MSZ 9200-53).



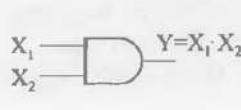
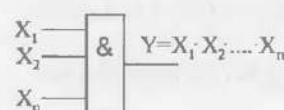
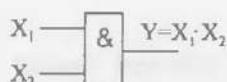
a) szabványos rajzjel

b) használt rajzzel

5.14. ábra. NEM ( Inverter ) kapu rajzjele

Bemeneti változó	Megvalósított logikai függvény
X	$Y = \bar{X}$
0	1
1	0

c) igazságítablázat



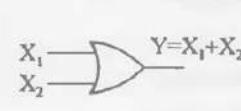
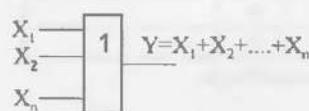
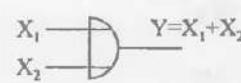
a) szabványos rajzjel

b) használt rajzzel

5.15. ábra. ÉS ( AND ) kapu rajzjele

Bemeneti változók	Megvalósított logikai függvény
$X_1$	$Y = X_1 \cdot X_2$
0	0
0	0
1	0
1	1

c) igazságítablázat



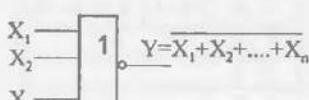
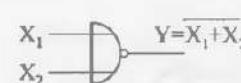
a) szabványos rajzjel

b) használt rajzzel

5.16. ábra. VAGY ( OR ) kapu rajzjele

Bemeneti változók	Megvalósított logikai függvény
$X_1$	$Y = X_1 + X_2$
0	0
0	1
1	1
1	1

c) igazságítablázat



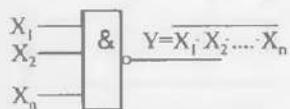
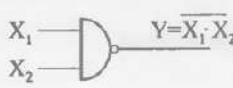
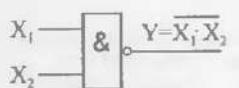
a) szabványos rajzjel

b) használt rajzzel

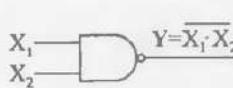
5.17. ábra. VAGY-NEM ( NOR ) kapu rajzjele

Bemeneti változók	Megvalósított logikai függvény
$X_1$	$Y = \overline{X_1 + X_2}$
0	1
0	0
1	0
1	0

c) igazságítablázat



a) szabványos rajzjel



b) használt rajzjel

Bemeneti változók		Megvalósított logikai függvény
$X_1$	$X_2$	$Y = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

c) igazságtáblázat

5.18. ábra. ÉS-NEM (NAND) kapu rajzjele

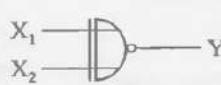
A logikai hálózatok egyszerűbb felépítése érdekében nemcsak 2 bemenetű kapukat fejlesztettek ki, hanem 3, 4 és 8 bemenetűeket is. Ugyancsak a logikai hálózatok leegyszerűsítését szolgálja az EKVIVALENCIA függvény, a KIZÁRÓ-VAGY (EXCLUSIVE-OR) kapu és az ÉS-VAGY-NEM (AND-OR-NOT) kapu.

Az EKVIVALENCIA függvény (5.19. ábra) által megvalósított logikai művelet jelölése:

$$Y = A \Theta B = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$$



$$Y = X_1 \cdot \overline{X}_2 + X_1 \cdot X_2$$



Bemeneti változók		Megvalósított logikai függvény
$X_1$	$X_2$	$Y = \overline{X}_1 \cdot \overline{X}_2 + X_1 \cdot X_2$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

c) igazságtáblázat

a) szabványos rajzjel

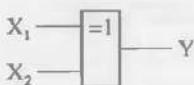
b) használt rajzjel

5.19. ábra. EKVIVALENCIA-függvény rajzjele

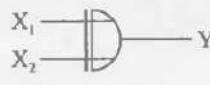
A KIZÁRÓ-VAGY kapu (5.20. ábra) által végrehajtott logikai művelet (az ekvivalencia-függvény negálja) jelölése:

$$Y = A \oplus B = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$$

Ezt a függvényt antivalenciának is nevezik, mert értéke csak akkor 1, ha a bemeneti változók ellentétes értékűek (0 és 1).



$$Y = X_1 \cdot \overline{X}_2 + X_1 \cdot X_2$$



Bemeneti változók		Megvalósított logikai függvény
$X_1$	$X_2$	$Y = \overline{X}_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot \overline{X}_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

c) igazságtáblázat

a) szabványos rajzjel

b) használt rajzjel

5.20. ábra. ANTIVALENCIA (KIZARO-VAGY) - függvény rajzjele

### Funkcionálisan teljes rendszerek

Funkcionálisan teljes rendszernek nevezzük azokat a logikai függvényeket megvalósító kapukat, amelyekből bármilyen tetszőleges hálózat megvalósítható.

**1. NEM-ÉS-VAGY rendszer.** Tetszőleges logikai függvény kifejezhető az ÉS, a VAGY és a NEGÁCIÓ műveletet megvalósító logikai kapuk megfelelő kombinációjával.

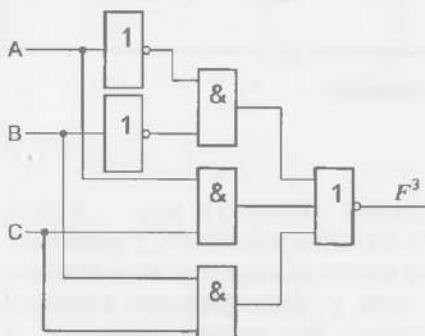
☞ Példa: –valósitsuk meg logikai hálózattal a következő logikai függvényeket:

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

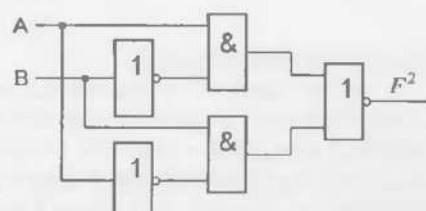
$$F^3 = A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B$$

A függvényeket megvalósító hálózatok az 5.21. és 5.22. ábrán láthatók

A gyakorlati megvalósítás szempontjából a NEM-ÉS-VAGY rendszer nem terjedt el, mivel áramkori szempontból sokkal egyszerűbb az ÉS és a VAGY-kapu helyett a NEM-ÉS (*NAND*), illetve a NEM-VAGY (*NOR*) kapu megvalósítása.



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



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

**2. NAND-rendszer.** A De Morgan azonosságokból következik, hogy az ÉS, NEM és VAGY függvények átírhatók *NAND* függvényé. A szükséges átalakítások a következők:

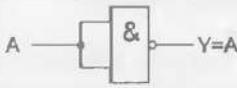
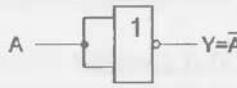
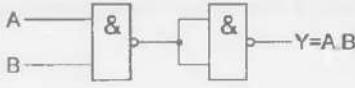
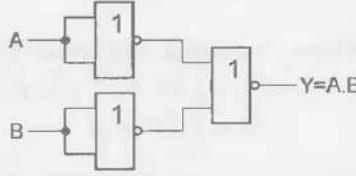
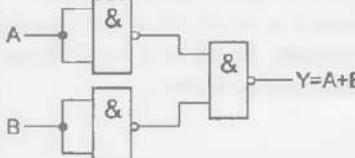
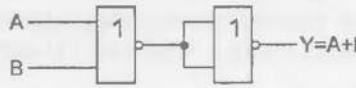
- ÉS kapcsolat:  $F^2 = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B}} = A \cdot B$
- VAGY kapcsolat:  $F^2 = \overline{\overline{A} \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$
- NEM kapcsolat:  $F^2 = \overline{A \cdot \overline{A}} = \overline{A + \overline{A}} = \overline{A}$

A felirt műveleteket megvalósító kapukat az 5.23. ábrán láthatjuk.

**3. NOR-rendszer.** NOR-rendszer esetén a szükséges átalakítások a következők:

- ÉS kapcsolat:  $F^2 = \overline{\overline{A} + \overline{B}} = A \cdot B$
- VAGY kapcsolat:  $F^2 = \overline{\overline{A} + B} = A + B$
- NEM kapcsolat:  $F^2 = \overline{A + \overline{A}} = \overline{\overline{A} \cdot \overline{A}} = \overline{A}$

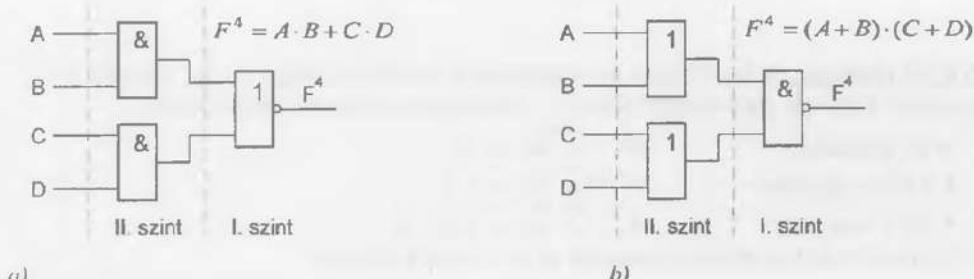
A felirt műveleteket megvalósító kapukat az 5.23. ábrán láthatjuk.

Logikai függvény	A logikai kapu típusa	
	NEM-ÉS (NAND)	NEM-VAGY (NOR)
NEM		
ÉS		
VAGY		

5.23. ábra. Alapfüggvények megvalósítása NOR és NAND kapukkal

**Két- és többszintű hálózatok**

A logikai függvények műszakilag logikai hálózatokkal valósíthatók meg. A szisztematikus függvényegyszerűsítő eljárások eredménye ÉS-VAGY, illetve VAGY-ÉS hálózatként valósítható meg. Ezek a hálózatok két logikai műveleti szinttel rendelkeznek. Ha a bemeneti változók a kimenetre két kapuáramkörön keresztül jutnak el, akkor **kétszintes hálózatról** beszélünk. A szinteket a hálózat kimenetétől a bemenet felé haladva számozzuk. A következő logikai függvényeket kétszintes logikai hálózat valósítja meg (5.24. ábra).

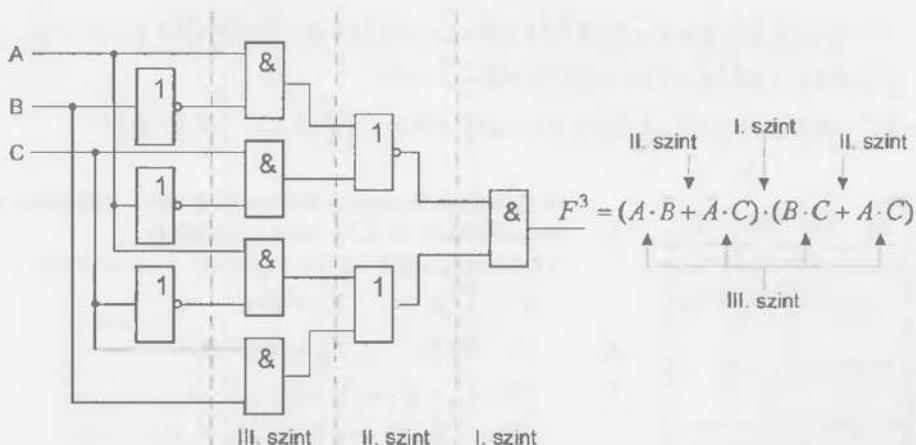


5.24. ábra. Kétszintű logikai hálózatok

Ha egy diszjunktív vagy konjunktív alakban megadott logikai függvényt újabb logikai művelettel, egy vagy több másik függvényvel bővítjük, az új logikai függvény már nem valósítható meg kétszintű hálózattal.

**1. Példa:** Vizsgáljuk meg a következő logikai függvényt megvalósító logikai hálózatot:

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



5.25. ábra. Háromszintű logikai hálózat

A logikai szintek megállapítása úgy történik, hogy az utolsónak elvégzendő logikai művelettől kezdve a zárójeleken befelé haladva megszámoljuk az egymás után elvégzendő műveletek számát.

A logikai hálózat háromszintű. A harmadik szinten az  $A \cdot \bar{B}, \bar{A} \cdot C, B \cdot C, A \cdot \bar{C}$  ÉS kapcsolatokat, a második szinten az  $(A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot C)$  és  $(B \cdot C + A \cdot \bar{C})$  VAGY kapcsolatot, az első szinten a teljes logikai függvényt alkotó kifejezést valósítjuk meg.

A példákból látható, hogy a logikai szintek száma a függvény algebrai alakjából is megállapítható, ha az utolsónak elvégzendő logikai művelettől kezdve a zárójeleken befelé haladva megszámoljuk az egymás után elvégzendő (*azonos logikai szinteket jelentő*) logikai műveleteket.

#### Példa kombinációs hálózat megvalósítására

Egy kombinációs logikai hálózatot a következő logikai függvény jellemzi:

$$F^4 = \sum^4(0, 1, 2, 3, 9, 10, 11, 15)$$

- a) Határozza meg a függvény diszjunktív és konjunktív normálalakját!
- b) Határozza meg a logikai függvény legegyszerűbb alakját!
- c) Tervezze meg az egyszerűsített függvényt megvalósító kombinációs logikai hálózatot, ha csak kétbemenetű NOR kapuk állnak a rendelkezésünkre!

#### Megoldás:

a) A keresett logikai függvény diszjunktív normálformája:

$$F^4 = \sum^4(0, 1, 2, 3, 9, 10, 11, 15) = m_0^4 + m_1^4 + m_2^4 + m_3^4 + m_9^4 + m_{10}^4 + m_{11}^4 + m_{15}^4$$

$$\begin{aligned} F^4 = & \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot D + \\ & A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D + A \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D} + A \cdot \bar{B} \cdot C \cdot D + A \cdot B \cdot C \cdot D \end{aligned}$$

A logikai függvény, konjunktív normálformája:

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

$$(A + \bar{B} + C + D) \cdot (\bar{A} + \bar{B} + C + \bar{D}) \cdot (\bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + D)$$

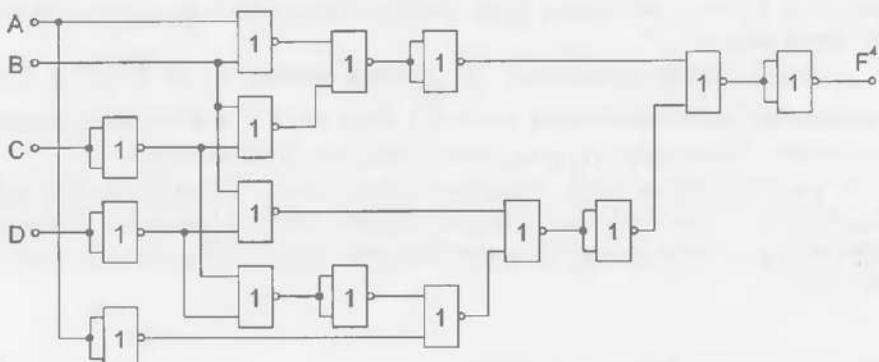
$$F^4 = M_1^4 + M_2^4 + M_3^4 + M_7^4 + M_8^4 + M_9^4 + M_{10}^4 + M_{11}^4 = \prod^4(1, 2, 3, 7, 8, 9, 10, 11)$$

CD	00	01	11	10
AB	00	1	1	1
	01			
	11		1	
	10	1	1	1

5.26. ábra. Karnaugh-tábla

- b) A logikai függvény Karnaugh-tábláját a megfelelő tömbösséssel az 5.26. ábra szemlélteti.  
 Az egyszerűsített logikai függvény, a következő:
- $$X_1 = \bar{A} \cdot \bar{B}, \quad X_2 = \bar{B} \cdot C$$
- $$X_3 = \bar{B} \cdot D, \quad X_4 = A \cdot C \cdot D$$
- $$F^4 = X_1 + X_2 + X_3 + X_4$$
- $$F^4 = \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{B} \cdot C + \bar{B} \cdot D + A \cdot C \cdot D$$

c) A logikai függvény megvalósítása kétbemenetű NOR-kapukkal:



5.27. ábra.

### Összefoglaló kérdések és feladatok:

1. Mi a különbség a kombinációs- és a szekvenciális hálózat között?
2. Milyen logikai függvényeket megvalósító áramkori elemeket ismer?
3. Mit nevezünk funkcionálisan teljes rendszernek és milyen fajtái vannak?
4. Mi a hálózati szint?
5. Milyen jellemzői vannak a NAND kapukkal való logikai függvény-megvalósításnak?
6. Milyen jellemzői vannak a NOR kapukkal való logikai függvény-megvalósításnak?
7. Egy kombinációs logikai hálózatot a következő logikai függvény jellemezzi:

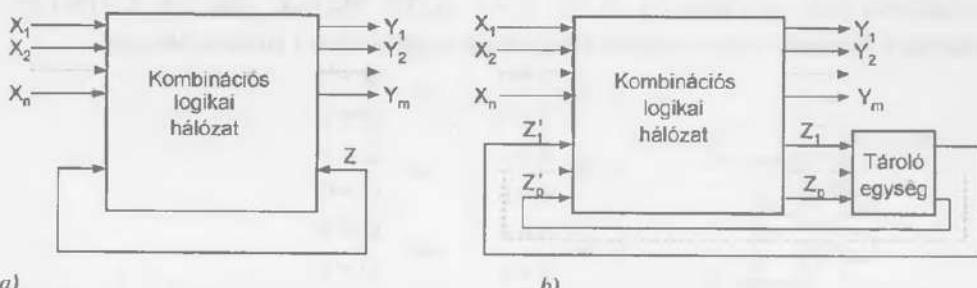
$$F^4 = A \cdot (B + C + D) + A \cdot \bar{B} \cdot C + A \cdot \bar{C}$$

- Ⓐ a) Határozza meg a függvény diszjunktív és konjunktív normálalakját decimális (rövidített) formában!
- b) Egyesírja a függvényt grafikus eljárást alkalmazva és határozza meg a függvényt megvalósító kombinációs logikai hálózatot!
- c) Valósítsa meg az egyszerűsített függvényt kétbemenetű NAND-kapukkal!

## 5.2.2. Szekvenciális hálózatok

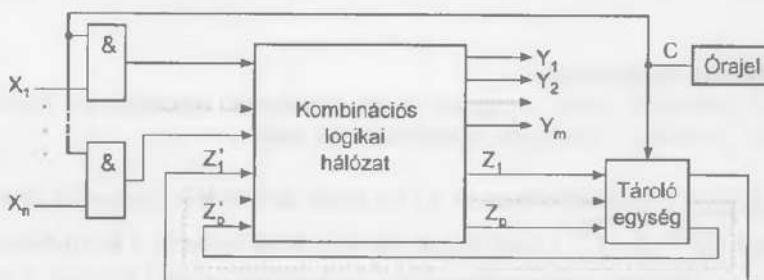
A szekvenciális (*sorrendi*) hálózatok időfüggő logikai függvényeket valósítanak meg. Alapvető jellegzetességeik, hogy a kimeneti események alakulását a pillanatnyi bemeneti feltételek mellett a korábbi időpillanatokban bekövetkezett kimeneti események is befolyásolják. Attól függően, hogy az állapotváltozás hogyan következik be, a szekvenciális hálózatok két csoportját különböztetjük meg.

**I. Aszinkron hálózatok:** – melyek a kimenet előző állapotától való függését visszacsatolással, vagy tárolókkal valósítják meg (5.28. ábra). A kimeneti jellemző (az áramkör késleltetésétől eltekintve) valamelyik bemeneti jellemző megváltozására azonnal reagál.



5.28. ábra. Aszinkron hálózatok tömbvázlata

**2. Szinkron hálózatok:** – az állapotváltozás egy ezt engedélyező jel hatására, azzal azonos fázisban zajlik le. Vagyis az állapotváltozás szinkronizálva van egy periodikus vezérlőjellel, amelyet **C órajelnek** (Clock) vagy **ütemjelnek** neveznek. A kimenet előző állapotától való függést tárolók segítségével valósítják meg (5.29. ábra).



5.29. ábra. Szinkron hálózatok tömbvázlata

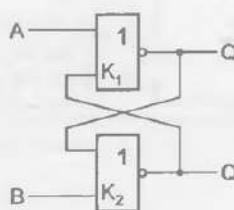
Egy adott órajelperiódus alatt a hálózat  $S$  belső állapotát a  $Z_1, Z_2, \dots, Z_p$  jelek képviselik. Ezt az  $S$  állapotot az előző órajelperiódus alatti  $S'$  állapot, valamint az  $X_1, X_2, \dots, X_n$  bemeneti jelek határozzák meg. Az  $S'$  állapotra jellemző  $Z'_1, Z'_2, \dots, Z'_p$  jeleket a hálózat memóriája a szóban forgó órajelperiódus alatt tárolja.

A sorrendi hálózatoknak igen nagy jelentőségek van, mivel a számítástechnikai és automatikai berendezések gyakorlatilag sorrendi hálózatoknak tekinthetők. Közös jellemzője ezeknek a hálózatoknak, hogy kombinációs logikai hálózatot is tartalmaznak.

### Integrált tároló áramkörök

A digitális áramkörök legfontosabb adattároló eleme a *bistabil multivibrátor* (billenőáramkör) vagy más néven *flip-flop*. A flip-flopnak két fontos tulajdonsága van: két ellentétes állapottal rendelkezik, különböző beavatkozás nélkül akármelyiket megtartja, és egy vagy több bemenettel van ellátva, amelyek lehetővé teszik az áramkör egyik vagy másik állapotba való billenését. A flip-flopok a sorrendi hálózatok csoportjába tartoznak. Egy *flip-flop* két állapota révén 1 bit információ tárolására alkalmas. Az első fejezetben már foglakoztunk a tranzisztorokból felépített egyszerű tárolókkal. A továbbiakban a logikai kapukból felépülő tárolók működését tárgyaljuk.

A tárolás mechanizmusát próbáljuk végigkövetni egy *NOR* kapukból felépített áramkör segítségével (5.30. ábra). A kimenetek ( $Q$ ) egymás negáltjai. Tételezzük fel, hogy bekapcsolás után az áramkör a  $Q=0$ ,  $Q=1$  logikai állapotot veszi fel. A kimenetek állapotát a bemeneti változók logikai szintje fogja meghatározni a következőképpen:



5.30. ábra. Elemi tároló áramkör

1. Ha	$A = 0$	$\Rightarrow$	$Q = 0$
	$B = 0$	$\Rightarrow$	$Q = 1$
2. Ha	$A = 1$	$\Rightarrow$	$Q = 1$
	$B = 0$	$\Rightarrow$	$Q = 0$
3. Ha	$A = 0$	$\Rightarrow$	$Q = 0$
	$B = 1$	$\Rightarrow$	$Q = 1$
4. Ha	$A = 1$	$\Rightarrow$	a $Q$ és $Q$ kimeneten azonos logi-
	$B = 1$		kai érték adódik, ami nem lehetséges, ezért ez a bemeneti kombináció az áramkör számára nem megengedhető.

kai érték adódik, ami nem lehetséges, ezért ez a bemeneti kombináció az áramkör számára nem megengedhető.

A *NOR* kapukból felépített áramkör esetében megállapítható, hogy a  $Q$  kimenet logikai értéke a bemeneti kombinációtól függően változik. Ez lehetőséget ad arra, hogy a bemeneten megjelenő információt tároljuk.

### Tároló áramkörök logikai típusai

A tároló áramkörök esetén – aszerint, hogy a bemeneti kombinációra milyen logikai értéket adnak – többféle logikai típust különböztetünk meg.

**R-S típusú tároló:** – igazságíablázata az 5.31.a ábrán látható. Két bemenettel ( $S$  és  $R$ ) és két kimenettel ( $Q^{n+1}$  és  $Q^{n+1}$ ) rendelkezik. Az  $S$ -el jelölt bemenet a *beíró-bemenet* (*Set-beírás*, angol kifejezés), amelyen keresztül a tárolandó információ beírható. A másik  $R$ -el jelölt (*Reset-törölés*, angol kifejezés) bemeneten keresztül a tárolt információ törölhető. Az  $R-S$  tárolóknál az  $S=1$ ,  $R=1$  bemeneti kombináció határozatlan értékű kimenetet eredményez (tiltott bemeneti kombináció). Ez természetesen tekinthető, mivel egyidőben beírni és törölni értelmetlen.

**Inverz R-S típusú tároló:** – igazságíablázata az 5.31.b ábrán látható. Ez a tároló áramkör az  $R-S$  tároló inverz függvényét valósítja meg.

**J-K típusú tároló:** – igazságíablázata az 5.31.c ábrán látható. A *J-K* flip-flop kiküszöböli az  $R-S$  tárolók azt a hibáját, hogy az  $S=1$ ,  $R=1$  bemeneti kombináció határozatlan értékű kimenetet eredményez. Ebben az esetben a beíró bemenet a *J*, és a törlő-bemenet a *K*.

**T típusú tároló (trigger):** – egy adatbemenettel és egy vezérlőbemenettel rendelkezik. A T típusú tároló jellegzetessége, hogy ha a bemenetére – valamilyen periodicitás szerint – logikai 1 szintet juttatunk, a kimenet állapota a vezérlőjel ütemében változik 0 vagy 1 logikai értékre. A flip-flop elnevezése (*trigger*) is azt tükrözi, hogy „triggerrel” (billen). Igazságtáblázata az 5.31.d ábrán látható.

**D típusú tároló:** – a bemenetére adott információt a kimenetén egy vezérlőjel időtartamával késleltetve jelenteti meg. Az elnevezése is innen ered (*Delay*: -késleltetés, angol kifejezés). Igazságtáblázata az 5.31.e ábrán látható.

S	R	$Q^{n+1}$
0	0	$Q^n$
0	1	0
1	0	1
1	1	x

$\bar{S}$	$\bar{R}$	$Q^{n+1}$
0	0	x
0	1	1
1	0	0
1	1	$Q^n$

J	K	$Q^{n+1}$
0	0	$Q^n$
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}^n$

T	$Q^{n+1}$
0	$Q^n$
1	$\bar{Q}^n$

D	$Q^{n+1}$
0	0
1	1

a) R-S tároló

b) inverz R-S tároló

c) J-K tároló

d) T tároló

e) D tároló

5.31. ábra. Tároló áramkörök igazságtáblázata

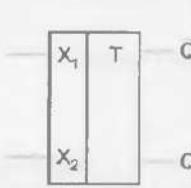
### Tároló áramkörök vezérlés jellegétől függő típusai

A tároló áramkörök állapotváltozását a bemeneti logikai kombinációk mellett egy külső vezérlőjel (órajel) is befolyásolhatja. Ezt a körfülményt is figyelembe véve (amit a tároló vezérlésének nevezünk) a tároló áramkörök négy fő csoportra oszthatjuk:

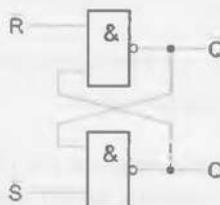
- ◆ **statikus tárolók,**
- ◆ **statikus kapuzzott tárolók,**
- ◆ **kétfokozatú (master-slave) tárolók,**
- ◆ **élvezérelt tárolók.**

### Statikus tárolók

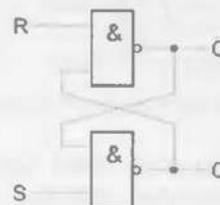
A bemenetre kapcsolt információ hatására a kimenet logikai értéke (az áramkör jelkészletétől eltekintve) azonnal megváltozik. A statikus tárolók hátránya, hogy a bemenetre kerülő véletlen jel (esetleg zaj) is állapotváltozást eredményez. Az 5.32.a ábra a statikus tároló áramkörök általános jelölését mutatja ( $X_1$  és  $X_2$  a statikus bemenetek és  $Q$ ,  $\bar{Q}$  a kimenet). Statikus R-S és inverz R-S tároló kapukból felépített kapcsolási rajza látható az 5.32.b és 5.32.c ábrán.



a) statikus tárolók jelölése  
5.32. ábra. Statikus tárolók

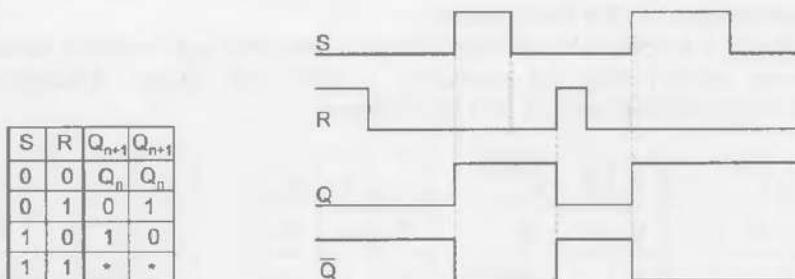


b) R-S tároló



c) inverz R-S tároló

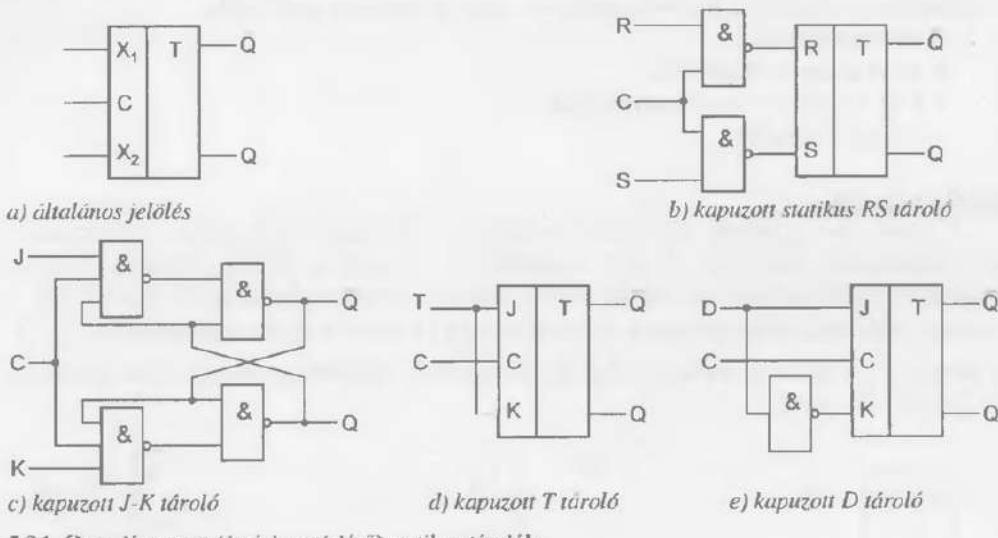
Az RS flip-flop a legegyszerűbb aszinkron sorrendi hálózat. Jellegzetessége, hogy az állapota billenésszerűen a bemenő jelkombináció változására azonnal változik (5.33. ábra). Ez a tulajdonság sok esetben alkalmatlanná teszi ezt a típusú flip-flopot a szinkron sorrendi hálózatok felépítésére.



5.33. ábra. RS flip-flop igazságáblázata, és jelalakjai

### Kapuzott statikus tárolók

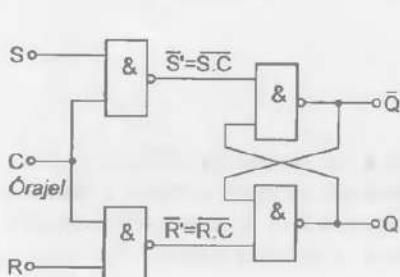
A kimenet logikai értéke, a bemenetre kapcsolt jelkombinációtól kívül egy *kapuzó jel* (órajel: C) értékétől is függ. A kapuzó jel a bemenetre kerülő véletlen jel hatását küsztöböli ki. A vezérelt flip-flop állapota csak a C kapuzó jellet szinkronban változhat. Az 5.34.a ábra a kapuzott statikus tároló áramkörök általános jelölését mutatja ( $X_1$  és  $X_2$  a statikus bemenetek, C a kapuzó jel és Q,  $\bar{Q}$  a kimenet). Mind az ötféle logikai típusú tároló megvalósítható kapuzott statikus tárolóként. Kapuzott statikus R-S tároló az 5.34.b ábrán, J-K tároló az 5.34.c ábrán, T tároló az 5.37.d ábrán és D tároló az 5.34.e ábrán látható.



5.34. ábra. Kapuzott (órajel-vezérlésű) statikus tárolók

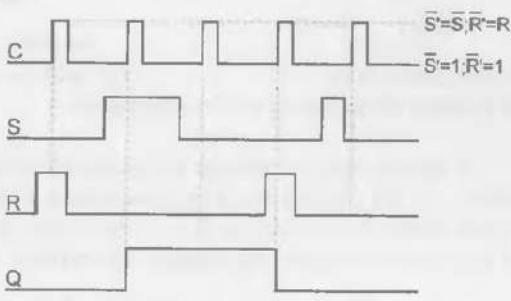
Az 5.35. ábrán bemutatott órajellel vezérelt RS flip-flop állapota csak a C órajellel szinkronban változhat. Két órajel-impulzus között (amikor C = 0) a NEM-ÉS kapukból felépített flip-flop S' és R' bemeneti jelei  $S' = R' = 1$ , és függetlenek az S és R jelektől.

Ezért két órajel-impulzus között a  $Q$  és  $\bar{Q}$  kimenetek nem változnak meg. A rövididejű órajel-impulzus alatt (amikor  $C = 1$ )  $\bar{S}' = \bar{S}$  és  $\bar{R}' = \bar{R}$ . Ekkor a bemeneti jelek vezérlők a NEM-ÉS kapukból felépített flip-flopot. A flip-flop állapota az 5.34.b ábrán levő igazságátblázat segítségével határozható meg. A flip-flop akkor billen az  $S$  és  $R$  jelek által meghatározott állapotba, amikor megjelenik az órajel-impulzus ( $C = 0 \rightarrow 1$ ). Abban az esetben, ha  $S = R = 0$ , az órajel nem változtat a flip-flop állapotán. Az  $S = R = 1$  bemenő jelkombináció az órajel-impulzus alatt elkerülendő, mivel a flip-flop állapota az órajel-impulzus után meghatározhatatlan.



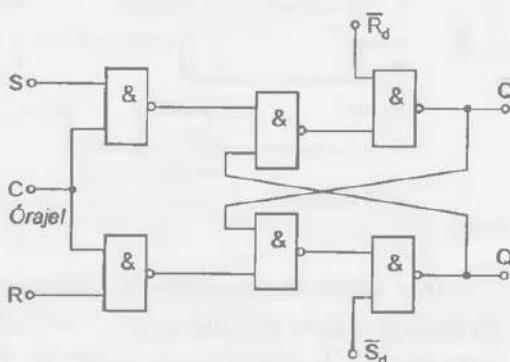
a) kapcsolási rajz

5.35. ábra. Kapuzott RS flip-flop

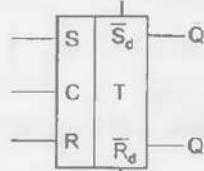


b) impulzusdiagram

Egyes áramkörökben szükséges, hogy a flip-flop nemesak az órajellel szinkronban működjön, hanem akármikor, az órajeltől függetlenül is lehessen vezérelni. Az 5.36. ábra egy ilyen típusú flip-flopot mutat be, amelynek erre a célra két közvetlen (*direkt*) beíró ( $\bar{S}_d$ ) és törlő bemenete ( $\bar{R}_d$ ) is van.



a) felépítés



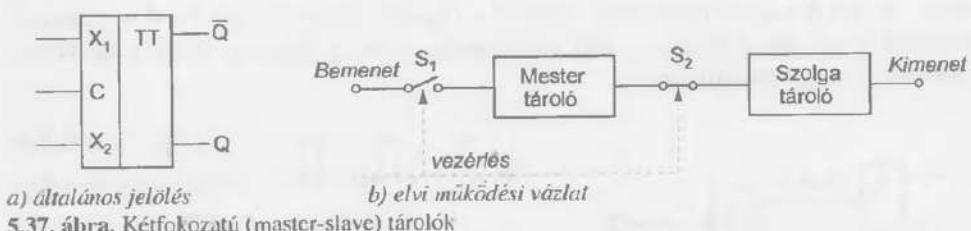
b) rajzfelirat

5.36. ábra. Órajel- és közvetlen vezérlésű RS flip-flop

### Kétfokozatú tárolók

A szakirodalom *master-slave* (*mester-szolga*) tárolónak is nevezi. Általános jelölésmódját és elvi működési vázlatát az 5.37. ábra szemlélteti. A kétfokozatú tároló működése a következő (5.37.b ábra):

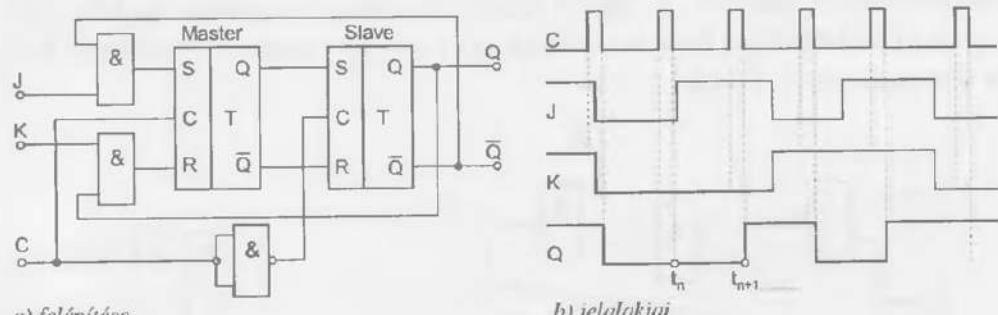
- Az  $S_1$  és  $S_2$  kapcsoló mindenkorban mindenkorban működik. Ha  $S_1$  záródik a bemeneti információ az első (*mester*) tárolóba kerül, mivel  $S_2$  nyitva van így az információ nem jut el a második (*szolga*) tárolóba.
- Ha  $S_1$  nyit a mester tárolóba nem lehet információt bevinni; mivel  $S_2$  zár az információ a mesterből átirányítja a szolga tárolóba és megjelenik a kimeneten.



5.37. ábra. Kétfokozatú (master-slave) tárolók

A legnagyobb jelentőségű kétfokozatú tároló áramkör a *J-K* master-slave flip-flop (5.38. ábra). Ez két összekapcsolt órajelvezérlésű *RS* flip-flopból áll, az egyik a master a másik a slave. Működése elemzésének első lépéseként a master flip-flop *S* és *R* bemeneteire kapcsolt ÉS kapukat ne vegyük figyelembe. Az áramkör működése az 5.38. ábra alapján követhető.

- Az órajelimpulzus alatt, amikor  $C = 1$ , a master (*mester*) billenéssel azonnal követi az *S* és *R* jelkombináció által meghatározott állapotot. Ugyanakkor a slave (*szolga*) flip-flop órajele  $C = \bar{C} = 0$ , és ennek következtében állapota teljesen független a master flip-flop állapotától.



5.38. ábra. A JK kétfokozatú (master-slave) tároló

- Két órajelimpulzus között (amikor  $C = 0$ ) a master flip-flop tartja az órajelimpulzus utolsó pillanásában felvett állapotot. Ez idő alatt a slave flip-flop órajele  $C = \bar{C} = 1$ , és ezáltal átveszi a master állapotát. Tehát az *S* és *R* bemenet csak akkor írja be az információt a master flip-flopba, amikor  $C = 1$ , és a slave flip-flop csak akkor veszi át ezt az információt, amikor  $C = 0$ . Sok esetben zavaró, hogy az  $S = R = 1$  jelkombináció tiltott. Ezt meg lehet szüntetni a bemenetekre kapcsolt ÉS kapuk segítségével. Abban az esetben, ha fennáll a  $J = K = 1$  jelkombináció, akkor  $S = \bar{Q}$  és  $R = Q$ . Tehát  $S = \bar{R}$ , ami azt jelenti, hogy *S* és *R* nem lehetnek egyidejűleg logikai 1 szinten.

### 5.2.3. Digitális jelek szétválasztása és egyesítése

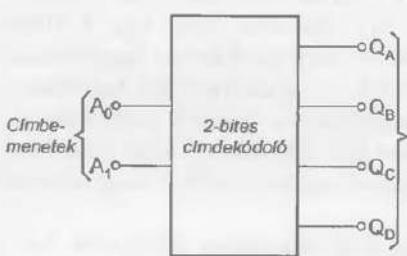
A digitális technikában gyakori feladatnak tekinthető a több vonalon érkező információból való válogatás, vagyis több bemeneti jel időben egymás után történő rökkvenszerűsítésével az áramkör kimenetére. Ez a kapcsolástechnikai feladat az *adatszelektió*, *adatválasztás*.

Az *adatszelektor* feladata, hogy a különböző adatok sorozatából a kívánt adatokat kiválassza és a kimeneten keresztül továbbítja. A bemeneti adatok időben egymás után, az úgynevezett *időmultiplex* eljárással továbbíthatók. Azt az áramkört, amely a független bemeneti jeleket időben egymás után a kimenetre továbbítja, *multiplexernek* nevezzük. A multiplexer tulajdonképpen egy időtől függően vezérelt adatszelektornak tekinthető. Az érkező adatok időben egymás után, különböző kimenetekre szét is oszthatók. Azt az áramkört, amely a bemenetén megjelenő adatokat adott utasítással az egyik meghatározott kimenetre kapcsolja, *demultiplexernek* nevezzük.

#### Címdekódolók

A digitális technikában a különböző elemek vezérelt elérésére úgynevezett *címre* van szükség, amely alatt meghatározott hosszúságú bináris jelsorozatot (bináris szót) értünk. Ennek megfelelően vannak, pl. 2-bites, 4-bites, 8-bites, stb. címek.

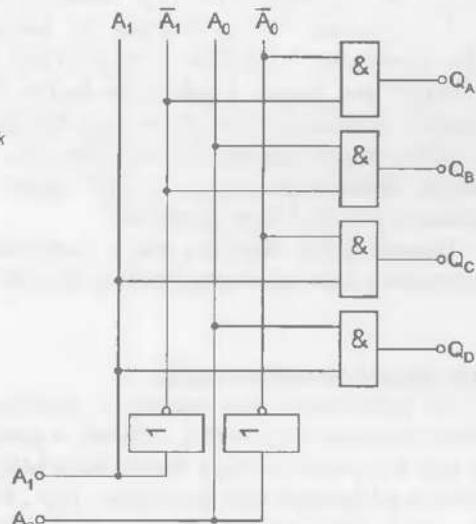
A *címdekódoló* egy olyan többkimenetű áramkör, amelynek – a cimbemenet alapján kiválasztandó – kimenetén logikai 1 szint jelenik meg. Az 5.39. ábra egy 2-bites címdekódoló tömbvázlatát és kapcsolási rajzát mutatja.



Cím	A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	Q <sub>A</sub>	Q <sub>B</sub>	Q <sub>C</sub>	Q <sub>D</sub>
1	0	0	1	0	0	0
2	0	1	0	1	0	0
3	1	0	0	0	1	0
4	1	1	0	0	0	1

a) tömbvázlat és igazságtáblázat

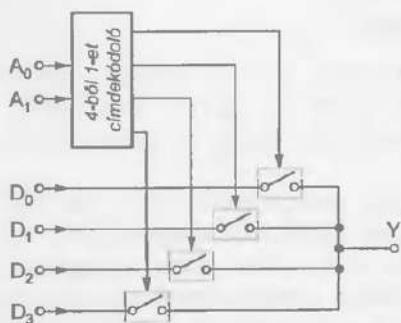
5.39. ábra. 2-bites címdekódoló



b) kapcsolási rajz

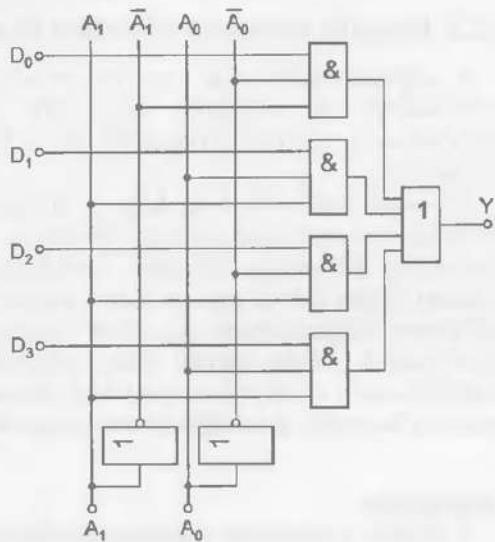
#### Adatszelektort (multiplexerek)

Az adatszelektort, vagy multiplexert abban az esetben alkalmazzuk, amikor több vonal jeléből egyet kell kiválasztani. Azt, hogy melyik csatorna jelét kapcsoljuk a kimenetre, a *címmel* jelöljük ki.



Kapcsolóállás	A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>	Y =
1	0	0	D <sub>0</sub>
2	0	1	D <sub>1</sub>
3	1	0	D <sub>2</sub>
4	1	1	D <sub>3</sub>

a) tömbvázlat és igazságítáblázat



b) kapcsolási rajz

$$Y = \bar{A}_0 \cdot \bar{A}_1 \cdot D_0 + A_0 \cdot \bar{A}_1 \cdot D_1 + \bar{A}_0 \cdot A_1 \cdot D_2 + A_0 \cdot A_1 \cdot D_3$$

5.40. ábra. „1 a 4-ből” típusú adatszelektor (multiplexer)

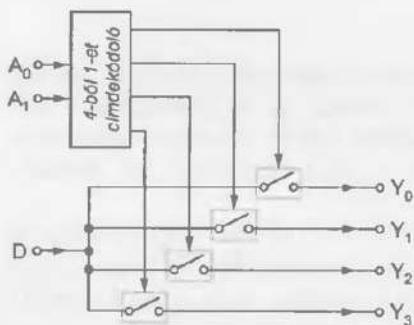
Az 5.40.a ábra az „1 a 4-ből” típusú adatszelektor tömbvázlatát és igazságítáblázatát mutatja. Az adatszelektornak négy bemenete van, amelyek bármelyikét össze lehet kapcsolni az  $Y$  kimenettel. Tulajdonképpen az adatszelektor úgy működik, mint egy 4 állású fokozatkapsoló. A digitális multiplexereket természetesen nem mechanikus kapcsolókkal valósítják meg, hanem kombinációs logikai áramkörökkel. A kapcsolófokozat beállítása a vezérlőbemenetekkel történik. A négy különböző kapcsolófokozat digitális vezérléséhez 2 vezérlőbemenet (címbeleket) szükséges ( $A_0, A_1$ ), mivel két vezérlőbittel négy különböző utasítás állítható elő. Az „1 a 4-ből” típusú adatszelektor logikai kapukkal megvalósított változatát az 5.40.b ábra szemlélteti.

Hasonló elven lehetőség van a bemenetek bitszámának tétszöleges növelésére, ha a kimenetek számát ennek megfelelően növeljük.

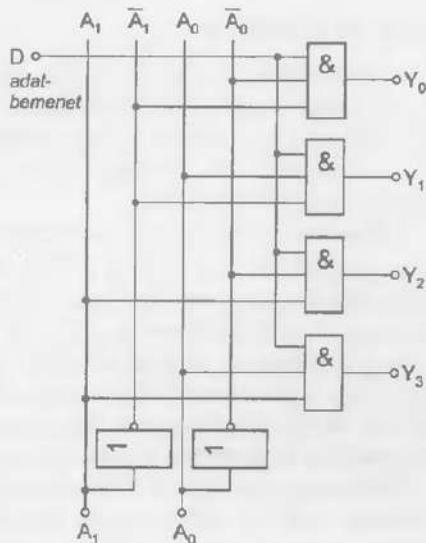
### Adatelosztók (demultiplexerek)

Az adatelosztók vagy más néven demultiplexerek egy  $D$  bemeneti információt – a cím által kiválasztott – kimenetre juttatnak. A működés tehát fordított, mint a multiplexer esetén, de meg kell jegyezni, hogy logikai kapu-hálózattal megvalósított multiplexer nem alkalmas fordított jel-iránnyal való használatra. Egy „4-ből 1-et” típusú demultiplexer elvi működését az 5.41.a ábra szemlélteti, az 5.41.b ábra pedig a logikai kapukkal megvalósított kapcsolástechnikai megoldást mutatja. A négy kimenet kiválasztására  $A_0, A_1$  címbeleket minden kombinációját kihasználjuk.

Amennyiben  $D = I = \text{állandó}$ , akkor a vizsgált demultiplexer „4-ből 1-et” típusú dekódolóként működik.



a) tömbvázlat és igazságáblázat

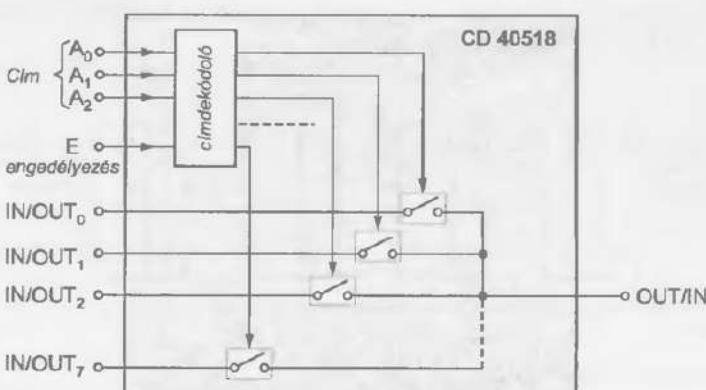


b) kapcsolási rajz

$$\begin{aligned} Y_0 &= \bar{A}_0 \cdot \bar{A}_1 \cdot D, & Y_1 &= A_0 \cdot \bar{A}_1 \cdot D, \\ Y_2 &= \bar{A}_0 \cdot A_1 \cdot D, & Y_3 &= A_0 \cdot A_1 \cdot D \end{aligned}$$

5.41. ábra. „4 ből 1” típusú adatelosztó (demultiplexer)

A CMOS-technikában a multiplexerek és a demultiplexerek mind kapukkal, mind analóg kapcsolókkal (angolul: *transmission gate*) kivitelezhetők. Analóg kapcsolók alkalmazása esetén a jelátvitel kétirányú lehet, és lehetőség van nemcsak digitális, hanem analóg jelek átvitelére is. Ezért ebben az esetben a multiplexer elvileg megegyezik a demultiplexerrel. Az analóg kapcsolókkal kivitelezett változatot *analóg multiplexernek* (*demultiplexernek*) nevezzük. Az 5.42. ábra egy CMOS technológiájú analóg multiplexer/demultiplexer (típusjele: CD 40518) elvi felépítését szemlélteti.



5.42. ábra. Analóg multiplexer/demultiplexer tömbvázla (CD 40518)

### 5.2.4. Regiszterek

A számítógépek és egyéb digitális berendezések működésének elengedhetetlen feltétele az információ – átmeneti vagy hosszabb ideig tartó – tárolása, és az információhoz való gyors hozzáférés. A tárolók fontos jellemzőjének tekinthető a tárolt információ mennyisége és a hozzáférési idő. A nagy tárolási kapacitás és a rövid hozzáférési idő általában ellentmondó követelmények.

Abban az esetben, amikor csak kevés információ tárolására (100 bites nagyságrendig) és gyors hozzáférésre van szükség ( $10\text{--}20\text{ ns}$ ), akkor a feladat megoldására flip-flopos tárolók alkalmazhatók. Az ilyen flip-flopos tárolókat – amelyeket általában csoportosan használják egy nagyobb információ egység (pl. byte) tárolására – **regisztereknek** nevezzük.

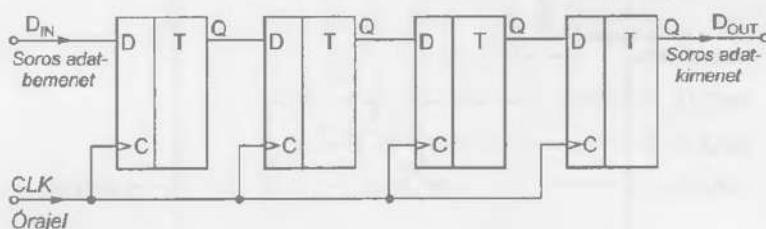
A regiszterek az információbevitel (beírás) és az információkiolvasás szempontjából **soros** vagy **párhuzamos hozzáférésűek** lehetnek. Soros beírásnál és kiolvasásnál a regiszter első és utolsó flip-flopjához lehet hozzáférni. Ebben az esetben szükséges, hogy az információt a regiszterben léptetni lehessen. Ezek a regiszterek a **léptetőregiszterek**.

Párhuzamos beírásnál és kiolvasásnál az információt a regiszter minden flip-flopjába egyszerre írják be, illetve onnan egyszerre olvassák ki. Mivel ezeknél a regiszterekeknek léptetés nem szükséges, a regiszter csak tárolási feladatra alkalmas. Ezeket a típusokat **átmeneti tároló** vagy **közbenső tároló** (*puffer*) **regisztereknek** nevezik.

#### Léptetőregiszterek

A léptetőregiszter flip-flopok olyan lánc, amely lehetővé teszi, hogy a bemenetére adott információ minden egyes órajel hatására egy flip-floppal tovább lépjön. A léptetés irányának a megadására a *jobbra*, illetve *balra* megjelölésekkel alkalmazzák. A bemeneti jel áthaladva a lánon késleltetve, de egyébként változatlanul jelenik meg a kimeneten. A léptetőregiszter bináris jelek tárolására szolgál és minden egyes flip-flop, amely a regisztert alkotja egy bit információ tárolására alkalmas. A léptetőregiszterekben a megfelelő működés érdekében (minden léptetési parancsra egy és csakis egy léptetés) feltétlenül órajelvezérelt flip-flopokat kell alkalmazni.

A léptetőregiszterek esetén a soros és párhuzamos beírás és kiolvasás, valamint a kétféle léptetési irány lehetségének variációival sokfélé típus állítható elő. Az 5.43. ábra – a legegyszerűbb változatnak tekinthető – egyirányban (*jobbra*) léptethető, soros beírású és kiolvasású 4-bites áramkör kapcsolását szemlélteti.



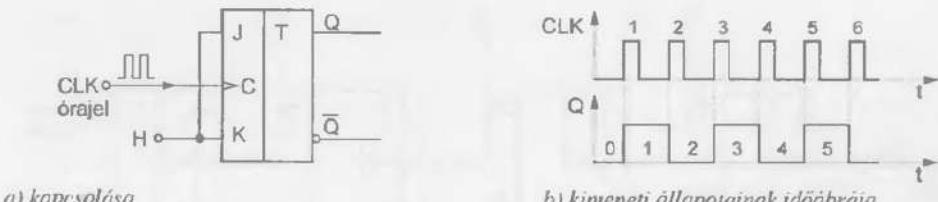
5.43. ábra. 4-bites soros léptetőregiszter

### 5.2.5. Számláló áramkörök

A szekvenciális hálózatok egyik igen fontos csoportjának tekinthetők a számláló áramkörök. A számláló áramkörök feladata, hogy rögzíték és jelezzék (számlálják) a bemenetükre jutó impulzusok számát. A számláló áramköröknek tárolniuk kell a beérkezett impulzusok számlálásának az eredményét és ezt újabb impulzus hatására megfelelő módon meg kell változtatniuk. Egy számláló áramkörnek legalább annyi egymástól különböző állapottal kell rendelkeznie, amennyi a számlálandó impulzusok számának a maximuma.

A számláló áramkörök legtipikusabb alapáramkörének a *T* flip-flop tekinthető. A J-K flip-flopok alkalmazása alapáramkörként nagyobb lehetőséget nyújt különleges logikai függvénykapcsolatok megvalósítására. minden bit tárolására egy flip-flop szükséges. Egy négy bites számláló (amely tehát 4 flip-flopjal rendelkezik) maximálisan  $N = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 15$ -ig számlálhat.

Az 5.44. ábra egy *T* flip-flopjal kivitelezett 1-bites számláló kapcsolását és a számlálás idődiagramját szemlélteti. Megfigyelhető, hogy a *T* flip-flop minden órajelre ellenkező állapotba billen át. Mivel csupán két megkülönböztethető állapota van, csak két órajelimpulzus egyértelmű leszámlálására alkalmas. Kettőnél több impulzus leszámolásához természetesen kettőnél több különböző állapot szükséges, ami a számlálóban alkalmazott flip-flopok számának növelésével érhető el. Mivel minden kimeneti változó csak két értéket vehet fel, ezért  $n$  kimenet esetén  $2^n$  kombináció fordulhat elő (vagyis a számláló  $2^n$  darab impulzus leszámlálására képes). Gyakran a lehetséges kombinációk csak egy részét használják fel.



5.44. ábra. 1-bites számláló

A számláló áramkörök nagyon sok típusa ismeretes, ezért osztályozásuk igen sokféle szempont szerint történhet. A következőkben a rendszerezés kedvéért megemlítjük a legfontosabb szempontokat.

- A számlálót alkotó flip-flopok órajellel való vezérlése szempontjából, megkülönböztetünk:

- **aszinkron számlálót:** az órajelek a számlálónak általában csak az egyik, többnyire a legkisebb helyértéket képviselő flip-flopját vezérlik. A többi flip-flop az órajelet egymástól kapja, így billenésük nem azonos időpontban történik (vagyis a működés aszinkron);
- **szinkron számlálót:** az órajelek a számlálót alkotó összes flip-flopot egyszerre vezérlik. Ebben az esetben minden flip-flop billenése azonos időpontban történik (vagyis a működés szinkron).
- A számláló számábrázolása (a tárolt impulzusszám kódolása) szerint, megkülönböztetünk:
  - **bináris számlálót:** a tárolt impulzusszám kódolása bináris számrendszerben történik;
  - **decimális számlálót:** a tárolt impulzusszám kódolása (általában 8421 kódú) decimális számrendszerben történik.

- A számlálás iranya (sorrendje) szerint, megkülönböztetünk:
  - előre-számlálót:** a tárolt impulzusszám növekvő sorrendű (angol elnevezése: up counter);
  - vissza-számlálót:** a tárolt impulzusszám csökkenő sorrendű (angol elnevezése: down counter);
  - reverzibilis-számlálót:** a számlálás iranya megfordítható (angol elnevezése: up-down counter).

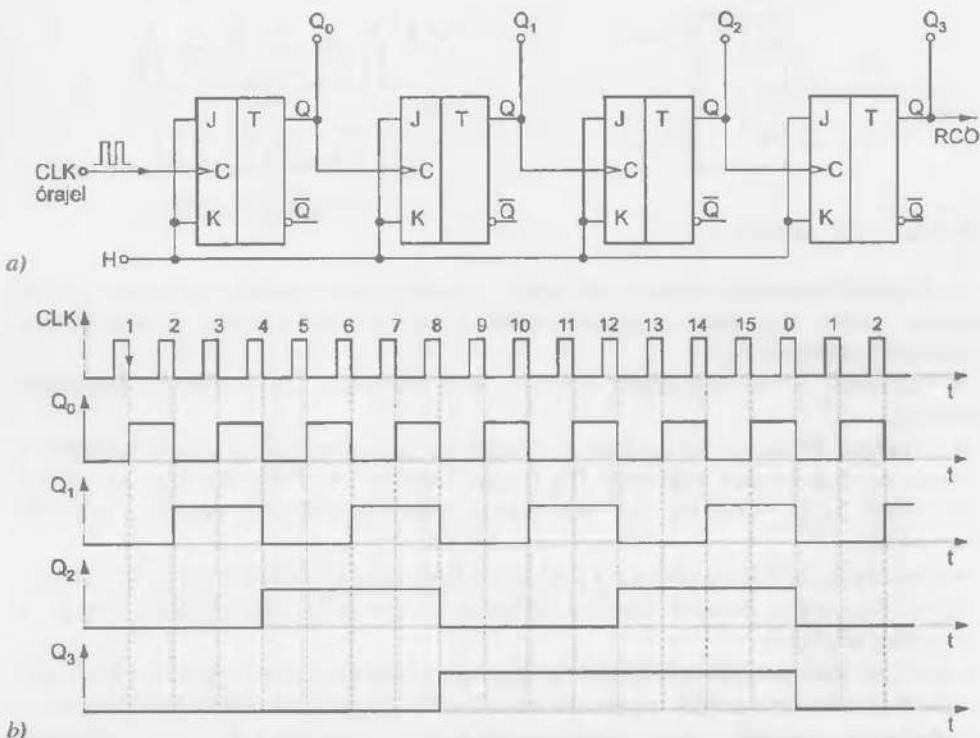
A csak csökkenő sorrendű számlálók áramköri megvalósítása (integrált áramköri formában) nem szokásos, általában a visszaszámlálás megvalósítására reverzibilis számlálókat alkalmaznak.

### Bináris számláló áramkörök

A számláló áramkörök legegyszerűbb felépítésű változatai a bináris számlálók. Jellegzetességük, hogy a tárolt impulzusszám kódolása bináris számrendszerben történik.

#### Auszinkron bináris számlálók

Auszinkron bináris számláló áramkört kapunk, ha az 5.45. ábrán látható módon több J-K tárolót sorbakötünk, és ezek órajel-bemenetét mindig az előző tároló  $Q$  kimenetéhez csatlakoztatjuk. Az előreszámlálás elérésére negatív élvezérlésű tárolót alkalmazunk ( $J=K=1$  feltétellel), így a tároló kimeneti állapota akkor változik mikor az órajel 1-ről 0-ra vált ( $H-L$  átmenet esetén).



5.45. ábra. 4-bites auszinkron bináris számláló (a) és kimeneti állapotainak időábrája (b)

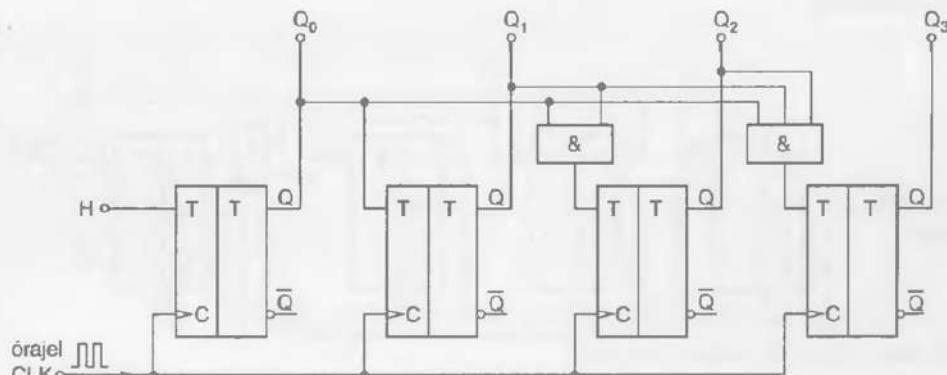
Az 5.45.b) ábrán látható időábra a számlálandó impulzusok (órajel) és az alkalmazott négy flip-flop kimeneteinek állapotai közötti összefüggést szemlélteti.

### Szinkron bináris számlálók

Az aszinkron számlálók hátránya a gyors ismétlődésű impulzusok számlálásánál mutatkozik meg. Bizonyos szintet meghaladó sebességnél a számláló állapota hamis lehet. Ennek oka, hogy a nagyobb helyértékű flip-flop felé az előbbiek késleltetési ideje lánccserűen adódik össze.

A szinkron számlálók az előbbi hátrányt küszöbölik ki. A flip-flopok órajel bemenetei egymás között össze vannak kapcsolva, így a számlálandó impulzusok szinkronban vezérlik a számláló összes flip-flopját. A szinkron számlálóknál az állapotváltozást a tárolók (általában J-K flip-flop) logikai bemenetein alkalmazott vezérlés határozza meg. Egy 4-bites szinkron bináris előreszámító kapcsolási rajzát a 5.46. ábra mutatja. A számláló pozitív elvezérelt  $T$  flip-flopkból épül fel. Az órajel ebben az esetben csak az állapotváltozások ütemét határozza meg.

Annak ellenére, hogy a bemeneti impulzusok egyidejűleg minden  $C$  óra jelbemenetre rákerülnek, mégsem változik minden órajel hatására az összes tároló állapota. A tárolók csak akkor billenek át, ha a  $T$  vezérlőváltozó értéke logikai 1-es.



5.46. ábra. Szinkron bináris előreszámító

### Decimális számláló áramkörök

A bináris számlálók esetén megfigyelhető, hogy a három helyértékű változat 7-ig számlálhat, a négy helyértékű számláló pedig 15-ig. A természetes BCD ábrázolású számjegyeket négy helyértékű bináris szám képviseli, ahol a számjegyek súlya  $2^3, 2^2, 2^1, 2^0$ , ezért a BCD ábrázolást 8421 kódnak is nevezik. Ennek megfelelően egy 8421 kódú BCD számláló megvalósításához négy bináris helyérték szükséges.

A decimális számláló csak abban különbözik a bináris számlálótól, hogy a tizedik impulzus hatására nullázódik, és átvitelt képez. A kapott átvitellet a következő, egygel nagyobb helyértékű decimális számláló áramkört vezérelhetünk. Ahhoz, hogy a számlálót a tizedik bemeneti impulzus kezdeti állapotába juttassa egy megfelelő kiegészítő logika is szükséges, amelyet kombinációs hálózattal könnyen meg lehet valósítani.

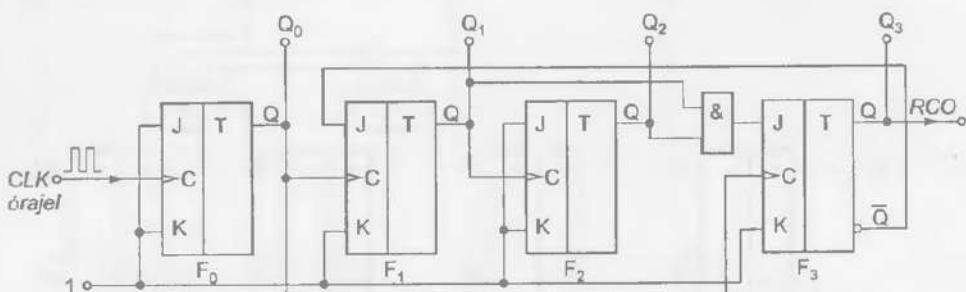
**Aszinkron decimális számláló áramkörök**

Decimális számláló áramkörök megvalósítására célszerű  $J-K$  flip-flopokat alkalmazni, mivel szélesebb körű vezérlési lehetőségeket biztosítanak. Aszinkron decimális számlálót kapunk az 5.46. ábrán látható bináris változat kapcsolásának módosításával, ha biztosítjuk a következő feltételek teljesülését:

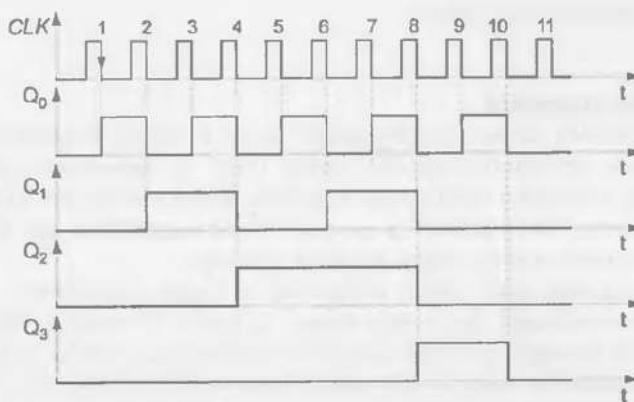
- a  $Q_1$  kimenet maradjon logikai **0** akkor, ha a  $Q_3$  előzőleg már logikai **1** szintű lett (vagyis a  $Q_1$  kimenetű tárolónak nem szabad átbillennie a tizedik impulzus hatására);
- a  $Q_3$  kimenetnek a tizedik impulzus hatására logikai **1**-ről **0**-ra kell átváltania.

**Megoldás:** – a második  $F_1$  jelű flip-flop  $J$  bemenete nem állandó logikai **1**-es szinten van, hanem a negyedik  $F_3$  jelű flip-flop negált kimenetéről kapja a logikai vezérlőjelét (5.47. ábra). Ennek következtében az  $F_1$  jelű flip-flop  $J$  bemenete a számláló 0, ..., 7 állapotában logikai **1**-es szinten van, a nyolcadik impulzus hatására ( $Q_3 = 1$ ) logikai **0** szintre vált és az első három tároló törlödik. A következő **kilencedik** impulzus csak az első  $F_0$  jelű tárolót billenti át, míg a **tizedik** impulzus a bemeneti logikai feltételek miatt csak az első flip-flopot billenti ( $Q_0 = 1$  logikai állapotba) (a  $Q_1$  kimenet logikai **0**-ban marad). Mivel a  $Q_1$  kimeneten nem volt állapotváltozás, a harmadik flip-flop nem kap órajelet ( $Q_2 = 0$ ) és a negyedik flip-flop pedig törlödik ( $Q_3 = 0$ ). Következetképpen a számláló a tizedik órajel hatására alapállapotba (**0000** logikai állapotba) kerül.

Az aszinkron decimális előrezámláló kapcsolás kimeneti állapotainak időábráját a 5.48. ábra szemlélteti.



5.47. ábra. Aszinkron decimális számfájló



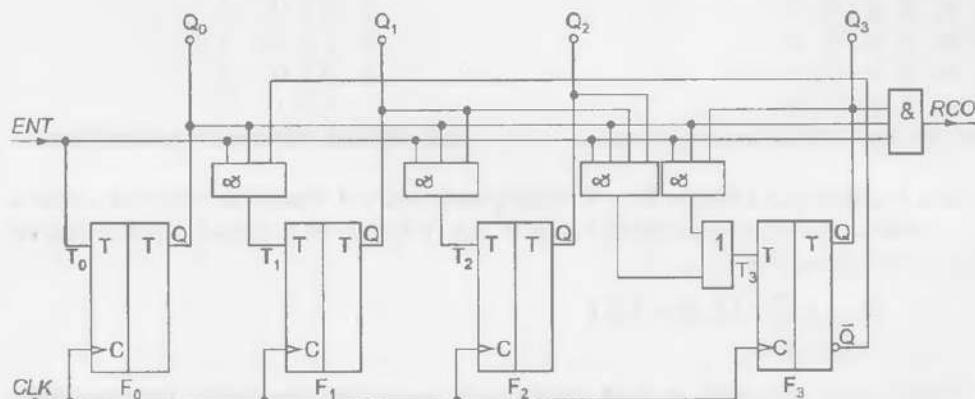
5.48. ábra. Aszinkron decimális számláló kimeneteinek idődiagramja

### Szinkron decimális számláló áramkörök

Az 5.49. ábrán látható szinkron decimális előreszámító áramkör a 5.46. ábrán látható bináris változat megfelelője a következő kiegészítésekkel:

- Az  $F_3$  jelű tároló negált kimenete vezérli az  $F_1$  jelű tároló  $T$  bemenetét (a megfelelő logikai hálózaton keresztül), amely a  $9 \rightarrow 0$  átmenetnél megakadályozza, hogy az  $F_1$  jelű tároló átváltson. Az  $F_3$  jelű tároló visszaállítását a  $T$  bemenetén keresztül a 9 dekódolása segítségével oldjuk meg.

Az 5.9. táblázat az egyes flip-flopok logikai vezérlőjeleinek alakulását szemlélteti, amelynek segítségével nyomon követhetjük a számláló működését. A táblázatból megfigyelhető, hogy a 9-es állapot felvétele után a számláló a következő órajelre a 0-s állapotba kerül (tehát a számláló decimális típusú).



5.49. ábra. Szinkron decimális előreszámító

Decimális érték	ENT Tengedélyező	k				(k+1)				RCO				
		$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	$T_0$	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	
		$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$					$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$	
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
2	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
3	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0
4	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
5	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0
6	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0
7	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
$9 \rightarrow 0$	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1

5.9. táblázat. A flip-flopok logikai vezérlőjeleinek alakulása

### 5.2.6. Aritmetikai áramkörök

Azokat a digitális áramköröket, amelyek számítani műveletek (pl. összeadás és kivonás) végzésére alkalmasak *aritmetikai áramköröknek* nevezik. Az aritmetikai áramkörök bemenetét képező számokat megfelelő bináris kódban kifejezve kell megadni. Az eredményként kapott számok ugyanabban a kódban adódnak.

#### Bináris összeadó áramkörök

A bináris összeadás két egy bites szám összeadására vezethető vissza. Az  $A$  és  $B$ , két egy bites szám összeadását a következő szabály (5.10. táblázat) szerint lehet elvégezni:

$A + B =$	$C$	(átvitel)
	$S$	(összeg)
$0 + 0 =$	0	0
$0 + 1 =$	0	1
$1 + 0 =$	0	1
$1 + 1 =$	1	0

5.10. táblázat. Két bináris szám összeadása

$A$	$B$	$C$	$S$
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

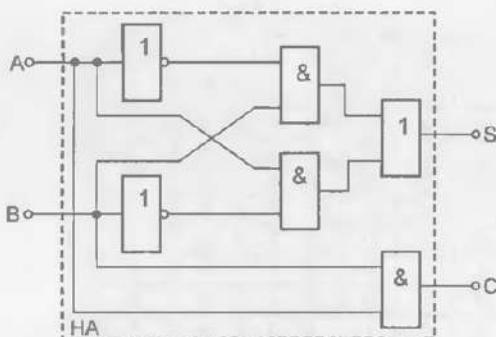
5.11. táblázat. Félösszeadó igazságátlázata

Ha a 0 számjegyet a bináris 0, az 1 számjegyet a bináris 1 állapothoz rendeljük, akkor a 5.11. táblázat szerinti igazságátlázat adódik. Az  $S$  összeg és  $C$  átvitel kifejező logikai függvények segítségével is:

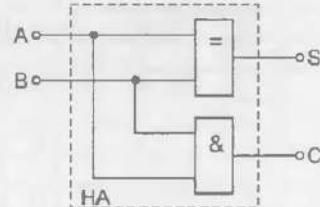
$$S = (A \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot B) = A \oplus B$$

$$C = A \cdot B$$

A két logikai függvényt az 5.50. ábra szerint megvalósító kapcsolást *félösszeadónak* nevezik. A félösszeadó (amely két bináris számot tud összeadni), a legegyszerűbb aritmetikai áramkörnek tekinthető.



a) alapkapukból felépített változat  
5.50. ábra. Félösszeadó (jelölése- HA)



b) KIZÁRÓ-VAGY kapus változat

A félösszeadó önmagában nem alkalmas több bites számok helyértékenkénti összeadására, mert az átvitelt nem tudja figyelembe venni. Ez egy összeadási példából is látható (5.12. táblázat):

4.	3.	2.	1.	0.	oszlop átvitelbritek
1	1	0	0		
1	1	1	0		
1	1	0	0		} összeadandó számok
1	1	0	1	0	eredmény

5.12. táblázat.

A 0., 1. és 2. oszlop összeadását el lehet végezni félösszeadóval is, de a 3. oszlopét a keletkező átvitel miatt már nem.

Az átvitelt is figyelembe vevő összeadó az úgynevezett *teljes összeadó*. Ennek működése a következő összefüggéseken alapszik (5.13. táblázat):

$C_{i-1}$	+	$A_i$	+	$B_i$	=	$C_i$	$S_i$
0	+	0	+	0	=	0	0
0	+	0	+	1	=	0	1
0	+	1	+	0	=	0	1
0	+	1	+	1	=	1	0
1	+	0	+	0	=	0	1
1	+	0	+	1	=	1	0
1	+	1	+	0	=	1	0
1	+	1	+	1	=	1	1

5.13. táblázat.

ahol  $A_i$  és  $B_i$  az  $i.$  oszlop összeadandó bitjei,  $C_{i-1}$  az  $(i-1).$  oszlop összeadása után keletkező átvitel,  $S_i$  az összeg,  $C_i$  pedig a keletkező átvitel.

A teljes összeadót a következő logikai függvények írják le:

$$S_i = C_{i-1} \oplus P_i$$

$$C_i = C_{i-1} + G_i$$

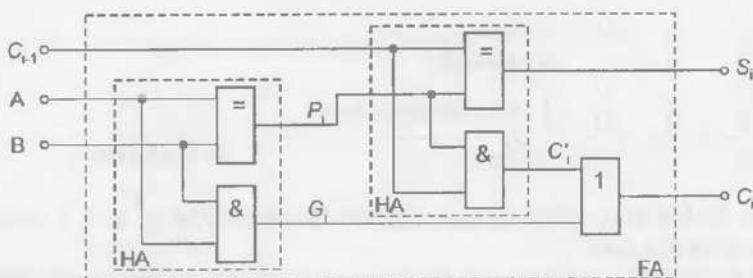
ahol

$$S_i = C_{i-1} \oplus P_i \quad \text{a terjedő (propagate) átvitel,}$$

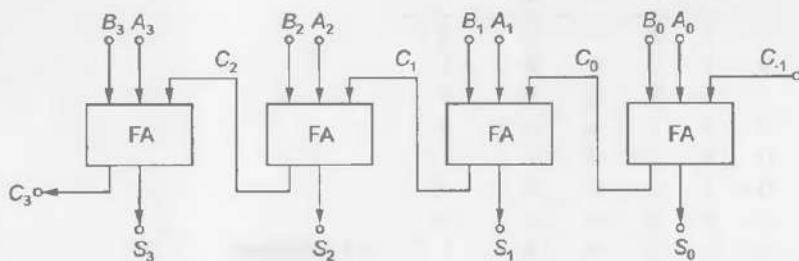
$$G_i = A_i \cdot B_i \quad \text{a keletkező (generate) átvitel.}$$

$$C_i = C_{i-1} \cdot P_i$$

Egy teljes összeadó, amint a fenti összefüggések alapján is látható, két félösszeadóból és egy VAGY kapuból alakítható ki (5.51. ábra). A teljes összeadó a mikroprocesszor aritmetikai és logikai egységének alapvető építőeleme. Az 5.52. ábra egy 4-bites összeadó egység felépítését mutatja be. A több bites összeadó egység számolási ideje hosszabb mint, mint az ezt felépítő egybites teljes összeadóé. Ennek a magyarázata az, hogy a nagyobb helyértékű bitek összeadásánál várnak kell az alacsonyabb helyértékű bitek átvitelképzésére. A késleltetési idők láncszerűen összeadódnak. A számlási idő lecsökkentését párhuzamos átvitelképző áramkör segítségével lehet elérni.



5.51. ábra. Teljes összeadó két félösszeadóból (jelölése FA)



5.52. ábra. 4-bites teljes összeadóegység

### Összefoglaló kérdések:

1. Fogalmazza meg mi a különbség a multiplexer és a demultiplexer között!
2. Mit nevezünk analóg multiplexernek?
3. Mit nevezünk regisztereknek és milyen regisztertípusok vannak?
4. Milyen szempontok szerint lehet csoporthozani a számláló áramköröket és milyen típusok vannak?
5. Milyen jellegzetességei vannak a bináris számláló áramköröknek?
6. Milyen lehetőségek vannak több helyértékű (nagyobb mint 4) bináris számlálók realizálására?
7. Milyen tulajdonságokkal rendelkeznek a reverzibilis számlálók?
8. Miben különböznek a decimális számláló áramkörök a bináris változatuktól?
9. Mire alkalmasak az aritmetikai áramkörök?
10. Rajzolja le egy félösszeadó áramkör kapcsolási rajzát és írja fel a kimeneti logikai függvényeket!
11. Mit nevezünk teljes összeadó áramkörnek?

# 6. Analóg és digitális alapáramkörök alkalmazásai

## 6.1. Szélessávú és hangolt erősítők

A szélessávú erősítők sok tekintetben megegyeznek a kisfrekvenciás erősítőkkel, de átviteli frekvenciasávjuk a legkisebb hangfrekvenciától (egyenáramú esetben 0 Hz-tól) több száz kilohertzig, esetleg néhány megahertzig terjed. A szélessávú erősítők is általában több fokozatból állnak és megkülönböztetünk bemeneti fokozatot, főerősítőt és kimeneti fokozatot (teljesítményerősítőt).

A tranzisztoros erősítők sávszélességét, vagyis az erősítés frekvenciafüggését az alkalmazott tranzisztorok határfrekvenciája és az áramkörükben található különböző reaktanciák (nem-ohmos elemek, ill. azok ellenállása) határozzák meg. Ilyen reaktanciáknak tekinthetők a csatoló kondenzátorok, az emitterkondenzátorok (source-kondenzátorok FET esetén), az áramköri szerelésből adódó parazita kapacitások, valamint a generátor és a terhelés-oldali kapacitások. Az erősítő felső határfrekvenciáját döntően az erősítőelem (tranzisztor) szabja meg, az alsó határfrekvenciát pedig a csatoló és az emitterkondenzátorok nagysága. A transzformátoros csatolás nem alkalmazható szélessávú erősítőkben, mert párhuzamos és soros reaktanciái korlátoznak a frekvenciasávot és jelentős torzitást okoznának. A jó szélessávú erősítőkben nagy teljesítményerősítésre és széles frekvencia-sávra van szükség (pl. video erősítők, oszcilloszkópok erősítői, elektronikus voltmérők). Az ilyen erősítők minősége egyenesen arányos az  $A_u$  erősítés és a B sávszélesség szorzatával. Mivel a száz kilohertz nagyságú  $f_f$  felső határfrekvenciához képest a néhányoszor tíz Hz  $f_a$  alsó határfrekvencia elhanyagolható, a sávszélesség értéke megközelítően:  $B = f_f - f_a \approx f_f$ .

A negatív visszacsatolás hatására csökken a frekvenciasáv közepén az erősítés ( $A_{uk}$ ), viszont egyenletesebbé válik a frekvencia-átvitel, laposabb lesz az átviteli jelleggörbe és megnő a sávszélesség (vagyis az alsó és felső határfrekvencia is). Az  $A_{uk} \cdot f_f$  szorzatot sávjóságnak nevezik és általában:  $A_{uk} \cdot f_f \approx A_{uk} \cdot B \approx \text{állandó}$ .

Az erősítők sávszélességének bizonyos mértékű növelésére mód van a közepes frekvencián elért erősítés csökkenése nélkül is. Ilyenkor külső frekvenciafüggő elemek alkalmazásával megróbáljuk kiegyenlíteni a kis- és nagyfrekvenciás erősítéscsökkenést okozó elemek hatását. A sávszélesség növelésének ezt a módszerét kompenzálnak nevezzük. A negatív visszacsatolás és a kompenzálás sávszélességre gyakorolt hatását a 6.1. ábra szemlélteti.

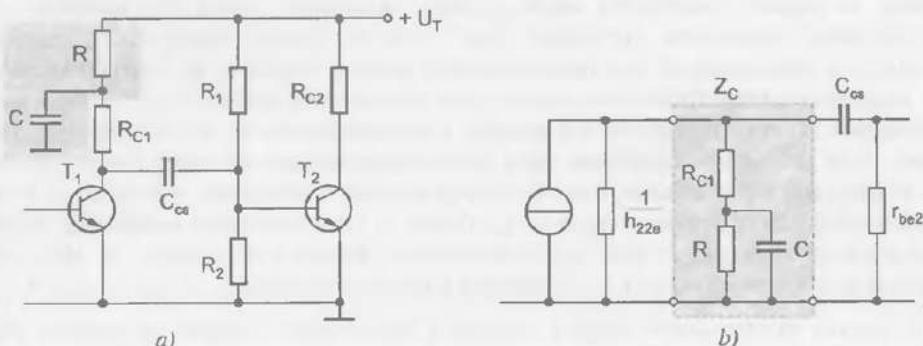


6.1. ábra. A sávszélesség növelésének lehetőségei

### 6.1.1. Kisfrekvenciás kompenzálás

A kisfrekvenciás kompenzálás segítségével az erősítők kisfrekvenciás átvitelét javithatjuk. A kisfrekvenciás átvitel szempontjából nem okoz különösebb nehézséget a tranzisztor, mert paraméterei valósak és állandó értékűek. Az egyenáramú erősítők, amelyek közvetlen csatolt fokozatokat tartalmaznak, nem igényelnek alacsony frekvenciás kompenzálást, hiszen alsó határfrekvenciájuk  $f_a = 0$  Hz. A váltakozó áramú erősítők esetében sokszor szükség van csatoló kondenzátorokra az egyenáramú leválasztás biztosítására. Egy  $RC$ -csatolású erősítő alacsonyfrekvenciás kompenzálásának egy lehetséges megoldását a 6.2. ábra szemlélteti.

A  $C_{cs}$  csatoló kondenzátor, amely a fokozatokat összekötő áramkörben sorosan kapcsolódik a következő fokozat bemeneti ellenállásához, frekvenciakorlátozó elemként viselkedik. Minél kisebb a frekvencia, annál nagyobb a feszültségeses ezen a kondenzátoron. A csillapítás mértékét kompenzálhatjuk 6.2.a. ábrán látható  $RC$  taggal, amely az  $R_{C1}$  kollektor ellenállással sorosan egy  $Z_C$  kollektor-impedanciát alkot. A  $Z_C$  impedancia (6.2.b. ábra) a frekvencia csökkenésével növekszik és az így előidézett kisfrekvenciás erősítésnövekedés megefelelő méretezés esetén kiegynlíti a csatoló kondenzátor által előidézett feszültségesesést.



6.2. ábra. Kisfrekvenciás kompenzálás

a) Az erősítést a frekvenciasáv alsó végén kompenzáló áramkör:

b) Kisfrekvenciás váltakozó áramú helyettesítő kép

A kompenzáló áramkör méretezésére alkalmas összefüggések (levezetés nélkül):

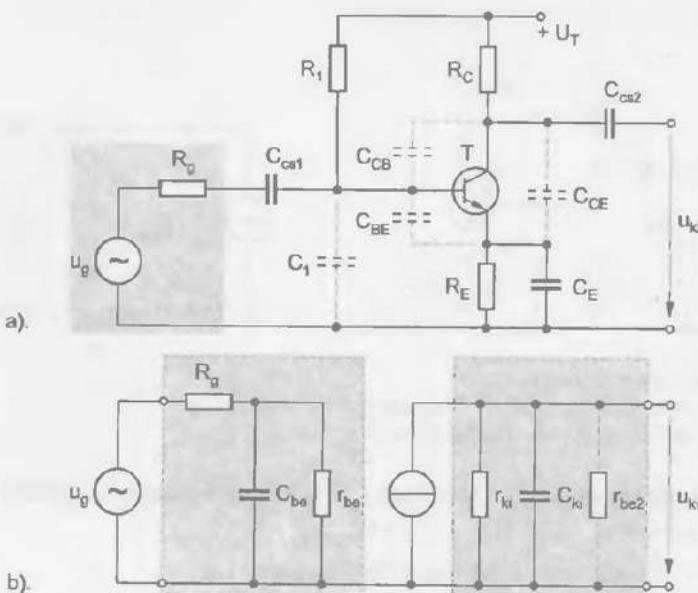
$$R_{C1} = 2 \cdot R \quad \text{és} \quad C \cdot R_{C1} = C_{cs} \cdot r_{be} .$$

### 6.1.2. Nagyfrekvenciás kompenzálás

A 100 kHz feletti határfrekvenciával rendelkező erősítők felső határfrekvenciáját (vagyis magasfrekvenciás erősítését) két tényező befolyásolja döntően:

1. A  $h_{2le}$  áramerősítési tényező csökkenése a frekvencia növekedése esetén (a tranzisztor belső felépítése határozza meg).
2. Az erősítőelem belső kapacitásainak és a szort kapacitásoknak az erősített jelre gyakorolt sűrűtőlő hatása.

Az erősítő kapcsolások mindenéppen tartalmaznak tranzisztor- és szort kapacitásokat, amelyek az áramkör ellenállásaival együtt aluláteresztő szűrőt alkotnak (6.3. ábra).



6.3. ábra. A tranzisztor kapacitásainak hatása emitterkapcsolásban

a) kapcsolási rajz b) nagyfrekvenciás, váltakozó áramú helyettesítő kép

A bemeneti oldalon a  $C_1$  (a kivezetés szót kapacitása),  $C_{BE}$  (a bázis-emitter kapacitás) és a  $C_{CB}$  (a kollektor-bázis kapacitás) az  $R_g$  ellenállással aluláteresztő szűrőt képezi. Az áramkör  $C_{be}$  bemeneti kapacitása, ha  $A_u$  a fokozat feszültségerősítése:

$$C_{be} = C_1 + C_{BE} + |1 - A_u| \cdot C_{CB} \approx C_1 + C_{BE} + |A_u| \cdot C_{CB} .$$

A kollektor bázis kapacitás közelítően  $|A_u|$ -szorosa kapcsolódik a bemenetre, mivel ezen a kondenzátoron a bemeneti feszültség  $|1 - A_u|$ -szorosa lép fel. Ezt a jelenséget *Miller-hatásnak* nevezik. Mivel  $A_u \gg 1$  a bemeneti kapacitás közelítőleg:

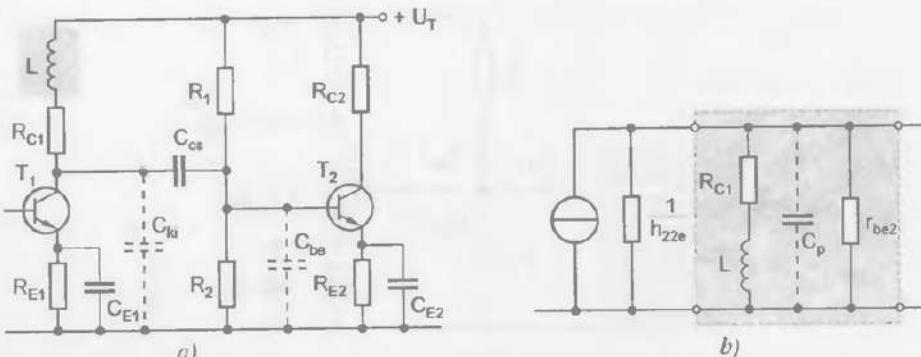
$$C_{be} \approx |A_u| \cdot C_{CB} .$$

A kimeneti oldalon a  $C_{CB}$  és  $C_{CE}$  (kollektor-emitter kapacitás) kondenzátorok az erősítő párhuzamosan kapcsolódó  $r_{ki}$  kimeneti ellenállásával és esetleg a következő fokozat  $r_{be2}$  bemeneti ellenállásával ugyancsak aluláteresztő szűrőt hoznak létre.

A kimeneti és a bemeneti oldalon képződő aluláteresztő szűrök a közepes frekvenciánál nagyobb frekvenciákon csökkentik a feszültségerősítést, mivel:

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} .$$

A nagyfrekvenciás kompenzáció célja a felső határfrekvencia növelése. A nagyfrekvenciás kompenzáció egy lehetséges változatát, amelyet *párhuzamos kompenzáció* néveznek, a 6.4. ábra szemlélteti.



6.4. ábra. Nagyfrekvenciás kompenzáció

- a) Az erősítést a frekvenciasáv felső végén kompenzálo áramkör  
b) Nagyfrekvenciás váltakozó áramú helyettesítő kép

Az  $R_{C1}$  ellenállással sorosan beiktatott  $L$  tekercs **párhuzamos rezgőkört** képez a  $C_p$  parazita kapacitásokkal:  $C_p = C_{ki} + C_{be} + C_{szereles}$

ahol  $C_{ki}$  – a  $T_1$  tranzisztoros fokozat kimeneti kapacitása;  
 $C_{be}$  – a  $T_2$  tranzisztoros fokozat bemeneti kapacitása;  
 $C_{szereles}$  – a szerelés során kialakuló szűrt kapacitások.

Általában gondos tervezés, szerelés esetén  $C_{szereles}$  jóval kisebb mint  $C_{be}$  és  $C_{ki}$ , ezért:

$$C_p \approx C_{ki} + C_{be} .$$

A párhuzamos rezgőkör tulajdonságai (rezonanciafrekvenciája és jósági tényezője) meghatározzák a csatolás nagyfrekvenciás átvitelét. A rezgőkör jósági tényezőjét az  $\frac{1}{h_{22c}}$ ,

$R_{C1}$  és  $r_{be2}$  elemek eredőjének értéke szabja meg. A rezgőkör rezonanciafrekvencián a jósági tényezőtől függő kiemelést hoz létre tehát csökken a csillapító hatás.

A jósági tényező értékét nem célszerű túlságosan nagyra választani, mivel ebben az esetben a kiemelés nagyon nagy és csak igen keskeny sávban jön létre. A rezgőkör megfelelő méretezésével elérhető, hogy a parazita kapacitások okozta erősítés-csökkenés és a rezgőkör által létrehozott kiemelés egymást kölcsönösen kiegyenljse.

### 6.1.3. Nagyfrekvenciás hangolt erősítők

Azokat az erősítőket amelyek csak egy kiválasztott keskeny frekvenciatartományban erősítik a jelet, **hangolt vagy szelektív erősítőknek** nevezik. Ezeknek a hangolt erősítőknek ugyanakkor feladata, hogy a kijelölt frekvenciasávon kívül eső jeleket ne erősítsek. Ilyen erősítőket általában csak magasabb frekvenciákon alkalmazznak ( $f_u > 100$  kHz) ezért a következőkben nagyfrekvenciás (rádiófrekvenciás) hangolt erősítőkkel foglalkozunk.

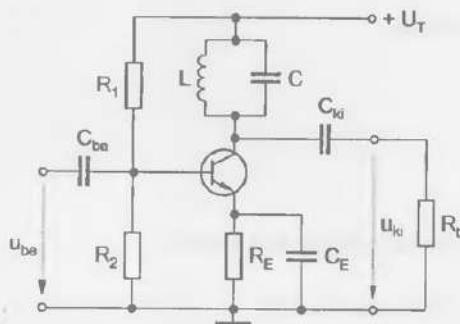
A nagyfrekvenciás hangolt erősítők jellemzője, hogy munka-ellenállásuk frekvenciafüggő: **párhuzamos rezgőkör** vagy **sávszűrő**. A hangolt erősítők rendszerint egy, vagy két hangolt rezgőkört (ill. sávszűrőt) tartalmazó kapcsolásban működnek (**egy-hangoltkörű**, vagy **két-hangoltkörű erősítő**).

## Hangolt erősítő párhuzamos LC rezgőkörrel

### Emitterkapcsolású hangolt fokozat egy rezgőkörrel

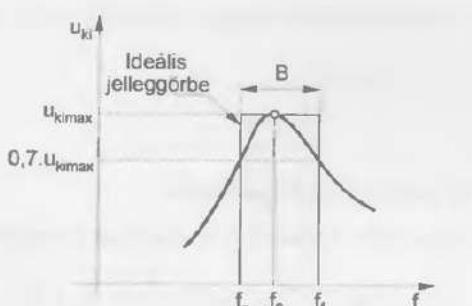
A 6.5. ábra emitterkapcsolású párhuzamos rezgőkörrel kivitelezett hangolt erősítő kapcsolását és kimeneti feszültségének frekvenciafüggvényét mutatja. A fokozat munkaellenállása a kívánt átviteli frekvenciatartomány közepére hangolt párhuzamos *LC* rezgőkör. A rezgőkör jósága fogja meghatározni az erősítő *B* sávszélességét.

Működése megegyezik a közös emitteres erősítő működésével, azzal a különbséggel, hogy a rezgőkör rezonanciafrekvenciáján a kapcsolás erősítése maximális. Ezt a kimeneti feszültség frekvenciafüggvénye is szemlélteti.



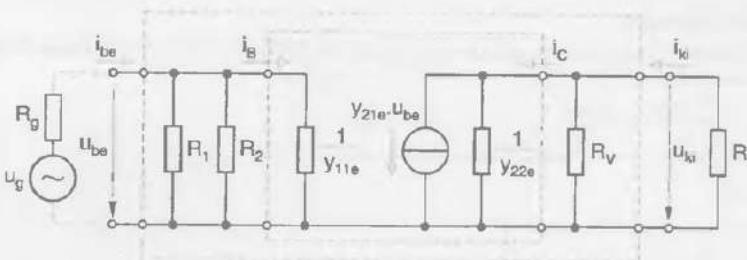
a) kapcsolási rajza;

6.5. ábra. Nagyfrekvenciás hangolt erősítő



b) a kimeneti feszültség frekvenciafüggvénye

A 6.6. ábra az erősítő admittancia paraméteres helyettesítő képét mutatja  $f_0$  rezonanciafrekvencián. A nagyfrekvenciás tartományban alkalmazott tranzisztorok (*BF xxx* jelzésük általában) kisjelű jellemzői az  $y$  paraméterekkel adottak.



6.6. ábra. Admittancia paraméteres helyettesítő kép rezonanciafrekvencián

A rezgőkör összefüggései rezonanciafrekvencián

$$X_L = X_C \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}.$$

A rezgőkör jósági tényezője:

$$Q_0 = \frac{R_V}{X_L} = \frac{X_L}{r_V}; \text{ ahol } r_V \quad - \text{a rezgőkör soros veszteségi ellenállása;}$$

$r_V$       - a rezgőkör párhuzamos veszteségi ellenállása.

A helyettesítő képek alapján végzett számításoknál mindenkorral az  $R_V$  párhuzamos veszteségi ellenállást használjuk ( $R_V = r_V \cdot Q_0^2$ ).

Abban az esetben, mikor a kondenzátor és a tekercs is veszteséges elemnek tekinthető:

$$R_V = R_{CV} \times R_{LV}; \text{ ahol } R_{CV} - \text{a kondenzátor párhuzamos veszteségi ellenállása;}$$

$$R_{LV} - \text{a tekercs párhuzamos veszteségi ellenállása.}$$

Az eredő jósági tényező ebben az esetben:

$$Q_0 = Q_L \times Q_C = \frac{R_{LV}}{X_L} + \frac{R_{CV}}{X_C}.$$

A rezgőkör sávszélessége (a terheletlen sávszélesség):

$$B = \frac{f_0}{Q_0}.$$

### *Az erősítő feszültségerősítése*

A kapcsolás kimeneti feszültsége az y paraméteres helyettesítő kép alapján:

$$u_{ki} = -y_{21e} \cdot u_{be} \cdot \left( \frac{1}{y_{22e}} \times R_V \times R_t \right) = -y_{21e} \cdot u_{be} \cdot R_{eredő}.$$

Az erősítő feszültségerősítése pedig:

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

### *Az erősítő sávszélessége*

Az erősítő  $B$ , sávszélességét a rezgőkör  $Q_{ot}$  tényleges (terhelt) jósága határozza meg:

$$Q_{ot} = \frac{R_{eredő}}{X_L} = \frac{R_{eredő}}{X_C}; \quad (Q_o > Q_{ot}).$$

A sávszélesség:

$$B_t = \frac{f_n}{Q_{ot}}; \quad (B_t > B).$$

### **Hangolt erősítő sávszűrős csatolással**

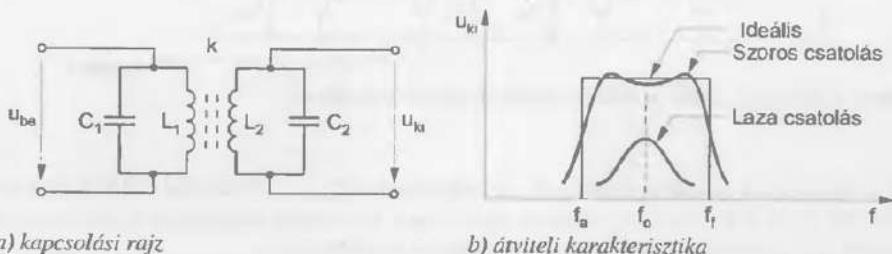
#### *Sávszűrők felépítése és jellemzői*

Az egy rezgőkörrel rendelkező hangolt erősítők átviteli karakteristikája sok gyakorlati alkalmazásban nem megfelelő, mivel: sávszélessége kicsi, a sávszéleken nem elég meredek a levágás és az átviteli sávban nem elég egyenletes a feszültségerősítés. Jobb eredményeket érhetünk el sávszűrő alkalmazásával.

**Sávszűrős csatolás** esetén a jel az egyik rezgőkörből a másikba valamelyen csatolás (induktív vagy kapacitív csatolás) révén jut át. A 6.7. ábra induktív csatolású sávszűrő és átviteli karakterisztikáját szemlélteti.

A megfelelő átvitel érdekében a két rezgőkör rezonanciafrekvenciája azonos:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} ; \Rightarrow L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2 .$$



6.7. ábra. Induktív csatolású sávszűrő

A sávszűrő fontos jellemzője a **k csatolási tényező**:

$$k = \frac{\Phi_2}{\Phi_1} ; \quad \text{ahol} \quad \Phi_1 = \text{az } L_1 \text{ primer tekercsen áthaladó fluxus};$$

$\Phi_2 = \text{a primer tekercs fluxusának az } L_2 \text{ szekunder tekercsen áthaladó része.}$

Az átviteli jelleggörbe alakjának változtatása, megvalósítható a csatolási tényező értékének változtatásával. A csatolási tényező lehetséges értékei:  $k = 0 + 1$  (a valóságban  $k < 1$ ). A tényező egyhez közelí értékei *szoros csatolást*, 1-től távol eső értékei *laza csatolást* eredményeznek. A előnyei:

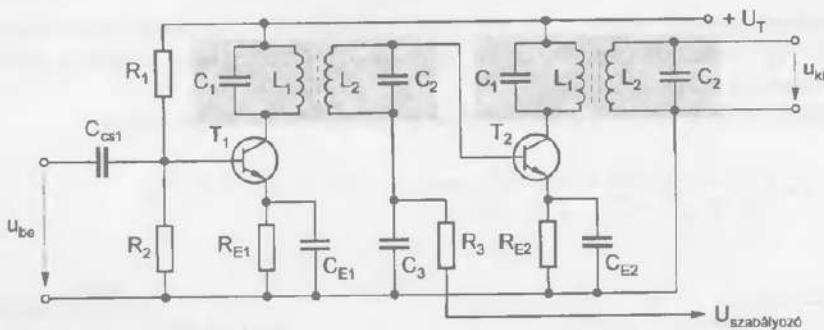
- Igen egyenletes feszültségerősítés az átviteli tartományban;
- Nagy sávszélesség;
- A sávszéleken nagy meredekségű levágás.

Hátránya a sávszűrős csatolásnak, hogy – az átviteli veszteségek következtében – kisebb feszültségerősítés érhető el, mint az egy rezgőkörös esetben.

### Hangolt erősítő kapcsolása sávszűrős csatolással

A 6.8. ábra közös emitteres, kétfokozatú, sávszűrős csatolású, hangolt erősítő kapcsolását mutatja. A kapcsolásban található négy rezgőkör biztosítja – megfelelő hangolás esetén – a nagyon jó szelekтивitást és az ideális megközelítő átviteli karakterisztikát.

Érdekkessége a kapcsolásnak az erősítés szabályozásának (pl. automatikus erősítés-szabályozás) vagy változtatásának a lehetősége. A megoldás az  $y_{21e}$  paraméter munkapont-függését használja ki. Az  $y_{21e}$  paraméter és ugyanakkor a kollektoráram értéke erőteljesen csökken, ha a munkapont a lezárás vagy a telítés közelébe kerül. A tranzisztor kollektoráramának jelentős csökkenése vagy növelése az erősítés csökkenését eredményezi.



6.8. ábra. Kétfokozatú közös emitteres erősítő sávszűrőcsatlakozással

A  $T_2$  tranzisztor munkapontját az  $R_3$ ,  $L_2$  vonalon az  $U_{szabályozó}$  feszültség állítja be a kívánt értékre. Az  $L_2$  és a  $C_3$  elem ugyanakkor biztosítja a  $T_2$  bázisán megjelenő magasfrekvenciás összetevő leválasztását az egyenáramú szabályozó-feszültségtől.

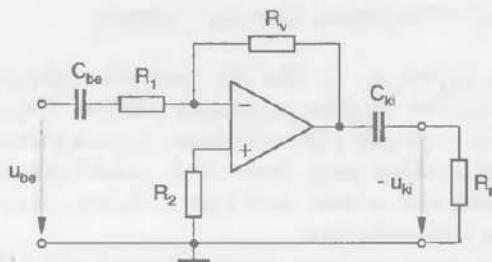
A korszerű kisjelű hangolt erősítőkben erősítésre speciális nagyfrekvenciás integrált áramköröket alkalmaznak, a kívánt átviteli sávot pedig ún. mechanikus szűrőkkel (pl. piezokerámia szűrőkkel, vagy felületi hullámszűrőkkel) biztosítják.

## 6.2. Műveleti erősítők alkalmazásai

### 6.2.1. Váltakozó feszültségű erősítők

A műveleti erősítő invertáló és nem invertáló alapkapcsolásai módosítás nélkül alkalmassak váltakozó feszültségek erősítésére. Abban az esetben amikor szükség van a kimenet és bemenet egyenfeszültségű leválasztására, ezt legegyszerűbben csatoló kondenzátorok alkalmazásával oldhatjuk meg. A csatoló kondenzátorok kisfrekvenciás erősítéscsökkenést okoznak, ezért az erősítő alsó határfrekvenciáját ezek határozzák meg.

A 6.9. ábra egy invertáló alapkapcsolásban működő váltakozó feszültségű erősítőt mutat. A kapcsolás jellemzői a következők:



6.9. ábra. Váltakozó feszültségű erősítő invertáló alapkapcsolásban

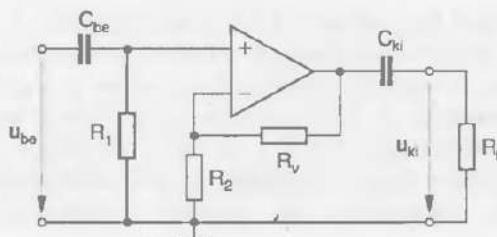
- Bemeneti ellenállás:  $R_{be} = R_1$
- Feszültségerősítés:  $A_{uv} = -\frac{R_v}{R_1}$
- A bemeneti nyugalmi áramot biztosító ellenállás:  $R_2 = R_v$ ; mivel az  $R_1$  ellenálláson nem folyik egyenáram a  $C_{be}$  csatolókondenzátor leválasztó hatása miatt.
- Bemeneti csatolókondenzátor:

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a1} \cdot R_{be}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a1} \cdot R_1}$$

- Kimeneti csatolókondenzátor:  $C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a2} \cdot R_t}$

Az erősítő alsó határfrekvenciája – a két alsó határfrekvencia ( $f_{a1}$  és  $f_{a2}$ ) közül – a kedvezőtlenebb érték (*a nagyobbik*) lesz.

A 6.10. ábra neminvertáló erősítő alapkapcsolásban működő váltakozó feszültségű erősítő kapcsolását mutatja.



6.10. ábra. Váltakozó feszültségű erősítő neminvertáló alapkapcsolásban

- Bemeneti ellenállás:  $R_{be} = R_1$
- Feszültségerősítés:  $A_{uv} = 1 + \frac{R_v}{R_2}$
- Bemeneti csatoló kondenzátor:

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a1} \cdot R_{be}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a1} \cdot R_1}$$

- Kimeneti csatoló kondenzátor:

$$C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a2} \cdot R_t}$$

Ebben az esetben is az erősítő áramkör alsó határfrekvenciája – a két alsó határfrekvencia ( $f_{a1}$  és  $f_{a2}$ ) közül – a kedvezőtlenebb érték lesz.

## 6.2.2. Aktív szűrőkapcsolások

Az elektronikában azokat a négypólusokat nevezik *szűrének*, amelyek frekvenciafüggő átviteli tulajdonságokkal rendelkeznek. A szűrök feladata a kívánt frekvenciatartományba eső jeleket áteresztő, a többöt pedig elnyomni.

Elvileg a következő szűrőtípusokat különböztethetjük meg:

- *aluláteresztő szűrő*,
- *felüláteresztő szűrő*,
- *sávszűrő (sáv áteresztő szűrő)*,
- *sávzáró szűrő*.

A szűrőkapcsolásokkal szemben támasztott legfontosabb gyakorlati követelmények:

1. minél egyenletesebb átvitel az áteresztő sávban;
2. minél meredekebb vágás a zárótartományban;
3. a fázistolás az áteresztő tartományban lehetőleg lineáris függvénye legyen a frekvenciának.

Az aktív szűrőkapcsolások olyan elektronikus áramkörök, amelyek felépítése ellenállásokat, kondenzátorokat és aktív áramköri elemeket (sajátságos esetben integrált műveleti erősítőket) is tartalmaz. Segítségükkel a passzív RLC szűrőkapcsolásokra jellemző átviteli karakterisztikákat tudunk kialakítani, anélkül hogy kapcsolásuk induktivitásokat tartalmazna. Ez természetesen csak úgy lehetséges, ha az aktív szűrőben az induktivitásokat elektronikus úton szimulálják az aktív elemek felhasználásával.

Passzív szűrök kimenetén a bemeneten felvett villamos energiának csak egy része jelentkezik. Az aktív szűrök esetén a kimenetben szolgáltatott energia nagyobb is lehet mint a bemeneten felvett, annak az energiának a felhasználásával amit az aktív áramköri elem a tápegységből felvesz. Az aktív szűrök alkalmazása nagyon előnyös alacsony frekvenciás tartományokban. Alacsony frekvencián a passzív szűrök méretezése nagyon nagy értékű induktivitásokat feltételez, amelyek elkészítése csak elfogadhatatlan gyakorlati jellemzők mellett lehetséges (nagyon nagy geometriai méret és nagyon kicsi jósági tényező).

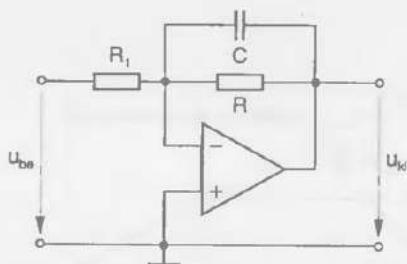
Az egyszerű és sokoldalú alkalmazhatóságuk miatt az aktív szűrőket sokszor olyan frekvenciatartományokban is alkalmazzák ahol a passzív szűrök készítése nem ütközik különösebb nehézségekbe.

### Aktív aluláteresztő szűrő

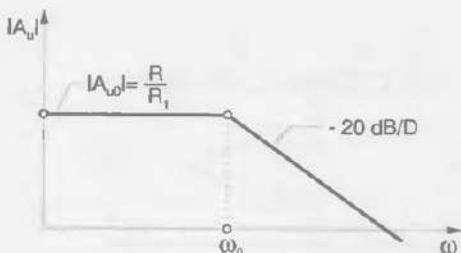
Az aktív aluláteresztő szűrő egy lehetséges kapcsolását a 6.11. ábra szemlélteti. A C kondenzátoron keresztül a nagyfrekvenciás jeleket visszacsatoljuk, mivel a kondenzátoroknak a nagyobb frekvenciákon kicsi az ellenállása. A nagyfrekvenciás jelek így erősen gyengítve jutnak a műveleti erősítő invertáló bemenetére. A kisfrekvenciás jelek viszont nem gyengülnek és akadály nélkül tudnak továbbhaladni. Mivel a műveleti erősítőnek az áramkörben erősítő hatása van, a kapcsolás aktív. Ennek köszönhető az aktív aluláteresztő szűrő elnevezés. A kapcsolás átviteli függvényét, az invertáló alapkapsolás tulajdonságainak felhasználásával kapjuk:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = - \frac{Z_v}{Z_s} = - \frac{\frac{R \times \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{R_1}}{\frac{R}{R_1}} = - \frac{\frac{R}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R}}{\frac{R}{R_1}} = - \frac{R}{R_1} \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R},$$

ahol  $Z_v$  visszacsatoló soros impedancia és  $Z_s$  bemeneti soros impedancia.



6.11. ábra. Aluláteresztő szűrő



6.12. ábra. Aluláteresztő szűrő átviteli jelleggörbéje

Az áramkör átviteli jelleggörbékét a 6.12. ábra szemlélteti. Megfigyelhető, hogy a kimeneti feszültség (a törésponti frekvenciát túllépve) – 20 dB/dekád meredekséggel csökken. Az áteresztési tartományban a szűrő aktív jellegét bizonyítja, hogy az erősítés nagysága:

$$|A_{uv}| = \frac{R}{R_1}.$$

Az aluláteresztő szűrő által beiktatott töréspont frekvenciája:

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}.$$

A fáziseltolás kis frekvenciáknál nulla, a törésponti frekvenciánál  $-45^\circ$  és nagyfrekvenciáknál  $-90^\circ$ -hoz közelít. Ez az aktív  $RC$  szűrő aluláteresztő jellege miatt az  $u_{be}(t)$  bemeneti jel középértékének képzésére alkalmas.

Sokszor nem elég a szűrők zárótartományban létrejövő csillapítása. Ilyen esetben több szűróáramkört kapcsolhatunk sorosan egymás után, így a csillapítás-karakterisztika sokkal meredekebb lesz.

### Felüláteresztő szűrő

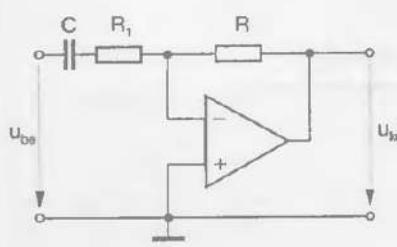
A 6.13. ábrán felüláteresztő szűróáramkör kapcsolása látható. Mivel a soros C kondenzátorok csak a magasabb frekvenciákon kicsi az impedanciája, az alacsony frekvenciás jelek erősen gyengítve jutnak a műveleti erősítő invertáló bemenetére.

A felüláteresztő szűrő átviteli függvénye:

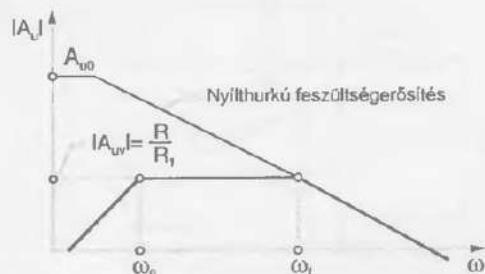
$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{Z_v}{Z_s} = -\frac{R}{R_1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} = -\frac{R}{R_1} \frac{j \cdot \omega \cdot C \cdot R_1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_1}.$$

A frekvencia-átvitel és a műveleti erősítő nyilthurkú feszültségerősítésének frekvenciafüggésének grafikus képe a 6.14. ábrán látható.

Az aktív felüláteresztő szűrők a gyakorlatban igen hajlamosak a begerjedésre vagy kiemelésre az áteresztő tartományban. A felüláteresztő szűrőkben is javíthatjuk a zárótartománybeli csillapítást és meredekséget, ha több áramkört egymás után kapcsolunk.



6.13. ábra. Felüláteresztő szűrő



6.14. ábra. Felüláteresztő szűrő átviteli jelleggörbéje

A szűrő törésponti frekvenciáját a soros elemek határozzák meg:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C}.$$

A nyílthrukú erősítés csökkenése a frekvencia növekedésével meghatározza a szűrő felső határfrekvenciáját ( $\omega_f$ ).

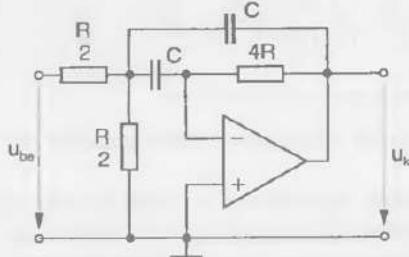
### Sávszűrők (Sávzáró- és sáváteresztő szűrők)

Az aktív sávszűrő (sávzáró szűrő) kapcsolását a 6.15. ábra szemlélteti. Ez a típusú szűrő az átviteli tartományán kívül eső jeleket erősen csillapítja. Az ábrán megadott ellenállás- és kapacitásértékekkel a következő átviteli függvényt kapjuk:

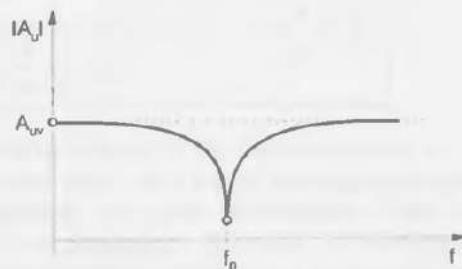
$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{bc}} = - \frac{-j \cdot \omega \cdot R \cdot C}{1 + \frac{1}{2} \cdot j \cdot \omega \cdot R \cdot C - (\omega \cdot R \cdot C)^2}.$$

Ebben az esetben a sávközépfrekvencia:

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



6.15. ábra. Sávszűrő



6.16. ábra. Sávzáró szűrő átviteli karakterisztikája

Az aktiv savszűrő átviteli karakterisztikáját a 6.16. ábra mutatja. Az áramkör előnyös tulajdonsága, hogy megfelelő kompenzáció esetén stabil működésű, gerjedésre nem hajlamos. A két  $\frac{R}{2}$  értékű ellenállást együttfutó potenciométerekkel helyettesítve, közel lineáris sávközép frekvenciaváltoztatás válik lehetővé anélkül, hogy a szűrő jósági tényezője számot-tevően változna.

Befejezésképpen feltétlenül meg kell említeni, hogy az aktiv szűrők jellemzői, jellemzőinek stabilitása közvetlen módon függ az alkalmazott alkatrészek (*kondenzátorok, ellenállások, műveleti erősítők*) minőségtől és időbeni stabilitásától.

### 6.2.3. Műveleti erősítők alkalmazása a méréstechnikában

A műveleti erősítők kiemelkedő tulajdonságai és a segítségükkel megoldható feladatok igen alkalmassá teszik felhasználásukat különböző méréstechnikai alkalmazásokban. A műveleti erősítők jelenleg az elektronikus mérőműszerek alapvető alkatrészei közé tartoznak. Általában egy elektronikus mérőműszer a következő részegységekből épül fel:

- bemeneti mérőátlakító, amely a mért mennyiséget elektromos jelé alakítja;
- elektronikus áramkör, amely a mérőátlakító által szolgáltatott elektromos jelet feldolgozza: felerősíti, szűri, bizonyos törvények szerint átalakítja és illeszti a fokozatokat egymás között;
- kimeneti átalakító (analóg vagy digitális kijelző műszer, oszcilloszkóp), amely a mért mennyiség vizuális, vagy grafikus megjelenítésére alkalmas.

Az analóg mérőműszerek nagyon nagy választéka miatt a továbbiakban – a teljesség igénye nélkül – néhány, a műveleti erősítőkre vonatkozó jellegzetes alkalmazás kerül bemutatásra.

#### Műveleti erősítők alkalmazása feszültségmérő áramkörökben

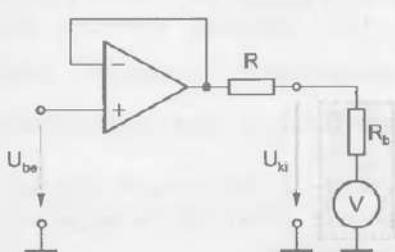
A feszültségek és áramok közvetlen mérése különböző műszerekkel lehetséges, amelyeket voltmérőnek és ampermérőnek nevezünk. Kis értékű villamos jelek mérése esetén ezek a műszerök nagy mérési pontatlansággal jellemezhetők (nem megfelelően nagy belső ellenállású feszültségmérők esetén és nem megfelelően kis belső ellenállású árammérők esetén). Egy erősítőt beiktatva a mérődő mennyiség és a kijelző műszer között a mérés érzékenysége és pontossága növelhető.

A 6.17. ábrán látható voltmérő nagy bemeneti impedanciával rendelkezik az alkalmazott műveleti erősítő feszültséggövető kapcsolásnak köszönhetően ( $U_{ki} = U_{be}$ ).

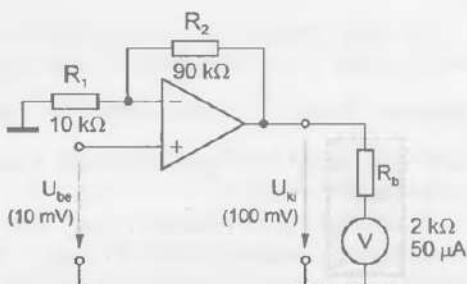
Abban az esetben mikor a kapcsolás érzékenységét növelni szeretnénk a műveleti erősítőt erősítőkent használjuk. A 6.18. ábra ezt a lehetőséget szemlélteti. A kimeneti feszültség értékét ebben az esetben a következő összefüggés adja meg:

$$U_{ki} = U_{be} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Feltételezve, hogy a 6.18. ábra szerinti kapcsolásban használt Deprez-műszer elektromos jellemzői  $R_b = 2 \text{ k}\Omega$  és  $I_M = 50 \mu\text{A}$ , a műszer által mérhető feszültség maximális értéke:  $U_{V_{max}} = R_b \cdot I = 100 \text{ mV}$ . A feszültségmérő kapcsolás  $U_{be} = 0 \div 10 \text{ mV}$  közötti feszültségek méréset teszi lehetővé.

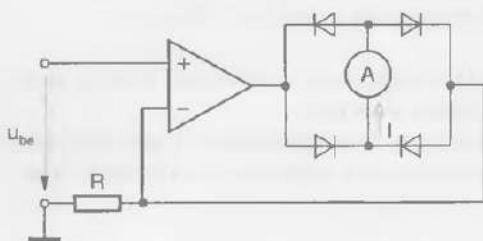


6.17. ábra. Feszültségmérő műveleti erősítő követővel



6.18. ábra. Feszültségmérő nem invertáló műveleti erősítővel

Váltakozó feszültségek mérése egyenáramú elektromechanikus műszerekkel csak úgy lehetséges, ha előzőleg a méréndő feszültséget egyenirányítjuk. A 6.19. ábra kétutas, átlagérték egyenirányító-kapcsolást mutat be. A műveleti erősítő visszacsatoló ágában Graetz-kapcsolású diódanégyest helyezünk el, ennek keresztágában árammal arányos kitérést adó Deprez-műszert.



6.19. ábra. Precíziós egyenirányító kapcsolás

A műszeren az egyenirányított kimeneti áram folyik át, amelynek értéke:

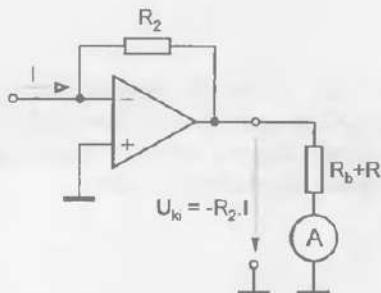
$$I \approx \frac{|U_{be}|}{R}.$$

*Az egyenirányító diódák feszültsége igényét a műveleti erősítő fedeli.*

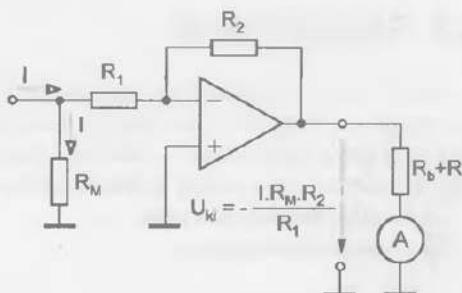
Mivel a kapcsolásban a diódák nyitóirányú ellenállása, valamint a mérőműszer belső ellenállása a visszacsatoló ágban van, értékük nem befolyásolja az  $I$  áram értékét; tehát a skála nagyon lineáris. A műveleti erősítő nagy hurokerősítésének köszönhetően a félvezető egyenirányítóban nagyon zavaró könöökfeszültség  $100 \mu\text{V}$ -nál kisebb értékre csökken. A műveleti erősítő sávszélessége és a kimeneti feszültség maximális változási sebessége korlátozza a méréndő jel maximális frekvenciáját (*jellemző érték*  $f_{max} = 20 \text{ kHz}$ ).

### Műveleti erősítők alkalmazása árammérő áramkörökben

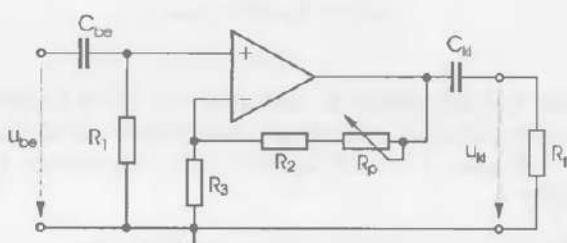
Az áram közvetlen mérése elektromechanikus mérőműszerek segítségével, csak viszonylag nagy értékű áramok esetén ad kielégítő eredményt. Az elektronikus erősítők alkalmazása növeli a mérések érzékenységét és megfelelő impedanciaillesztést biztosít a méréndő jelforrás és a kijelző műszer között. Gyakran alkalmazznak műveleti erősítő áram-feszültség átalakítókat az előzőekben tárgyalta feszültségmérő kapcsolások felhasználhatóságának biztosítására (6.20. ábra.), vagy a méréndő árammal egyenesen arányos feszültségek erősítése elvén működő kapcsolásokat (6.21. ábra.).



6.20. ábra. Árammérés áramerősítő kapcsolással

6.21. ábra. Árammérés feszültségerősítés révén  
( $R_1 \gg R_M$ )**Összefoglaló kérdések és feladatok:**

1. Milyen jellemzői vannak a szélessávú erősítőknek?
2. Mit nevezünk nagyfrekvenciás kompenzálsnak?
3. Mi a feladata a nagyfrekvenciás hangolt erősítőknek?
4. Mit nevezünk sávszűrős csatolásnak?
5. Milyen előnyei vannak az aktív szűrőkapcsolásoknak a passzív változatokhoz viszonyítva?
6. Miért alkalmazhatók eredményesen a műveleti erősítők kapcsolások a méréstechnikában?
7. Műveleti erősítő váltakozó feszültségű erősítőkapcsolás számítása (6.22. ábra)!



6.22. ábra.

**Adatok:**

$$R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_g = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$U_{be} = 100 \text{ mV}$$

$$R_{p\max} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$f_{ho} = 10,5 \text{ Hz} - \text{alsó határfrekvencia}$$

**Feladatok:**

- a) Határozza meg a feszültségerősítés minimális és maximális értékét!
- b) Határozza meg, hogy mekkora lehet a minimális és a maximális kineteti feszültség!
- c) Határozza meg  $C_{be}$ ,  $C_L$  csatolókondenzátorok értékét 2dB-es szintcsökkenés esetén és válasszon szabványos értéket!

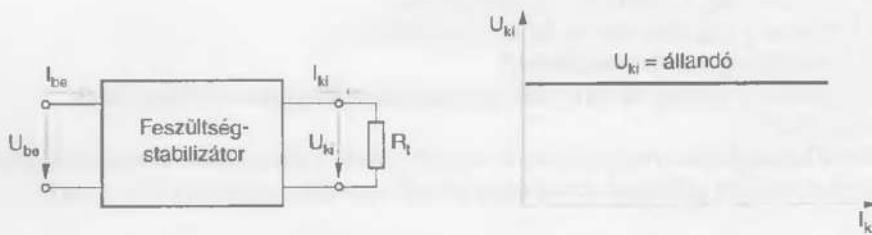
## 6.3. Stabilizátorok

A stabilizátorok olyan négypolusoknak tekinthetők, amelyek valamelyik kimeneti villamos jellemzője – a bemeneti feszültségtől, a terhelőáram értékétől és a környezeti hőmérséklettől nagymértékben függetlenül – állandó. Annak függvényében, hogy a kimeneti feszültség, vagy a kimeneti áram értékét próbáljuk állandó értéken tartani, megkülönböztetünk:

- feszültségstabilizátorokat;
- áramstabilizátorokat.

### 6.3.1. Feszültségstabilizátorok

A feszültségstabilizátorok olyan áramkörök, amelyek feladata, hogy egy fogyasztó feszültségét állandó értéken tartsák a tápfeszültség, a terhelőáram és a környezeti hőmérséklet változása esetén. Az elektronikus áramkörök működtetéséhez általában elegendő 5–10 %-os pontosságú egyenfeszültség. A feszültségstabilizátor négypolusként való ábrázolását és ideális áram-feszültség karakteristikáját a 6.23. ábra szemlélteti.

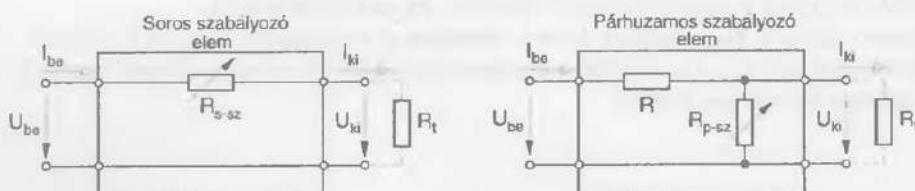


a) ábrázolása négypolusként  
6.23. ábra. Feszültségstabilizátor

b) ideális karakterisztika

A valóságos feszültségstabilizátorok karakterisztikája az ideálistól eltér, mivel kimeneti feszültsége – a terhelőáram, a bemeneti feszültség és a környezeti hőmérséklet változásának hatására – bizonyos határok között változik. A feszültségstabilizálás megoldására két stabilizálási elvet használnak (6.24. ábra):

- soros stabilizálási elv; a szabályozó elem a terheléssel sorosan van kapcsolva.
- párhuzamos stabilizálási elv; a szabályozó elem a terheléssel párhuzamosan van kapcsolva.



a) soros stabilizálás  
6.24. ábra. Feszültségstabilizálási elvek

b) párhuzamos stabilizálás

A soros elvű feszültségstabilizátorokban a szabályozó elem ( $R_{s,s}$ ) – amely úgy viselkedik mint egy vezérelt változtható ellenállás – sorosan kapcsolódik az  $R_i$  terhelő ellenállással. A szabályozó elem ellenállás csökkenése a kimeneti feszültség növekedését eredményezi. A terhelőáram növekedése vagy a bemeneti feszültség csökkenése esetén a szabályozó elem ellenállása úgy csökken, hogy a kimeneti feszültség ne változzon. Fordított esetben amikor a terhelőáram csökken és a bemeneti feszültség növekszik, a kimeneti feszültség csak akkor marad állandó, ha a szabályozó elem ellenállásán nagyobb feszültség esik; vagyis ha  $R_{s,s}$  értéke nő.

A párhuzamos elvű stabilizátoroknál a szabályozó elem ( $R_{p,s}$ ) párhuzamosan kapcsolódik a terheléssel. A szabályozó elem ellenállásának változásával azonos irányban változik a kimeneti feszültség is. Ha pl. nő a terhelőáram és csökken a bemeneti feszültség, a szabályozó elem ellenállásának növekedése révén a kimeneti feszültség állandó marad. A működésben fontos szerepet játszik a szabályozó elem maximális áramát korlátozó  $R$  ellenállás, amelyen ugyanakkor létrejön a szükséges bemeneti feszültségesés. A párhuzamos stabilizátorok egyszerű kapcsolástechnikával megvalósíthatók és kimeneti rövidzár esetén nem mennek tönkre, mivel ilyenkor az  $R$  ellenálláson lép fel az egész teljesítmény.

A soros stabilizálás bonyolultabb kapcsolásokhoz vezet, de jobb stabilizált és nagyobb hatásfokot biztosít. A párhuzamos stabilizátoroktól eltérően rövidzár esetén a soros szabályozó elem tönkremegy. Ezért a soros stabilizátorok általában *rövidzár-védelemmel* és *túlterhelés elleni védelemtel* rendelkeznek.

A feszültségstabilizátorok minőségi jellemzésére a következő adatokat használják:

- Bemeneti feszültségváltozásra vonatkoztatott stabilitási tényező ( $Q_{S_{U_{be}}}$ ), és terhelőáram-változásra vonatkoztatott stabilitási tényező ( $Q_{S_{I_{ki}}}$ ):

$$Q_{S_{U_{be}}} = \frac{\frac{\Delta U_{be}}{U_{be}}}{\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}}};$$

$$Q_{S_{I_{ki}}} = \frac{\frac{\Delta I_{ki}}{I_{ki}}}{\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}}}.$$

### Elemi feszültségstabilizátorok

Bármely feszültségstabilizátor működéséhez szükség van *referenciafeszültségre*, mivel csak fgy lehetséges a kimeneti feszültséggel való összehasonlítás. Az *elemi feszültségstabilizátorok* a legegyszerűbb feszültségstabilizálásra alkalmas kapcsolások, amelyek referenciafeszültsékként is használhatók. Ezekben a *párhuzamos elvű stabilizátorokban* olyan félvezető diódákat alkalmaznak, amelyek dinamikus ellenállása a működési tartományukban kicsi.

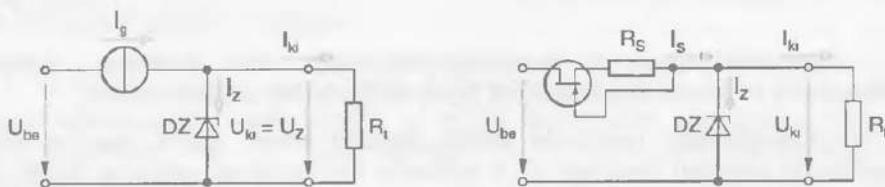
Kis feszültségek (kb. 0,6 ÷ 2,5 V) stabilizálására alkalmas a nyitóirányban előfeszített szilícium-alapú dióda, vagy tranzisztor bázis-emitter átmenete és a fénykibocsátó dióda. Nagyobb feszültségek (kb. 2,3 V ÷ 250 V) stabilizálására alkalmas a *Zener-diódás stabilizátor*. A 6.25. ábra egy Si-diódás elemi stabilizátor kapcsolását és nyitóirányú karakterisztikáját mutatja. A kapcsolás kimeneti feszültsége az alkalmazott dióda nyitóirányú feszültségesére függvényében 0,6 ÷ 0,9 V között lehet. Az A és B pontok közé fénykibocsátó diódát (LED) kapcsolva, a stabil kimeneti feszültség értéke a LED típusától függően 1,5 ÷ 2,5 V között van.

A stabilizálás jóságát a bemeneti feszültségváltozás elnyomási tényezőjével jellemzhetjük:

$$S = \frac{\Delta U_{bc}}{\Delta U_z}$$

$$\text{Állandó terhelőellenállás esetén: } S = 1 + R \cdot \left( \frac{1}{r_z} + \frac{1}{R_i} \right) \approx \frac{R}{r_z + R_i} \quad (S \approx 10 \div 100).$$

Megállapítható, hogy a stabilizálás jóságának a növelése érdekében, a még megengedhető *legnagyobb* értékű  $R$  előtét-ellenállást célszerű alkalmazni. Az elnyomási tényező jelentősen javul, ha az  $R$  ellenállást egy áramgenerátorral helyettesítjük. A 6.27. ábra ennek egy lehetséges megoldását szemlélteti FET-es áramgenerátor alkalmazásával. A Zener-diódán átfolvó áram megegyezik a FET beállított csatornaáramával.

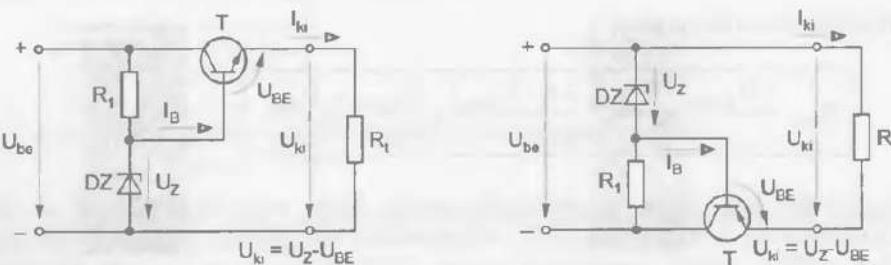


a) elvi megoldás b) FET-es áramgenerátor alkalmazásával  
 6.27. ábra. Zener-diódás elemi stabilizátor áramgenerátorral

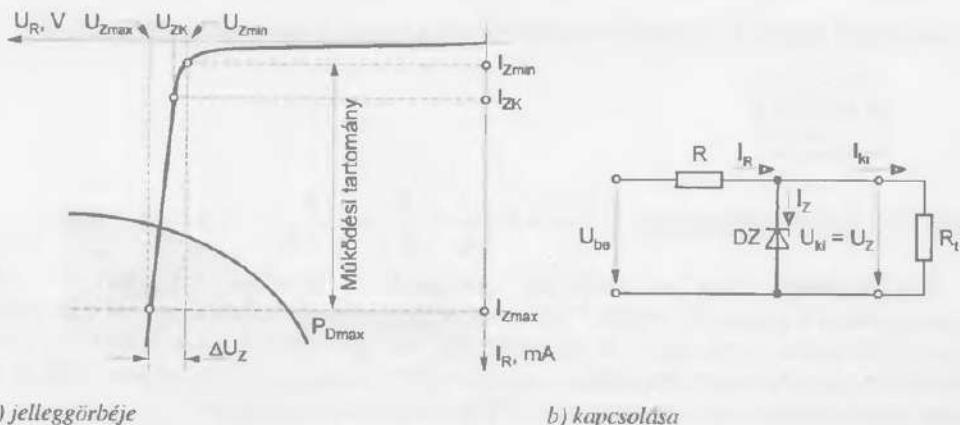
Az elemi stabilizátorok legnagyobb hátránya a gyakorlatban, nagyon kicsi terhelhetőségük. Ezt a hátrányt egyszerűen ki lehet küszöbölni tranzisztorok alkalmazásával, amelyek az elemi stabilizátorok áramát felerősítik és így a kimeneti teljesítmény sokszorosára növelhető.

## *Áteresztő-tranzisztoros feszültségstabilizáló kapcsolások*

A legegyszerűbb soros áteresztő-tranzisztoros feszültségstabilizátor kapcsolást a 6.28. ábra mutatja, NPN és PNP tranzisztoros kivitelben. A feszültségstabilizátor egy közös kollektortos (emitterkövető) alapkapcsolásnak felel meg, amelynek az egyik munkapont-beállító eleme egy Zener-dióda, az emitter-ellenállás szerepét pedig az  $R_s$  terhelő-ellenállás tölti be.



a) NPN tranzisztorral



a) jelleggörbje

b) kapcsolása

6.26. ábra. Zener-diódás elemi stabilizátor

Az előtét-ellenállásnak a feszültségingadozásokat kell felvennie. Értékének megválasztása a következő követelmények együttes figyelembevételével történik:

- Az előtét-ellenállás (minimális értéke) legalább akkora legyen, hogy a várható legnagyobb bemeneti feszültség és a legkisebb fogyasztóáram esetén se lépjük túl a Zener-dióda maximális áramát ( $I_{Zmax}$ ). Alkalmazva a kapcsolásra Kirchhoff csomóponti és huroktörvényét:

$$U_{be\max} \leq R \cdot (I_{ki\min} + I_{Zmax}) + U_{Zmin} + r_Z \cdot I_{Zmax}.$$

Az ellenállás minimális értéke:

$$R_{\min} = \frac{U_{be\max} - (U_{Zmin} + r_Z \cdot I_{Zmax})}{I_{ki\min} + I_{Zmax}} \cong \frac{U_{be\max} - U_{ZK}}{I_{ki\min} + I_{Zmax}}.$$

- Az előtét-ellenállás maximális értéke akkora kell legyen, hogy a várható legkisebb bemeneti feszültség és a legnagyobb fogyasztóáram esetén a Zener-dióda még a stabilizálási tartományban működjön ( $I_z > I_{Zmin}$ ).

$$U_{be\min} \geq R \cdot (I_{ki\max} + I_{Zmin}) + U_{Zmin} + r_Z \cdot I_{Zmin}.$$

Az ellenállás maximális értéke:

$$R_{\max} = \frac{U_{be\min} - (U_{Zmin} + r_Z \cdot I_{Zmin})}{I_{ki\max} + I_{Zmin}} \cong \frac{U_{be\min} - U_{ZK}}{I_{ki\max} + I_{Zmin}}.$$

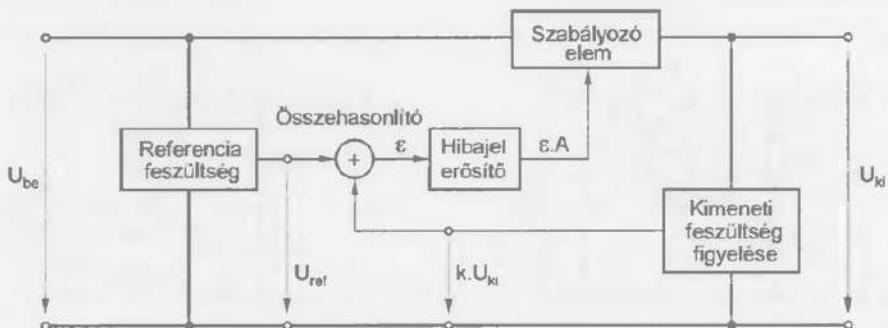
Figyelembe kell venni a méretezés során, hogy nem léphetjük túl a dióda katalógusadataiban szereplő *maximális megengedhető teljesítmény* ( $P_{dmax}$ ). Ennek következtében – főleg nagyobb feszültségek esetén – előfordulhat, hogy a diódán megengedett maximális Zener-áramot nem az  $I_{Zmax}$ , hanem a  $P_{dmax}$ -ból számítható érték határozza meg.

### Visszacsatolt feszültségstabilizátorok

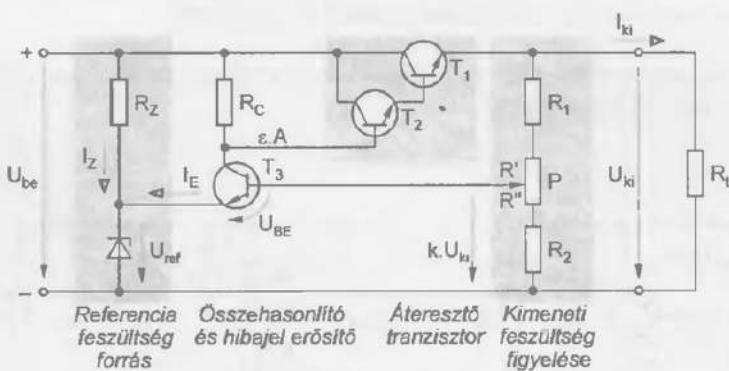
Az előzőekben megismert feszültségstabilizátorok kimeneti feszültségének megváltozása esetén nincs mód a megváltozás érzékelésére és a szükséges korrekció biztosítására.

A visszacsatolt feszültségstabilizátor *automata szabályozórendszernek* tekinthető, amelynél a *szabályozott jellemzőt* (*a kimeneti feszültséget*) folyamatosan figyeljük (mérjük), egy másik jelrel (*a referenciafeszültséggel*) összehasonlítjuk, és ennek az összehasonlításnak az eredményétől függően az eltérés értelmében a *szabályozó elem* áteresztőképességét befolyásoljuk.

A visszacsatolt feszültségstabilizátor elvi felépítését a 6.31. ábra szemlélteti. Az  $U_{ki}$  kimeneti feszültséget, vagy ennek egy részét ( $k \cdot U_{ki}$ ) folyamatosan összehasonlítjuk a referenciafeszültséggel ( $U_{ref}$ ). A két feszültség különbsége az  $\epsilon = k \cdot U_{ki} - U_{ref}$  hibajel megfelelő erősítés után, vezérli a soros szabályozóelemet, amig a hibajel meg nem szűnik. Tehát a megfelelően felerősített hibajel ( $\epsilon \cdot A$ ) olyan irányban és mértékben módosítja a szabályozó elem munkapontját, hogy a kimeneti feszültség az eredeti érték felé közeledjen.



6.31. ábra. Visszacsatolt soros feszültségstabilizátor elvi felépítése



6.32. ábra. Visszacsatolt soros feszültségstabilizátor kapcsolási rajza

Egyszerű visszacsatolt feszültségstabilizátor kapcsolási rajzát mutatja a 6.32. ábra. Az  $U_{ref}$  referenciafeszültséget Zener-diódás elemi stabilizátor állítja elő. Ha a  $T_3$  tranzisztor emitterárama sokkal kisebb mint a Zener-dióda árama ( $I_E \ll I_Z$ ), akkor az elemi stabilizátor kimenete terheletlennek tekinthető. Az  $R_1$ ,  $R_2$  és  $P$  elemekből álló feszültség-osztó a kimeneti feszültséggel arányos ( $k \cdot U_{ki}$ ) visszacsatoló feszültséget állítja elő.

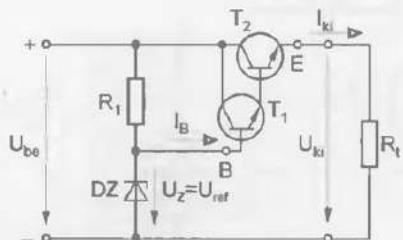
Az  $R_1$  ellenállás és a Zener-dióda elemi stabilizátort alkot. A  $T$  tranzisztor emitterkövető üzemmódban működik:

$$I_{ki} = I_E = \beta \cdot I_B, \text{ áramot és } U_{ki} = U_Z - U_{BE} \text{ stabil feszültséget szolgáltat.}$$

A kapcsolás feszültségstabilizációs tényezője valamivel kisebb, mint az elemi stabilizátoré, mivel változó terhelőáramok esetén két jelenség lép fel:

- a terhelőáram azonos az emitterárammal és megváltozása a bázis áram és a bázis-emitter feszültség megváltozását okozza. A bázisáram megváltozása változtatja az elemi stabilizátor terhelőáramát, a bázis-emitter feszültség megváltozása pedig a tranzisztor áteresztő-képességét befolyásolja. A két jelenség a kimeneti feszültség változtását eredményezi.*

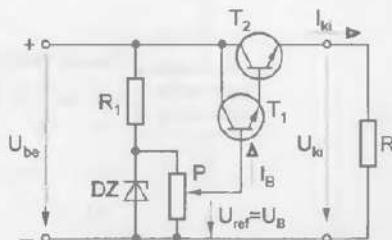
Az elemi stabilizátor terhelőáramának változása elhanyagolhatóvá válik, Darlington-kapcsolású tranzisztorokat alkalmazásával (6.29.a. ábra). A stabilizátor kimeneti feszültségét szabályozhatóvá tehetjük a 6.29.b. ábrán látható kapcsolással. A Darlington-kapcsolású tranzisztorok bázisárama nem túl nagy terhelések esetén nagyon kicsi. A Zener-diódával párhuzamosan kapcsolt  $P$  potenciometerek szabályozható bázisfeszültséget biztosít a  $T_1$  tranzisztor számára.



$$U_{ki} = U_{ref} - U_{BE1} - U_{BE2}$$

a) állandó kimeneti feszültségű

6.29. ábra. Feszültségstabilizátor Darlington-kapcsolású tranzisztorokkal

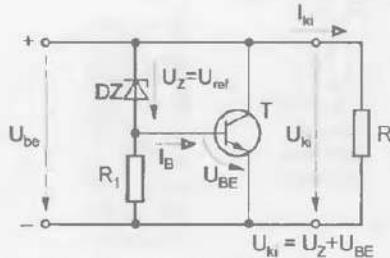


$$0 \leq U_{ki} \leq U_{ref} - U_{BE1} - U_{BE2}$$

b) szabályozható kimenetű feszültségű

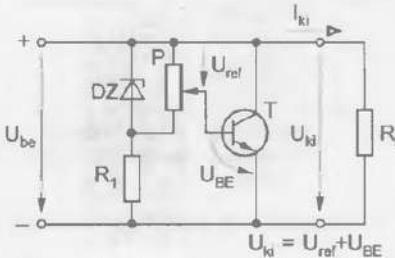
6.29. ábra. Feszültségstabilizátor Darlington-kapcsolású tranzisztorokkal

Párhuzamos áteresztő tranzisztoros stabilizátor kapcsolását a 6.30. ábra mutatja fix- és változtatható kimeneti feszültséggel.



a) fix kimeneti feszültségű

6.30. ábra. Párhuzamos elvű feszültségstabilizátor



b) szabályozható kimenetű feszültségű

6.30. ábra. Párhuzamos elvű feszültségstabilizátor

Ha a szükséges terhelőáram nagyobb, mint 500 mA, célszerű a Darlington-kapcsolású tranzisztorok alkalmazása, amelyek megnövelik a maximális terhelőáram nagyságát.

A 6.33.b. ábrán látható változat egy nagyobb terhelhetőségű műveleti erősítő feszültségstabilizátor kapcsolási rajza. A műveleti erősítő neminvertáló bemenetét állandó 6,2 V potenciálon tartja a Zener-dióda, amelynek munkapontját az  $R_z$  ellenállás állítja be. A műveleti erősítő alkalmazásával a referenciafeszültség forrás gyakorlatilag terheletlennek tekinthető. Az invertáló bemenetre csatlakozik a  $k \cdot U_{ki}$  visszacsatoló feszültség ( $k = 0,5$ ), amelyet az  $R_1$ ,  $R_2$  és  $P$  ellenállásokból álló feszültségesztő biztosít. A műveleti erősítő végzi a feszültségek összehasonlítását, a hibajel erősítését és a  $T$  tranzisztor megfelelő vezérlését. A  $P$  potenciometré lehetséget ad a kimeneti feszültség változtatására a 12 V ± 20 % tartományban. A maximális terhelőáram Darlington-kapcsolású tranzisztorok alkalmazásával növelhető.

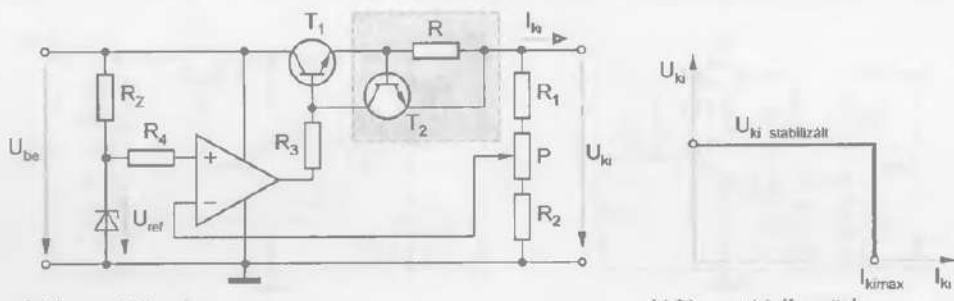
### Stabilizátorok túláramvédelemre

A soros stabilizátorok működése során véletlenszerűen fellépő túlerhelés vagy rövidzárlat általában az áramkör meghibásodásához vezet. Ennek megakadályozására a stabilizátorokat **túláramvédelemmel**, vagy **rövidzár elleni védelemmel** látják el. A rövidzárvédelecm nagyon gyors műköést kíván a stabilizátor alkatrészeinek védelme érdekében. A gyakorlatban kétféle túláramvédelmi megoldást alkalmaznak:

- Áramkorlátozó túláramvédelem;
- Visszahajló határolási karakterisztikájú túláramvédelem.

### Áramkorlátozó túláramvédelem

Áramkorlátozó túláramvédelem esetén, ha a terhelőáram elér egy beállított maximális értéket, egy áramkör lezárja az áteresztő tranziszort és a kimeneti feszültség nullára csökken. A kimeneti stabilizált feszültség ismét megjelenik, amennyiben a terhelőáram a maximális érték alá csökken. Az áramkorlátozó túláramvédelem egy lehetséges megoldását és a kimeneti jelleggörbét soros feszültségstabilizátor esetén a 6.34. ábra mutatja.



a) elvi kapcsolási rajz  
6.34. ábra. Stabilizátorok áramkorlátozó túláramvédelemre

b) kimeneti jelleggörbe

Abban az esetben, ha a terhelőáram eléri a maximális  $I_{ki\max}$  értéket, a feszültségesés az  $R$  ellenálláson eléri az  $U_{BE} = R \cdot I_{ki\max} \approx 0,65$  V kritikus értéket, amelynél a  $T_2$  tranzisztor vezetni kezd. A nyitott tranzisztor kis értékű kollektor-emitter ellenállása közel rövidrezárja a  $T_1$  tranzisztor bázis-emitter átmenetét, aminek következtében a kimeneti feszültség nullára csökken. A bemutatott védőáramkör méretezése az áramfigyelő  $R$  ellenállás meghatározására korlátozódik a következő összefüggés felhasználásával:

$$R \equiv \frac{0,65 \text{ V}}{I_{ki\max}}$$

$$\text{(pl. ha } I_{ki\max} = 0,65 \text{ A, kapjuk } R \equiv \frac{0,65 \text{ V}}{0,65 \text{ A}} = 1 \Omega \text{.)}$$

Az összehasonlító és hibajel-erősítő elemként működő  $T_3$  tranzisztor a  $k \cdot U_{ki}$  és az  $U_{ref}$  feszültségek különbsége, tehát az  $\varepsilon$  hibajel vezérli, amely felerősítve megjelenik a kollektorán ( $A \cdot \varepsilon$ ). A  $T_3$  tranzisztor kollektor-feszültsége határozza meg a  $T_1$  soros áteresztő tranzisztor vezetőképességét, amely a  $T_2$  tranzisztorral Darlington-kapcsolást alkot. A kimeneti feszültség értékét a  $P$  potenciometrrel lehet beállítani. A visszacsatoló feszültség nagysága, felhasználva az ábra jelöléseit:

$$k \cdot U_{ki} = \frac{R_2 + R''}{R_1 + R_2 + R' + R''} \cdot U_{ki}.$$

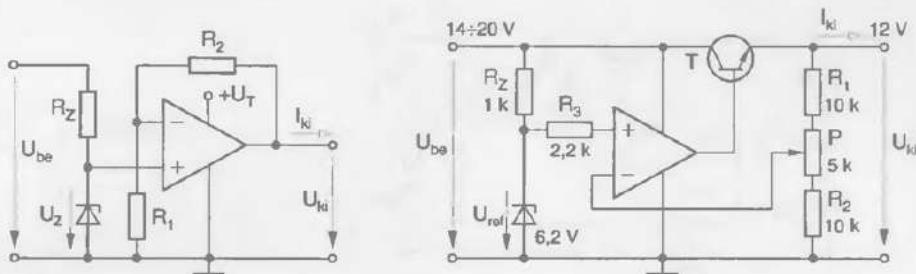
Mivel  $k \cdot U_{ki} = U_{ref} + U_{BE}$ , megkapjuk a stabilizált kimeneti feszültség összefüggését:

$$U_{ki} = (U_{ref} + U_{BE}) \cdot \frac{R_1 + R_2 + R' + R''}{R_2 + R''} = \frac{U_{ref} + U_{BE}}{k}.$$

A visszacsatolás működése a következő:

- Ha a kimeneti feszültség pl. csökken a növekvő terhelőáram következtében, a visszacsatolt feszültség is arányosan csökken. Mivel a  $T_3$  emitter-feszültsége állandó, a csökkenő bázis-feszültség csökkenti a bázisáramot tehát a kollektoráramot is. Ennek következtében a  $T_3$  kollektor-potenciálja megnő és a nagyobb vezérlőfeszültség hatására a  $T_1$  tranzisztor jobban nyit, következésképpen a kimeneti feszültség nő. A kimeneti feszültség mindenkorábban növekszik, amíg a hibajel létezik.

A műveleti erősítők felhasználásával megvalósított feszültségstabilizátorok igen elterjedtek a jó jellemzők miatt. A műveleti erősítők ezekben az áramkörökben referenciafeszültség forrásként vagy hibajel erősítőként működnek. A 6.33. ábra műveleti erősítő feszültségstabilizátorok kapcsolási rajzát mutatja.



a) referenciafeszültség-forrás

6.33. ábra. Feszültségstabilizátorok műveleti erősítővel

b) visszacsatolt feszültségstabilizátor ( $U_{ki} > U_{ref}$ )

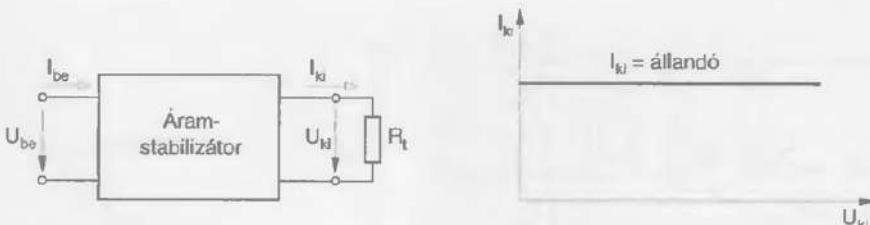
A 6.33.a. ábra kapesolása kis terhelhetőségű (kb. 10 mA) feszültségstabilizátort mutat. Az invertáló alapkapcsolásban működő műveleti erősítő neminvertáló bemenetére a Zener-dióda  $U_Z$  stabilizált feszültsége van kapcsolva. A kimeneti stabilizált feszültség:

$$U_{ki} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_Z.$$

Az  $R_2/R_1$  arányt változtatva különböző értékű, az  $U_Z$  referenciafeszültségnél nagyobb stabilizált feszültségeket kapunk.

### 6.3.2. Áramstabilizátorok

Az áramstabilizátorok négypólus típusú elektronikus áramkörök, amelyek feladata, hogy egy adott terhelésen átfolyó áramot a bemeneti feszültségtől, a terhelő ellenállás nagyságától és a környezeti hőmérséklet változásától függetlenül állandó értéken tartson. Az áramstabilizátorok négypólusként való ábrázolását és ideális kimeneti karakteristikáját a 6.36. ábra szemlélteti.

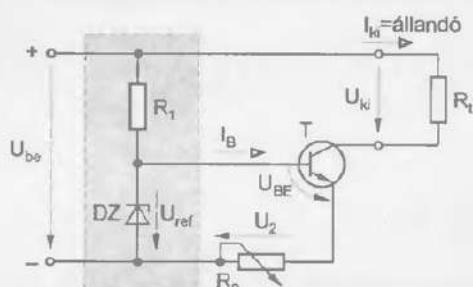


a) ábrázolása négypólusként  
6.36. ábra. Áramstabilizátor

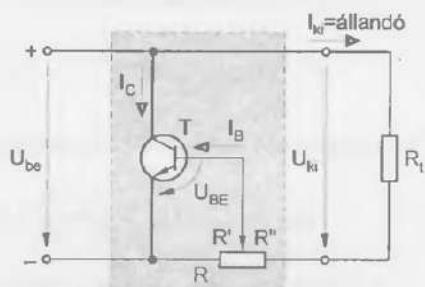
b) ideális karakterisztika

Kisteljesítményű áramgenerátor kapcsolásokkal a műveleti erősítők részáramkörcinél már megismertük. Ezek a kapcsolások nagyobb teljesítményű tranzisztorok alkalmazásával jól felhasználhatók áramstabilizátoroknál.

Az áramstabilizátorok hasonlóan a feszültségstabilizátorokhoz kivitelezhetők soros és párhuzamos elvű változatban az áteresztő elem elhelyezésénekfüggvényében. A 6.37. ábra soros áramstabilizátor (állandó áramú áramforrás) kapcsolási rajzát mutatja.



6.37. ábra. Soros áramstabilizátor



6.38. ábra. Párhuzamos áramstabilizátor

Az  $I_{ki}$  kimeneti áram változása az  $R_2$  áramfigyelő ellenálláson az áramváltozás irányával megegyező feszültségváltozást eredményez. A Zener-diódás elemi feszültségstabilizátor által biztosított  $U_{ref}$  referenciafeszültség és az  $U_2$  feszültség különbsége vezéri a  $T$  tranzisztor bázis-emitter átmenetét.

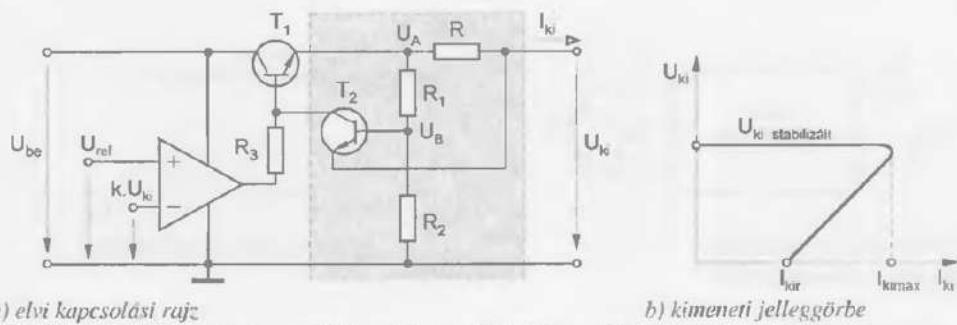
$$U_{BE} = U_{ref} - U_2$$

A vezérlő különbségi jel a tranzisztor munkapontját mindenkorral úgy állítja be, hogy a terhelésen folyó áram állandó értékű legyen. Ha pl. a terhelőellenállás csökken a kimeneti áram növekvő tendenciát mutat, ennek hatására nő az  $U_2$  feszültség és csökken a tranzisztor nyitófeszültsége mindaddig, amíg a kimeneti áram az eredeti értékre áll vissza. Az  $R_2$  változtatható ellenállással állítható be a kimeneti áram értéke.

A 6.38. ábra párhuzamos, áramstabilizátor kapcsolási rajzát mutatja.

### Visszahajló határolási karakteristikájú túláramvédelem

Mivel rövidzár esetén a veszteségi teljesítmény sokkal nagyobb mint normális működésnél, növekedésének megakadályozására csökkenő kimeneti feszültség esetén az áramkorlátot, egy  $I_{kir}$  értékre csökkentjük. Ezen az elven visszahajló határolási karakteristikájú túláramvédelem jön létre, amit a 6.35. ábrán látható kapcsolás és kimeneti jelleggörbe szemléltet.



a) elvi kapcsolási rajz

6.35. ábra. Stabilizátorok visszahajló karakteristikájú túláramvédeleme

A védelmező áramkör elemei a  $T_2$  tranzisztor, a munkapontjáról beállított  $R_1, R_2$  ellenállás és az  $R$  terhelőáram figyelő ellenállás. Rövidzár esetén a  $T_2$  tranzisztor nyit, bizonyos mértékben lesöntöli a  $T_1$  áteresztő tranzisztorát, csökkentve bázisáramát. Ha  $U_A$  és  $U_B$  az ábrán látható csomópontok testponthoz viszonyított potenciálja, felírhatók a következő összefüggések:

$$U_A = U_{ki} + I_{ki} \cdot R; \quad U_B = U_A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = (U_{ki} + I_{ki} \cdot R) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

A  $T_2$  tranzisztor bázis-emitter feszültsége:

$$U_{BE2} = U_B - U_{ki} = \frac{R_2 \cdot R}{R_1 + R_2} \cdot I_{ki} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{ki}.$$

Az előbbi összefüggés felhasználásával felírható a stabilizátor  $I_{kmax}$  maximális kimeneti árama, feltételezve, hogy  $U_{BE} = 0.65$  V:

$$I_{kmax} = \frac{R_1}{R_2 \cdot R} \cdot U_{ki} + \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R} \cdot 0.65.$$

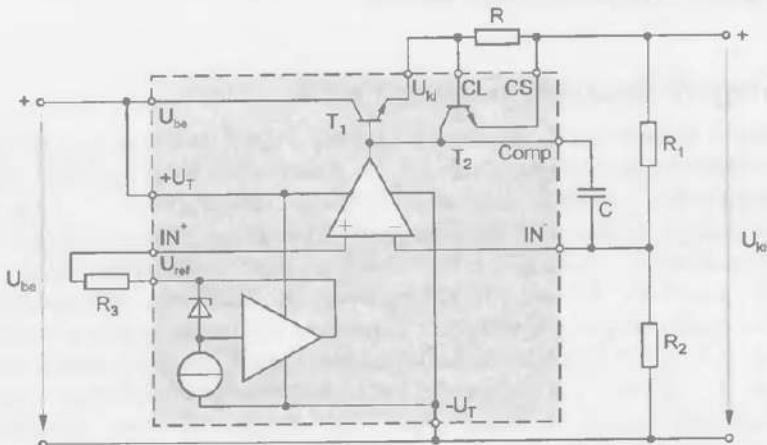
Hasonló módon kapjuk az  $I_{kir}$  rövidzárási kimeneti áram értékét, ha  $U_{ki} = 0$ :

$$I_{kir} = \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R} \cdot 0.65.$$

A két áram összefüggését összehasonlítva megállapítható, hogy  $I_{kir} < I_{kmax}$ , tehát a kimeneti karakterisztika a 6.35.b. ábrán látható visszahajló formájú. A védelem nem működik tovább és helyreáll az eredeti állapot, ha a stabilizátor túlerhelése megszűnik.

ami a hibajel erősítő begerjedését akadályozza meg. Az áramkör belső egységeinek kivezetése nagyon széles alkalmazási lehetőségeket biztosít a felhasználó számára. A következőkben megsímerkedünk a feszültségstabilizátor néhány jellemző alkalmazásával.

A 6.40. ábrán látható egyszerű kapcsolás a referenciafeszültségnél nagyobb stabilizált és rövidzárvédett kimeneti feszültségek elérését teszi lehetővé a 2 V ÷ 37 V tartományban. Az áramkör maximális terhelőárama, amelyet az  $R$  ellenállás értéke korlátoz,  $I_{ki\max} = 150 \text{ mA}$ .



6.40. ábra. Feszültségstabilizátor μA 723 típusú IC felhasználásával ( $U_{ki} > U_{ref}$ )

Az  $R$  ellenállás nem védi a stabilizátort, csak áramkorlátozó túláramvédelmet biztosít. Értéke a túláramvédelemnél megismert összefüggés felhasználásával határozható meg:

$$R = \frac{U_{BE}}{I_{ki\max}} = \frac{0,65 \text{ V}}{0,15 \text{ mA}} = 4,33 \Omega.$$

A feszültségesztő  $R_1$ ,  $R_2$  ellenállásainak értékét az  $U_{ref} = 7,15 \text{ V}$  feszültség és a szükséges kimeneti feszültség függvényében határozzuk meg a következő összefüggések felhasználásával:

$$\frac{U_{ki}}{U_{ref}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Az  $R_3$  ellenállás értéke:

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

A 6.41. ábra külső teljesítménytranzisztor felhasználásával kivitelezett, nagy terhelhetőségű feszültségstabilizátor kapcsolási rajzát mutatja. A kimeneti feszültség az  $R_1$ ,  $R_2$  ellenállásokból álló osztó megfelelő méretezésével  $U_{ki} = 7 \div 37 \text{ V}$  lehet.

A második generációs integrált feszültségstabilizátorok az első generációs típusokhoz viszonyítva több előnyös tulajdonsággal rendelkeznek, amelyek a következők:

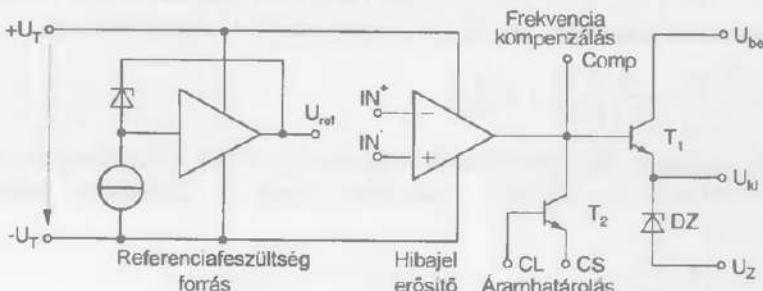
- beépített túláramvédelem és frekvencia-kompenzáció;
- az alkalmazásokban maximum három külső diszkrét elem beépítését igénylik;
- maximális terhelőáramuk amper nagyságrendű.

A  $T$  tranzisztor kollektor-emitter ellenállása párhuzamosan csatlakozik az  $R$ , terhelésre. Munkapontját és a rajta átfolyó  $I_C$  áramot az  $R$  potenciometrével állítja be a kívánt értékre. A potenciometrében fellépő feszültségesés Ohm törvénye értelmében egyenesen arányos a terhelőáram értékével. Ha a terhelőellenállás csökken a növekvő terhelőáram hatására nő az  $R$  ellenálláson fellépő feszültségesés, és a tranzisztor nagyobb árammal vezet. A csomóponti törvénynek megfelelően ez az áramnövekedés a kimeneti áramot csökkenti és az eredetileg beállított kimeneti áramérők visszaáll.

### 6.3.3. Integrált feszültségstabilizátorok

Az integrált monolitikus feszültségstabilizátorok visszacsatolással és soros szabályozó elemmel rendelkező feszültségstabilizátoroknak tekinthetők. Belső áramköri kapcsolásuk elvileg megegyezik a diszkrét elemekkel felépített változatokéval. A különbség csak bizonyos különleges kapcsolástechnikai megoldásokból áll, amelyek az integrált áramkörök technológiával könnyen, olcsón kivitelezhetők magasabb minőségi jellemzőkkel.

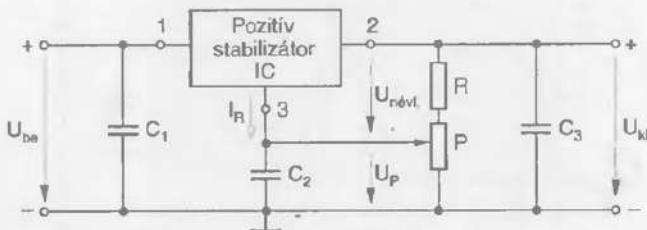
Az első generációs integrált feszültségstabilizáló áramkörök jellegzetessége, hogy minden belső áramköri egység bemenete és kimenete a felhasználó számára hozzáférhető (ki van vezetve az integrált áramkör csatlakozásaihoz). Ezek a típusok kisteljesítményű, több mint három kivezetéses tokozásban kerülnek forgalmazásra. Jellegzetes, sokoldalúan felhasználható alaptípusnak tekinthető a  $\mu\text{A} 723$  integrált stabilizátor áramkör. Vázlatos áramköri felépítését a 6.39. ábra mutatja. A referenciafeszültség jelölésében látható háromszög a műveleti erősítés kivitelre utal.



6.39. ábra. A  $\mu\text{A} 723$  integrált feszültségstabilizátor elvi felépítése

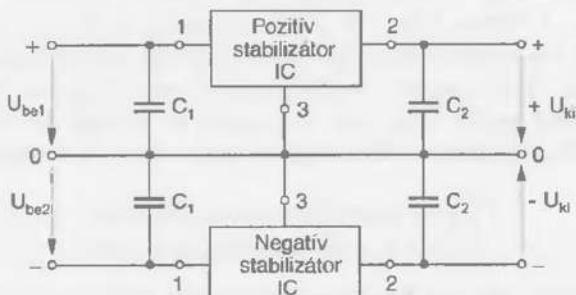
A stabilizátor  $U_T$  tápfeszültsége  $U_T = 9,5 \text{ V} \div 40 \text{ V}$  feszültségtartományban lehet. A kimeneti stabilizált feszültség nagysága külső elemek segítségével az  $U_{ki} = 2 \div 37 \text{ V}$  tartományban állítható be, 150 mA maximális terhelőáram mellett. A referenciafeszültség forrás  $U_{ref} = 7,15 \text{ V}$  hőkompenzált feszültséget szolgáltat, amelynek értékét 2 V-ra csökkenthetjük az  $U_{ref}$  és a testpont közé iktatott külső feszültségesztő alkalmazásával. A maximális áram az  $U_{ref}$  csatlakozáson 15 mA lehet, az  $U_Z$  csatlakozáson keresztül pedig 25 mA. A hibajel erősítő erősítése 60 dB és 5 V maximális differenciális bemeneti feszültséget tud megfelelően feldolgozni. A  $T_1$  tranzisztor maximális kollektor-árama 150 mA. Darlington-kapcsolású tranzisztorok alkalmazása a kimeneten 10 A nagyságú terhelőáram elérését is lehetővé teszi. A  $T_2$  tranzisztor segítségével túláramvédelemmel látható el a stabilizátor. A  $CL$  elnevezése áramhatároló kivezetés, a  $CS$  elnevezése áramérzékelő kivezetés. A Comp és az  $IN^-$  kivezetés közé  $5 \div 20 \text{ nF}$  értékű kondenzátort csatlakoztatnak,

$I_R$  nyugalmi árama ebben az esetben nem hagyható figyelmen kívül. Ennek következtében egy stabil működéshez legalább 30 mA nagyságú áram szükséges a P potenciometrén.



6.43. ábra. Folyamatosan változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor

Általában a feszültségstabilizátorok nem kapcsolhatók párhuzamosan, mivel referenciafeszültségeik nem egyeznek meg tökéletesen és nagy terhelőáram-különbségek keletkeznének.



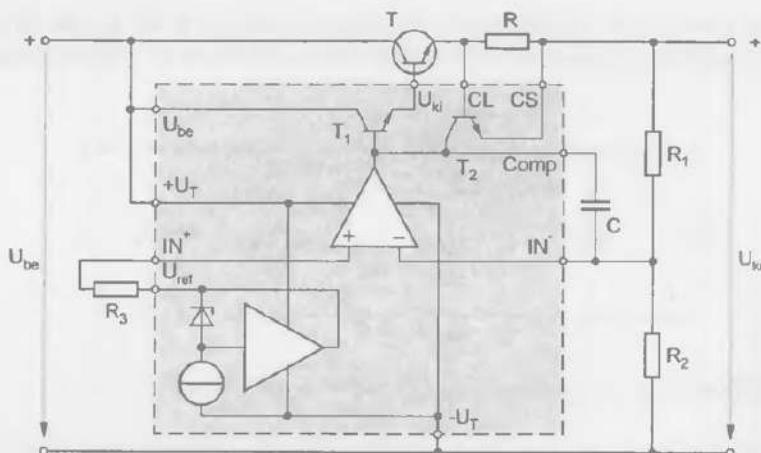
6.44. ábra. Kettős, stabilizált feszültségforrás

A 6.44 ábra kettős stabilizált feszültségforrás kapcsolási rajzát mutatja fix kimeneti feszültségű integrált stabilizátorok felhasználásával.

### 6.3.4. Kapcsoló üzemű stabilizátorok

A lineáris szabályozású stabilizátorok hatásfoka igen alacsony az áteresztő elem viszonylag nagy disszipációs (hő formájában leadott) teljesítménye miatt. Ez főleg nagyobb teljesítményű stabilizátorok esetén okoz gondot, mivel különleges tranzisztorok és nagy hűtőfelületek alkalmazását teszik szükségesé. Az áteresztő tranzisztor vesztesége jelentősen csökken, ha a folyamatosan szabályozott tranzisztor kapcsoló üzemmódban vezéreljük. A hő formájában leadott teljesítmény ( $U_{CE}I_C$ ) minimális, ha a vezető tranzisztor nagy árammal vezet minimális feszültségesés mellett és a lezárt tranzisztoron minimális áram folyik keresztül nagy feszültségesés mellett.

A kapcsoló üzemű stabilizátorok hatásfoka sokkal nagyobb mint az eddig ismertetett lineáris stabilizátoroké. Az elérhető  $\eta = P_{leadon}/P_{feleven}$  hatásfok többnyire 90 % felett van. Elvi felépítését a 6.45. ábra szemlélteti. A kapcsoló üzemű stabilizátor felépítés szempontjából három fő részből áll:



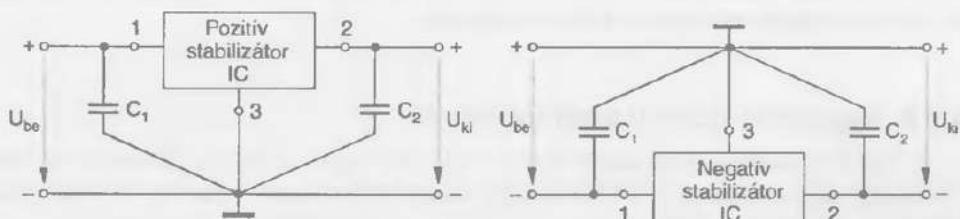
6.41. ábra. A kimeneti áram növelése különböző, nagyáramú tranzisztorral

Néhány speciális célú feszültségstabilizátor típusról eltekintve két fő csoportot különböztetünk meg: a 7800-as (78xx) és a 317-es családot. Ezek a 5 ÷ 100 W teljesítményű integrált áramkörök három (ritkábban négy) kivezetéses tokozásban kerülnek forgalmazásra. Mindkét sorozatban vannak negatív feszültségsabályozók (79xx és 337) is. A 7800-as (vagy 7900-as) család esetén a két első szám után írt számok felvilágosítást adnak az áramkör által stabilizált kimeneti feszültségről, amely ennél a sorozatnál általában nem változtatható.

**Példa:**

- 7805 + 5 V-os pozitív feszültségstabilizátor;
- 7912 - 12 V-os negatív feszültségstabilizátor.

A háromkivezetéses integrált feszültségstabilizátorok jellemző áramkori alkalmazása a 6.42. ábrán látható. Nagyon fontos a földvezeték kialakítása. A megfelelő elrendezés az ábrán látható.

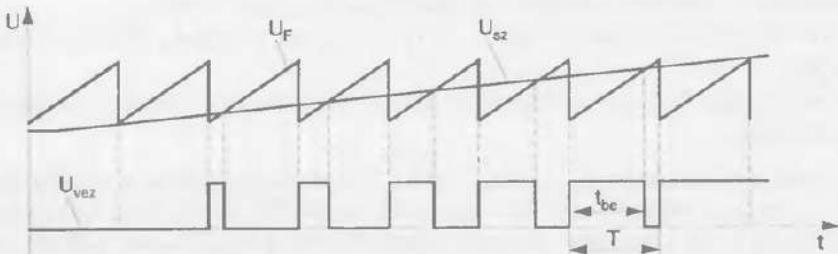


a) pozitív feszültségstabilizátorok

b) negatív feszültségstabilizátorok

6.42. ábra. Fix kimeneti feszültségű stabilizátorok alapkapcsolása

A fix kimeneti feszültségű stabilizátorok felhasználásával változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor is készíthető, ha a kimenet és beimenet számára közös kivezetés (3) potenciálját megemeljük (6.43. ábra). Amilyen mértékben megemeljük a közös pont potenciálját a nullpotenciálhoz képest, ennek megfelelően növekszik a kimeneti feszültség is. A kimeneti feszültség az ábra alapján:  $U_{ki} = U_{névl} + U_P$ . A stabilizátor 4 ÷ 8 mA nagyságú

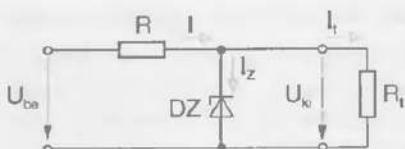


6.46. ábra. Impulzusszélesség-modulátor működése

A kapcsolóüzemű stabilizátorok fő hátránya, hogy a kapcsoló üzemű működés erős rádiófrekvenciás zavart okoz, ugyanakkor a kimeneti feszültségben jelen vannak a kapcsolási frekvenciával azonos frekvenciájú és felharmonikus feszültségösszetevők is. A megfelelően magas kapcsolási frekvencia és a megfelelő árnyékolás alkalmazása hatékonyan csökkenti ezeket a zavaró hatásokat.

### Összefoglaló kérdések és feladatok:

1. Milyen részegységekből áll egy stabilizált tápegység?
2. Milyen összefüggés van egy transzformátor impedancia- és feszültségáttétele között?
3. Hasonlítsa össze az egyutas- és kétutas egyenirányítók tulajdonságait!
4. Milyen lehetőségek vannak a búgofeszültség csökkentésére?
5. Miért használhatók általában soros elvű feszültségstabilizátorok a gyakorlatban?
6. Mit neveznek elemi stabilizátoroknak?
7. Milyen előnyös tulajdonságokkal rendelkeznek a visszacsatolt- és túláramvédelemmel ellátott feszültségstabilizátorok az elemi stabilizátorokhoz viszonyítva?
8. Milyen feltételek mellett tekinthető egy feszültségstabilizátor áramstabilizátorak is?
9. Milyen előnyei és hátrányai vannak a kapcsoló üzemű stabilizátoroknak a lineáris szabályozású stabilizátorokhoz viszonyítva?
10. Zener-diódás elemi stabilizátor számítása (6.47. ábra)!



6.47. ábra.

*Adatok:*

$$U_Z = 6 \text{ V}; \quad I_t = 7 \text{ mA}.$$

Karakterisztika alapján a dióda működési tartománya:

$$I_Z = 1,5 \text{ } \mu\text{A} \dots 15 \text{ mA}.$$

A stabilizátor bemenetére kapcsolt feszültség névleges értéke:  $U_{be} = 10 \text{ V}$ .

A dióda belső ellenállása:  $r_d = 10 \Omega$ .

A letörési feszültség hőfokfüggése:  $\alpha = +10^3 /^\circ\text{C}$ .

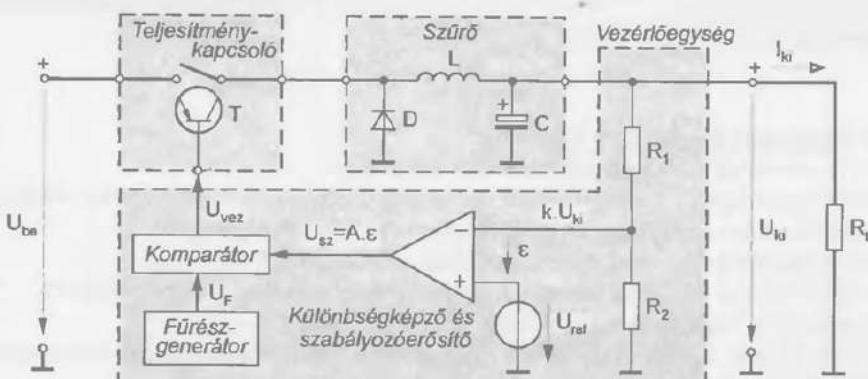
### Feladatok:

- Számítsa ki az  $R$  ellenállás értékét!
- Határozza meg, milyen bemeneti feszültség-tartományban működik a stabilizátor!
- Határozza meg a feszültségstabilizálási tényezőt!
- Határozza meg a kimeneti feszültség változását, ha a hőfokváltozás  $\Delta T = 20 \text{ } ^\circ\text{C}$ !

- **teljesítmény-kapcsoló:** általában egy tranzisztor vagy egy tirisztor.
- **szűrő:** aluláteresztő karakteristikája van és a kimeneti feszültség időbeli középértékét képezi.
- **vezérlőegység:** feladata a teljesítménykapcsoló vezérlése és a kimeneti feszültség stabilizálása.

A teljesítménykapcsolót az  $\epsilon = U_{ref} - k \cdot U_{ki}$  hibajel függvényében a szabályozóegység vezérli. A kapcsoló periodikusan zár viszonylag magas ( $10 \div 100$  kHz) frekvenciával. A teljesítménykapcsoló kimenetén négyzetgörbe alakú feszültségimpulzusokat kapunk, amelyek amplitúdója közelítően megegyezik a bemeneti feszültség amplitudójával. Kitöltési tényezője (amelyet a szabályozó vezérel) olyan, hogy időbeli középértéke megegyezzen a kívánt stabilizált feszültség értékével.

Az LC-szűrő feladata, hogy elektromos energiát tároljon, amíg a teljesítménykapcsoló zár, és a tárolt energiát az  $R$ , terhelésnek leadja, miközben a teljesítménykapcsoló nyit.



6.45. ábra. Kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata

A kapcsolóüzemű stabilizátor legfontosabb és legbonyolultabb felépítésű egysége a vezérlőegység. A kapcsolójel előállítását két modul végzi: a referenciafeszültséggel ellátott szabályozó és az *impulzuszélesség-modulátor*.

A felerősített hibajelét ( $U_{sz} = \epsilon \cdot A$ ) az eddigiek során már megismert áramköri egységek állítják elő, amelyek a következők: a referenciafeszültség-forrás, a kimeneti feszültségfigyelő áramkör, a különbségképző és erősítő áramkör. Az impulzuszélesség-modulátor fürészgenerátorból és komparátorból (összehasonlító-ból) áll. A komparátor által bekapsolt teljesítménykapcsoló vezetési ideje, a hibajel előjelétől és nagyságától függően változik. A 6.46. ábra az impulzuszélesség-modulátor működését jellemző feszültségek hullámformáit mutatja, amikor az  $U_{sz}$  felerősített hibajel az alsó határolási értéktől a felsőig változik.

A  $p$  kitöltési tényező egyenesen arányos  $U_{sz}$ -szel:

$$p = \frac{t_{be}}{T} = \frac{U_{sz}}{U_F}.$$

A kimeneti feszültség csökkenése esetén a kimeneti impulzussorozat szélessége vagy kitöltési tényezője (tehát a kapcsoló vezetési ideje) növekszik, ellenkező esetben a kimeneti impulzussorozat szélessége csökken.

gépeknél a kettes számrendszeret sokkal célszerűbb alkalmazni. Ez a számrendszer kétállapotú elektronikus eszközök segítségével, könnyen megvalósítható és ezenkívül a száminformációk tárolása minimális alkatrészt igényel. A fenti elvek alkalmazásával a gép számítási gyorsasága olyan nagy lesz, hogy értelmetlenné válik az emberi beavatkozás a gép működésébe, ez ugyanis tetemesen több időt venne igénybe; mint a műveletek elvégzése: Logikusan következik a *harmadik javaslat*: a belső memória (tár) létrehozása. Ebben a számítási részteredmények tárolhatók, és így a gép több műveletsorozatot is automatikusan el tudna végezni. A legfontosabb javaslat a *negyedik* volt, amely a számítógépek logikai irányítására vonatkozott. Ha a gép belső memoriája nemcsak adatokat tárol, hanem műveleti utasításokat is, akkor képes lépésről lépévre önállóan haladni. minden lépés után a gépet saját memoriája utasítja a további teendőkre anélkül, hogy emberi beavatkozásért kellene időznie.

Az utasításoknak azt a sorozatát, amely meghatározott feladatot old meg, *programnak* hívják. A számítógép programozhatósága tekinthető az igazán lényeges áttörésnek, amely megkülönbözteti a modern számítógépet a régi számológépektől. A tárolt program koncepciója vezetett azonban az önmagukat módosító számítógépek kifejlesztéséhez.

A Neumann felsorolt alapelvei szerint működő első gép az *EDVAC* (Electronic Discrete Variable Automatic Computer) volt, amelyet 1949-ben állítottak működésbe. Az EDVAC volt az első elektronikus digitális komputer, amit belső programtárolási koncepciónak megfelelően építettek meg. Az EDVAC-ot a Moore School of Electrical Engineering munkatársai terveztek, hasonlóan mint az ENIAC-et, de az EDVAC igen jelentősen különbözőt attól. A legfontosabb eltérés az volt, hogy ez a gép tárolt programozású volt. Az EDVAC-ba beépítettek 19 különböző típusú, 3563 vákuumcsövet, 8000 kristály diódát, 1325 mágneses elemet, közelítőleg 5500 kondenzátort, 12000 ellenállást és 320 neon-t.

Az EDVAC 50 kW-ot fogyasztott és közel 50 négyzetméter területet foglalt el. A berendezés közel 8 tonna súlyú volt.

A mikroprocesszorokkal megvalósított mikroszámítógépek az elvi működés szempontjából elég kevés eltérést mutatnak a Wiener, valamint Neumann javaslatai alapján megépült, tárolt programozású univerzális számítógépektől. Ellenben annál nagyobb a különbség a megvalósítási technológia terén. Az első elektronikus számítógép, az ENIAC, 18000 elektroncsövet tartalmazott. A gép gyorsasága körülbelül ezerszeresen felülmúltá az elektromechanikus gépek gyorsaságát. Ennek ellenére megmutatkoztak az elektroncsövek hátrányai. Az ENIAC 18 000 elektroncsövének felszerelésére 500000 ponton kellett forrasztani. Csupán a forrasztási helyek előkészítése két évig tartott. A gép 100-150 kW elektromos energiát fogyasztott. Elhelyezésére 9 × 15 méter nagyságú teremre volt szükség, súlya pedig 30 tonna körül volt.

Talán semmihez nem kötődik úgy a mai számítástechnika, mint a félvezetők fizikájához, technológiájához. A mikroprocesszorok technológiai előzményei 1948-ig nyúlnak vissza, amikor a félvezetők több évtizedes kutatása eredményeként John Bardeen, Walter H. Brattain és William Shockley, a Bell Laboratórium munkatársaelfedezték a tranzisztor. Ez nagy jelentőségű fordulópont volt, ugyanis az elektroncső működése a vákuumban mozgó elektronok vezérlésén, mik a tranzisztoré – amely majd később teljesen kiszorította az elektroncsöveget – a félvezető kristályszerkezetében lejátszódó jelenségeken alapszik. Érdekes megemlíteni, hogy 1948-ban John W. Turkey először használja a számítástechnika egyik legfontosabb és leggyakrabban használt egységét, a *bitet*, azaz a „binary digit”-ből rövidített fogalmat.

## 6.4. Mikroprocesszorok

### 6.4.1. Bevezetés

Az emberi tevékenység egyik fő célkitűzése a bennünket körülvevő világ megismerése. A természeti törvények és törvényszerűségek felfedezésének és tanulmányozásának gyökerei az ókori görögökig nyúlnak vissza. Ők kezdték el a mai értelemben vett tudomány alapjait lerakni. Különösen Püthagoraszról és a róla elnevezett pithagoreusok tevékenységéről kell megemlékeznünk. Az egész pithagorási szemlélet a következő állításban foglalható össze: a dolgok természete, lényege a szám. A valóság és a matematika kapcsolatába vetett hitet konkrét eredményekkel túmasztották alá. Püthagorasnak és iskolájának köszönhetjük a Pitagorasz-tételt, az irrationális számok létezésének bizonyitását, a lebegő, gömb alakú Föld képét, a zenei hangok és a húrok hossza közötti összefüggést, hogy csak a legfontosabbakat említsük.

Szintén a görögök nagy érdeme az a felismerés, hogy a törvények felírásához absztraktió, idealizáció kell. Úgy tűnik, hogy az absztraktió nehéz, de nagyon fontos lépés volt a tudományok fejlődésében. Az absztraktió a jelenség olyan leegyszerűsítése, amely a jelenség alapvető jellegét nem változtatja meg, ugyanakkor kvantitatív tárgyalásra alkalmas.

A matematikai modellalkotás szerepét elsőnek Galileo Galilei (1564–1642) ismerte fel. Az 1623-ban megjelent „Il Saggiatore” című munkájában a következőket írja: „*A filozófia abban a nagy könyvben van írva, amely nyitva áll mindenkor szemeink előtt: az univerzumra gondolok; de nem olvashatjuk mindaddig, míg meg nem tanultuk a nyelvét, és nem barátkoztunk meg a jelekkel, amelyekkel írva van. A matematika nyelvén van írva, és a betűi háromszögek, körök és más geometriai alakzatok, amelyek ismerete nélküli lehetetlen egyetlen szót is megérteni.*” A matematikai modellen végzett számításokról később James Clerk Maxwell (1831–1879) így ír: „*Minthogy minden matematikai tudomány a fizika törvényei és a számok törvényei közötti relációkon alapul, így az egzakt tudomány célja az, hogy a természethez fellépő problémákat mennyiségek meghatározására redukálja – számokon végzett műveletek segítségével.*”

A modern számítógépig vezető úton haladva elsősorban A. M. Turing matematikust említhetjük meg. Turing 1936-ban fejlesztette ki az automatikus tárolt programozású univerzális számítógép elméleti (matematikai) modelljét. Bebizonyította, hogy az olyan gép, amely el tud végezni néhány alapműveletet, elvileg bármilyen számítás végrehajtására alkalmas. Turing használta először a „*to compute*” (kiszámítani) igét. Innen származik a „*computer*” (számítógép) elnevezés is. Ezután, 1948-ban Norbert Wiener a „*Cybernetics or Control and Communication in the Animal and the Machine*” (A kibernetika, az élő és élettelen rendszerek folyamatainak irányítás-elméletében) című művében megírja, hogy még 1940-ben kidolgozott öt alapelvet, amelyek később a programvezérlésű elektronikus, számítógépekben megvalósultak.

A legelső kizárálag elektronikus elemekkel működő számítógép az **ENIAC** (Electronic Numerical Integrator and Calculator) volt. Ezt Neumann János (1903–1957) matematikus elgondolása alapján J. N. Brainerd, J. P. Eckert, J. W. Mauchly és H. M. Goldstine építették meg, és 1944 végén állították működésbe. Neumann 1946-ban tartott előadásaiban tette közzé a korszerű számítógép megépítésének alapelveit. Először is rámutatott arra, hogy az akkori gépek, amelyekben még lényeges szerepet játszották a mechanikus alkatrészek, sem túlságos lassúságuk, sem megbízhatatlanságuk miatt nem felelhettek meg rendeltetésüknek. Ezért teljesen elektronikus gépet javasolt. Másodsorban, kifejtette, hogy még a tízes számrendszer a mechanikus szerkezeteknél tökéletesen megfelelő volt, az elektronikus

A mikroprocesszor elnevezés a központi feldolgozó egységre vonatkozik. Ez egy olyan LSI áramkör, amely egy vagy néhány tokba van beépítve. Felépítésében két alapvető egység különböztethető meg: az *aritmetikai* és *logikai egység*, valamint a *vezérlőegység*.

A mikroszámítógép felépítéséhez a mikroprocesszort elsősorban memória- és ki-, illetve beviteli áramkörökkel, valamint többé kevésbé a vezérlést kisegítő áramkörökkel (mint például órajelgenerátorral, állapotdekdolóval, meghajtókkal, stb.) kell kiegészíteni.

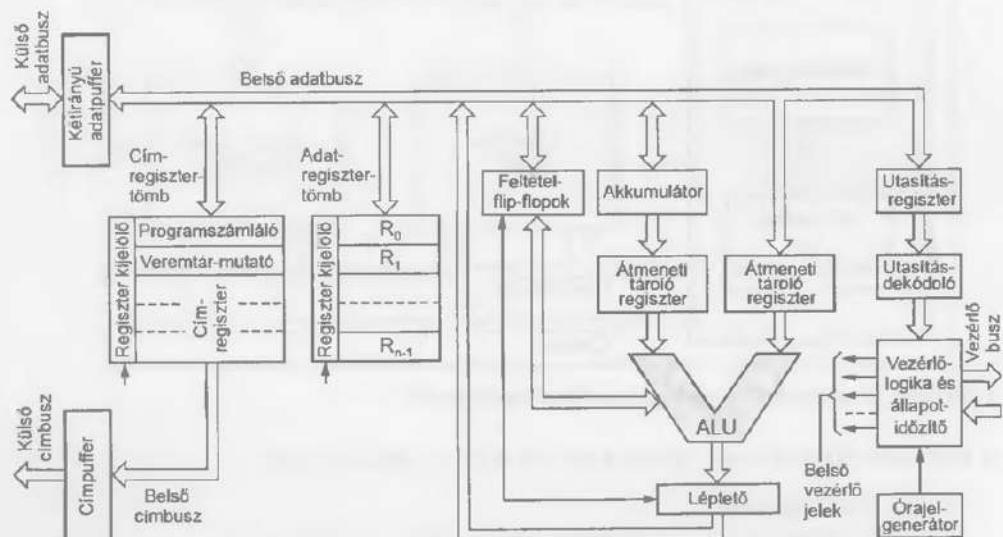
A mikroszámítógép építőelemeit párhuzamos vezetékcsoporthoz köti össze. Az adatáramlás az adatbuszon bonyolódik le; a címeket a mikroprocesszor a címbuszon küldi ki; és végül a vezérlőjeleket a vezérlőbusz juttatja el a mikroszámítógép összes egységéhez. A 6.48. ábra egy egy adatbusszal rendelkező, hagyományos Neumann-féle, ún. *SISD* (Single Instruction – Single Data Stream = egy utasítás – egy adatáramlás) mikroszámítógépet szemléltet. Gyorsabb adatfeldolgozás és adattárolás céljából bonyolultabb szervezésű számítógépeket fejlesztettek ki, mint például az *SIMD* (Single Instruction – Multiple Data Stream = egy utasítás – sokszoros adatáramlás) vagy az *MIMD* (Multiple Instruction – Multiple Data Stream = többszörös utasítás – többszörös adatáramlás).

### 6.4.3. A mikroprocesszorok felépítése és működése

A 6.49. ábra a mikroprocesszorok közös funkcionális tulajdonságait veszi figyelembe. A továbbiakban ismertetésre kerülő elemzés alapján a különböző típusok felépítése és működése könnyen érhetővé válik.

#### A buszrendszer (Bus System)

Megkülönböztethető a *külső* és a *belső buszrendszer*. A külső buszrendszer, a mikroszámítógép mikroprocesszorán kívül levő építőelemeit köti össze. A belső buszrendszer a mikroprocesszor belső egységeit köti össze és a chipen van kialakítva.



6.49. ábra. Tipikus mikroprocesszor-tömbvázlat

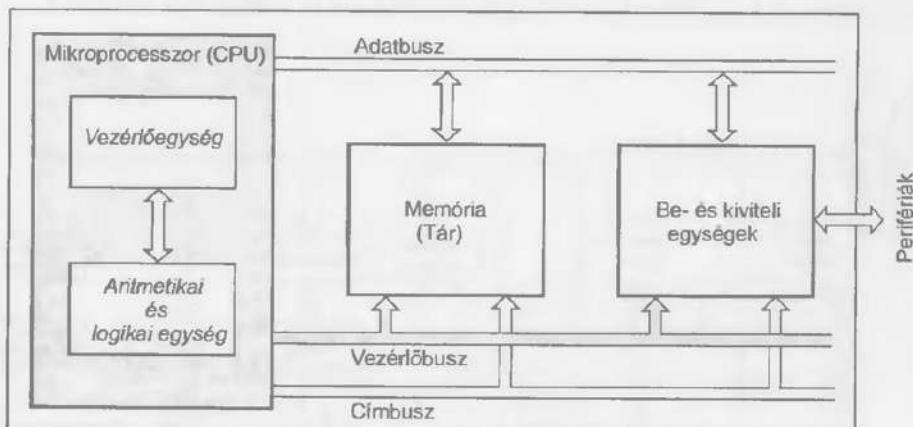
A miniatürizálás és a performenciák, valamint a megbízhatóság terén további nagy ugrást jelentett az integrált áramkör. Az integrált áramkörben a különböző rendeltetésű aktív és passzív áramköri építőelemeket, valamint a hozzájuk tartozó összekötéseket egyetlen gyártási folyamatban közös félvezető alapon állítják elő. Az integrált áramkört 1960-ban fejlesztették ki a Fairchild és a Texas Instruments cégek szakemberei.

Az integrált áramkörök technológiájának kimagasló eredménye a mikroprocesszor megvalósítása. Az első mikroprocesszort az Intel cég szakemberei fejlesztették ki 1971-ben. *Mikroprocesszoron* egy (vagy legfeljebb néhány) olyan integrált áramkorból álló rendszert értünk, amely elvégzi a programozható számítógép központi egységének a feladatkörét. A mikroprocesszoron alapuló *mikroszámítógép* pedig az a rendszer, amely a mikroprocesszoron kívül rendelkezik a szükséges memóriával, valamint ki-, illetve bemeneti információcserére alkalmas egységgel.

A számítógépekkel kapcsolatosan két szorosan összefüggő, de mégis jól elhatárolható részt különböztetnek meg: a *hardvert* és a *szoftvert* (az angol „hardware” és „software” kifejezések kiejtésének megfelelő írásmódja). A hardver a számítógép összes műszaki (fizikai) míg a szoftver a számítógép működését és a feladatok megoldását biztosító programokat foglalja magába.

#### 6.4.2. Mikroszámítógépek

A mikroprocesszor tulajdonképpen a számítógép „agya”. A mikroprocesszor szó a számítógépes terminológiában már korábban is ismert volt. A mikroprogramozható számítógépek mikroprogramját feldolgozó központi egységének a processzorát értették mikroprocesszoron. Jelenleg ezt a kifejezést tágabb értelemben használják. Vizsgáljuk meg egy univerzális számítógép elvi felépítését (6.48. ábra).



6.48. ábra. A mikroszámítógépek egyszerűsített tömbvázlata

A mikroszámítógép három alapvető egységét lehet megkülönböztetni:

- ◆ a memória (Memory),
- ◆ a központi feldolgozó egység (CPU – Central Processing Unit) és
- ◆ a ki-, illetve beviteli egység (Input/Output Unit).

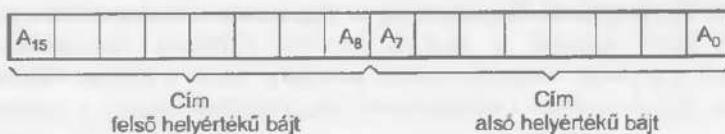
2. **V** (Overflow) – a túlcordulásbit, amelyet **O**-val is szoktak jelölni, két előjeles szám összeadása után keletkező átvitelt mutatja. Ha értéke **1**, akkor a két  $n$ -bites 2-es komplemensű szám összege egy  $(n+1)$ -bites szám.
3. **N** (Negative) vagy **S** (Sign) – az előjelbit. Ez a 2-es komplemensben ábrázolt számok előjelét mutatja. Ha értéke **1**, akkor az akkumulátor negatív számot tartalmaz. Ha **0**, akkor ellenkezőleg, az akkumulátor tartalma pozitív vagy nulla.
4. **H** (Half-carry) vagy **AC** (Auxiliary-carry) a BCD kódolású számokkal végzett műveleteknél játszik szerepet, és az első elnevezése a 8-bites mikroprocesszorokra vonatkozik. Két decimális számjegyű két BCD szám legkisebb helyértékű számjegyének az összeadásánál keletkező átvitelt jelöli.
5. **Z** (Zero) – a zerobit, amelynek értéke **1**, ha egy művelet eredményeként az akkumulátor tartalma nullává válik.
6. **P** (Parity) – a paritásbit. Ez a bit jelzi az akkumulátorban levő **1**-esek páros vagy páratlan számát. Páros számú egyesek esetében a paritásbit értéke **1**. A paritásbit fontossága az adatátvitelnél nyilvánul meg. A külső zavarok miatt hamisan érkezett információ detektálását teszi lehetővé.
7. **I** (Interrupt) – megszakításbit, amelynek szerepe a program megszakítás-ellenőrzésénél nyilvánul meg.

Az aritmetikai és logikai egység léptetési műveleteket (angolul: shift, rotate) is végez. Ezeket a **léptető** (shifter) hajtja végre.

#### A mikroprocesszor belső regiszterei (Internal registers)

A mikroprocesszorok két regisztertömbbel (Register array) rendelkeznek, ezek: az **adatregisztertömb** (Data registers, Scratch pad) és a **címregisztertömb** (Address registers). Az adatregisztertömb rendeltetése egy-egy operandus vagy eredmény átmeneti tárolása, és az akkumulátorral azonos hosszságú regiszterekből tevődik össze. A regiszterkijelölő áramkör a végrehajtás alatti álló utasítás függvényében a regiszterek egyikét választja ki, és az adatbuszhoz kapcsolja. A regisztereket általában kettesével vagy négyesével is össze lehet kapcsolni. Ilyenkor a regiszterkijelölő egy kétszer vagy egy négyeszer hosszabb regisztert választhat ki. Ezáltal könnyebb a nagyobb széhszélességű adatok feldolgozása.

A címregisztertömb legfontosabb regisztere a **programszámláló** (Program counter), és ez akármelyik mikroprocesszorban megtalálható. A programszámláló a soron következő utasítás címét tartalmazza, amelyet a címpuffer juttat a külső címbuszra. A 8-bites mikroprocesszorok esetén a címszó általában 16 bites. Ezzel összesen  $2^{16} = 65\,536$  címhely különözhető meg.



6.50. ábra. 8-bites mikroprocesszorok 2-bájtos címe

A felső helyértékű cimbájtal (6.50. ábra) 256, lapnak is nevezett memóriamező cimezhető meg. Ezért a felső helyértékű cimbájtot **lapcímnek** is szokták nevezni. Az alsó helyértékű cimbájtal egy lap keretén belül 256 rekesz cimezhető meg.

A buszrendszer három részre tagolódik.

**1. Az adatbusz (Data bus)** a különböző egységek közötti kétirányú adatátvitelt bonyolítja le. A belső adatbusz a kétirányú adatátvitelre alkalmas adatpufferen keresztül csatlakozik a külső adatbuszhoz. Ha a mikroprocesszor adatot kap, akkor az adatpuffer bemenő állapotban van. Adatkiküldés esetén az adatpuffer kimenő állapotba kerül. A külső adatbusz-meghajtók az ún. *közvetlen memóriahozzáférés* (DMA – Direct Memory Acces) alatt kerülnek a harmadik, nagy impedanciájú állapotba. Ekkor a közvetlen memóriahozzáférést lebonyolító egység kerül összeköttetésbe a memóriával.

**2. A címbusz (Address bus).** A címpuffer csatlakoztatja a belső címbuszt a külsöhöz. A címpuffer csak egyirányú jelátvitelre alkalmas. A mikroprocesszor az általa előállított cím segítségével jelöli ki azt az egységet, amellyel éppen érintkezésbe fog lépni.

**3. A vezérlőbusz (Control bus)** szerepe a különböző vezérlő és szinkronizáló jelek továbbítása. A mikroszámítógép vezérlését a mikroprocesszor által előállított jelek biztosítják. Válaszként a számítógép áramkörei állapotelismerő jeleket küldenek vissza. A mikroprocesszor műveletvégrehajtást vezérlő vagy állapotkérő jeleket is kaphat a perifériás áramköröktől. A kérő jel (*request signal*) átvételét elismerő jellel (*acknowledge signal*) nyugtázza.

#### Az aritmetikai és logikai egység (ALU – Arithmetic and Logic Unit)

Az aritmetikai és logikai egység bizonyos számú aritmetikai és logikai művelet végrehajtását teszi lehetővé. A nagy teljesítményű mikroprocesszorok aritmetikai és logikai egysége többféle művelet elvégzésére képes, mint a kis teljesítményűeké, általában mindenkoruknál.

- összeadás és kivonás (aritmetikai műveletek),
- komplementálás, ÉS, VAGY és KIZÁRÓ-VAGY (logikai műveletek).

A műveletek egy vagy két operandusra vonatkoznak. Az operandus vagy az operandusok egyike az *akkumulátorban* (accumulator) van. A műveletek eredménye is az akkumulátorba kerül. minden mikroprocesszornak legkevesebb egy akkumulátora van, de létezik olyan is, amelyet több akkumulátorral látnak el. Az operandusok az aritmetikai és logikai egységekhez egy-egy átmeneti tárolóregiszteren keresztül jutnak el. Ezek elszigetlik az egység kimenetét a bemeneteitől. Három belső adatbusszal rendelkező mikroprocesszoroknál az átmeneti tárolóregiszterek fölöslegessé válnak. Az operandusok két különálló buszon jutnak az aritmetikai és logikai egységekhez. Az eredmény a harmadik buszra kerül.

Az akkumulátor mellett levő ún. feltétel- vagy státuszregiszter (angol elnevezése: Flag, Status-register) flip-flopjainak állapota az éppen végrehajtott művelet eredményétől függően alakul. Ezért jelző biteknek is szokták nevezni. Feltételes ugróutasítások előtt a mikroprocesszor egy adott feltételből értékét hasonlíti össze a logikai változó 0 vagy 1 értékével. Az összehasonlítás eredményének függvényében alakul a program további végrehajtása.

A feltételregiszter általában a következő bitekből áll:

1. CY (Carry) – átvitelbit, amely úgy tekinthető mint az  $n$ -bites akkumulátort bővítő  $(n+1)$  legnagyobb helyértékű bit. Ez a bit tartalmazza a legnagyobb helyértékű oszlop összeadása után keletkező átvitelt. Segítségével  $n$ -nél nagyobb szóhosszúságú adatok összeadása is lehetséges.

### A vezérlőlogika és állapotidőzítő (Control and Timing Unit)

A vezérlőlogika és állapotidőzítő egy szinkron sorrendi hálózat. Ennek az órajelét az órajelgenerátor szolgáltatja. Bemeneteire a mikroprocesszorhoz érkező külső vezérlőjelek, valamint az utasításdekomódoló kimenőjelei vannak csatolva. A következő négy külső vezérlőjelet említiük meg mint legfontosabbakat:

- **RESET – jel**, a kezdeti feltételek beállítására (mint például a programszámláló nullázása, az akkumulátor és a státusregiszter törlése);
- **READY – jel**, a visszajelzés arról, hogy a memória vagy a ki/beviteli áramkör kész a program további végrehajtására; nemleges visszajelzés esetén a mikroprocesszor WAIT (várakozási) – állapotba kerül;
- **HOLD – állapot kérő jel**, a közvetlen memóriahozzáférést teszi lehetővé; a HOLD-állapotban a mikroprocesszor felszabadítja vezérlése alól a címbuszt, az adatbuszt, valamint a vezérlőbusz egy részét;
- **INTERRUPT – megszakításkérő jel** (a program megszakítására); a mikroszámítógép megszakíthatja az éppen folyamatban levő program végrehajtását, hogy egy másik, pillanatnyilag fontosabb műveletet végezzen el.

A vezérlőlogika az utasításdekomódoló kimenőjeleinek segítségével határozza meg az utasítás végrehajtásának lépéseit. Feladatkörét az alábbi példák szemléltetik:

- regiszterek közötti adatátvitelt meghatározó utasítás esetében lehetővé teszi a forrásregiszterből a célregiszterbe való adatáramlást a belső adatbuszon;
- aritmetikai vagy logikai művelet esetében biztosítja az operandusok eljutását az aritmetikai és logikai egység tárolóregisztereibe, a kért művelet végrehajtását, és végül az eredmény átvitelét az akkumulátorba;
- memóriából való adatkiolvasás esetében a memóriarekesz címét a címbuszra, az olvasó jelet a vezérlőbuszra és végül a kiolvasott adatot az adatbuszon a célregiszterig juttatja;
- memóriába való adatbeírás esetében a memóriarekesz címét a címbuszra, a tárolandó adatot az adatbuszra és végül az írásjelét a vezérlőbuszra juttatja.

A vezérlőlogika és állapotidőzítő az utasítások végrehajtásán kívül növeli a programszámláló tartalmát, amely a soron következő utasítás címe. Kivételt képeznek az ugróutasítások.

#### Az órajelgenerátor (Clock generator)

Egyes mikroprocesszorok órajelgenerátorral vannak ellátva. Másoknál az órajelgenerátor különálló egység. Az órajel frekvenciáját a legtöbb esetben egy kvarckristály adja meg. Amikor a frekvencia-stabilitási igények nem túl nagyok, akkor megfelel egy egyszerű RC áramkör is.

#### **6.4.4. A mikroprocesszorok utasításai**

Az utasítások (*Instruction*) a programmemóriában az adatokhoz hasonlóan bináris formában vannak tárolva. A szoftvertervezésnél az *emlékeztető szimbólumokkal (Mnemonics)* való jelölésüket használják. Ezek az utasítások angol nyelvű elnevezésének megfelelő rövidítései. A programmemóriába való beírásának megkönnyítése végett az utasítások hexadecimális ábrázolását használják (a hexadecimális karakterekkel ábrázolt számot könnyen át lehet alakítani binárisra).

Az utasítások hossza változó: egyszavas, kétszavas és háromszavas utasításokat különbözhetünk meg. Legfontosabb részük a *műveleti kód* (Op code). Általában az utasítás tartalmazza az operandusok címeit is. Az operandusok vagy a mikroprocesszor

Mivel egy rekeszben egy adatszó tárolható, az alsó helyértékű címbajtot **szócímnek** is nevezik. A címet rendszerint hexadecimális karakterekkel ábrázolják.

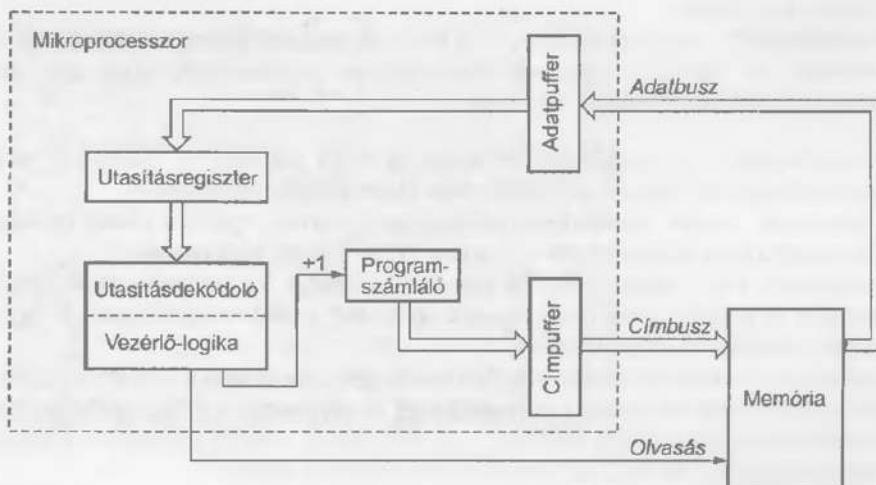
A **veremtár-mutató** (angolul: Stack Pointer) egy másik fontos címregiszter. A veremtár-mutató a veremmemória (stack memory) legfelső rekeszének címét tartalmazza.

A címregiszterek közül még megemlíjtük az **indexregisztert**. Ennek szerepével a továbbiakban, a címzési módszerek bemutatásánál ismerkedhetünk meg.

#### Az utasításregiszter (Instruction Register) és az utasításdekódoló (Instruction Decoder)

A mikroprocesszor időbeni működésére jellemző az **utasításciklus**. Ezt két egymásutáni utasítás kezdete határolja el, és három alapvető fázisra tagolódik:

- az **utasításelérés**, **utasításdekódolás** és az **utasításvégrehajtás**.



6.51. ábra. Az utasítás kiolvasása és dekódolása

Az **utasításelérés** alatt a mikroprocesszor a programszámláló által kijelölt címről kiolvassa az utasítást. Ez az adatpufferen keresztül eljut az utasításregiszterbe (6.51. ábra).

A következő fázisban az utasításdekódoló az utasításregiszter tartalmát dekódolja. Végül, az utolsó fázisban, a vezérlő logika a dekódolt utasítás függvényében irányítja a mikroprocesszort, valamint a mikroszámítógép egységeit az utasítás végrehajtása céljából. Az utasításdekódolás folyamata, ha a mikroprocesszort rendszer-alkatelemként tekintjük, elkülöníthetetlen a végrehajtás folyamatától (6.52. ábra).

Egyes mikroprocesszorok működési sebességének növelése céljából az átlapolt processzorciklusú (angol elnevezése: overlapped processing cycle) megoldást használják. Ez nagyjából abban áll, hogy a mikroprocesszor, miközben az utasítást a program-memoriából olvassa ki, az azelőtti utasítás végrehajtását is végzi.



6.52. ábra. A mikroprocesszor tömörített utasítás ciklusa

**Multiply** a szorzás műveletét jelzi, és csak a nagyobb teljesítményű mikroprocesszorok utasításkészletében lelhető fel.

**Divide** az osztás műveletét jelzi, és fentiezzel hasonlóan csak a nagyobb teljesítményű mikroprocesszorok utasításkészletében lelhető fel.

### Logikai utasítások

And a logikai **ÉS** műveletet jelzi. Az eredmény minden egyes bitjét a két operandus megfelelő helyértékű bitjei között elvégzett **ÉS** művelet adja.

Or a logikai **VAGY** műveletet jelzi.

**Exclusive – Or** a logikai **KIZÁRÓ-VAGY** műveletet jelzi.

**Complement** az operandus komplementsét képezi.

**Compare** az összehasonlítás utasítása. Az összehasonlítás eredményét a feltételbitek megfelelő beállítása jelzi.

**Shift, Rotate** a léptetési és forgatási műveleteket jelzi. Ezek az akkumulátor tartalmára és a carry átvitelbitre vonatkoznak.

### Vezérlő utasítások

A vezérlő utasítások lehetnek *feltételesek* és *feltétel nélküliek*. A feltételes utasítás végrehajtása egy feltétel flip-flop állapotától függ.

**Jump' Skip** utasítások a programszámláló folyamatos növekedésében egy ugrást iktatnak be. A Jump ugrótársítás a legtöbb mikroprocesszornál feltétel nélküli, míg a Skip feltételhez kötött. Ha a feltétel teljesül, akkor a program további végrehajtása az ugrótársítással jelzett címtől folytatódik. Ellenkező esetben, ha a feltétel nem teljesül, akkor az ugrás nem következik be, a program végrehajtása a soron következő utasítással folytatódik tovább.

**Call Subroutine' Jump Subroutine** szubrutinhívási utasítások. Ezek is lehetnek feltételesek és feltétel nélküliek. A programszámláló tartalmát, amely a soron következő utasítás címe, a veremmemória a szubrutinra való ugrás előtt elmenti. Ezután a programszámlálóba a szubrutin kezdő címe íródik be.

**Return** a szubrutinból való visszatérési utasítás. Ez is lehet feltételes vagy feltétel nélküli. A programszámlálóba a szubrutinra való ugrás előtti, a veremmemoriába elmentett tartalom íródik be.

A **Halt** utasítás megállítja a programszámlálót, és ennek következtében a program további végrehajtását is. A megállítás addig tart, amíg egy külső jel hatására a mikroprocesszor kikerül a **Halt** állapotból, és újraindítja a programszámlálót.

### 6.4.5. A megszakítás

Miközben a mikroprocesszor a főprogram végrehajtásával van elfoglalva, előállhat egy fontosabb feladat megoldása, amelynek eredménye történetesen kihathat a főprogramra is. Ebben az esetben a főprogramot meg kell szakítani, hogy a mikroprocesszor átálljon arra a programra, amely az éppen előállt feladat megoldására szolgál.

A mikroprocesszor kap egy megszakításkérő jelet (*Interrupt Request*). A megszakítást a megszakítás-elismerő jellel nyugtázza (*Interrupt Acknowledge*). A megszakítás idejére a programszámláló valamint a belső regiszterek tartalmát elmenti a veremmemoriába.

Bonyolult rendszer esetében a mikroprocesszor több helyről is kaphat megszakításkérést. A megszakítási módszer lehet *lekerdező* (*Polling Interrupt*) vagy *vektorizált* (*Vectorized*

regisztertömbjében, vagy a memóriában, vagy a beviteli áramkörben találhatók. Az utasítás formátumát a mikroprocesszor architektúrája határozza meg, amely lehet regiszter-, illetve memória-orientált. A regiszterorientált architektúrájú mikroprocesszorok utasításai a regiszterek megcímzését, míg a memóriaorientált architektúrájuké a memória megcímzését teszik lehetővé.

### Adatmozgató utasítások

**Load**, Move utasítások hatására a processzor a kijelölt forrásregiszter tartalmát átmásolja a kijelölt célregiszterbe.

**Store** utasítás eredményeképpen a processzor a forrásregiszter tartalmát egy memória-rekeszben tárolja.

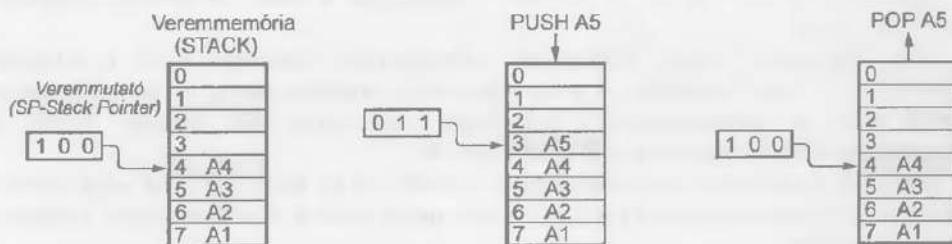
Exchange utasítás után két regiszter tartalma helyet cserél.

PUSH és POP (vagy PULL) két, speciális adatmozgató utasítás, melyek a veremmemoriába való adatbeírást, illetve kiolvasást eredményezik. Szemléltetésük a 6.53. ábrán levő hipotetikus 8-rekeszes veremmemoriával történik. A PUSH utasítás hatására, az A5 adat beíródik a veremmutató által megcímzett veremmemória 3. rekeszébe.

A POP utasítás hatására a mikroprocesszor a veremmutató által megcímzett veremmemória 3. rekeszében tárolt A5 adatot kiolvassa. A POP utasítás végrehajtása után, a veremmutató a soron következő 4. rekesz címét tartalmazza.

**Input** utasítás egy adatbeviteli áramkör regiszterének tartalmát egy regiszterbe vagy egy memóriarekeszbe írja be.

**Output** utasítás egy regiszter vagy egy memóriarekesz tartalmát egy adatkiviteli áramkör regiszterébe írja be.



6.53. ábra. A veremmemória és a veremmutató a PUSH, valamint a POP művelet után

### **Aritmetikai utasítások**

Add az összeadás műveletét jelzi.

Add with carry utasítás is az összeadást jelzi. Az operandusok összegéhez az ezelőtti művelet során keletkező átvitelbitet is hozzáadja.

Subtract a kivonás műveletét jelzi.

Subtract with carry utasítás is a kivonást jelzi. Az operandusok különbségéből az ezelőtti művelet során keletkező átvitelbitet is levonja.

Increment utasítás hatására egy regiszter vagy egy memória-rekesz tartalma 1-gyel növekszik.

Decrement utasítás hatására egy regiszter vagy egy memória-rekesz tartalma 1-gyel csökken.

Tipus	Tipikus teljesítmény-felvétel (mW)	Adatbusz szóhossz bit	Cím-tartomány, byte	Adat-regiszter, bit	Cím-regiszter, bit	Utasítások száma	Órajel frekven-ciája, (MHz)	Különleges tulajdonságok
6800	600	8	64 k	2 × 8	3 × 16	72	1 ÷ 2	
6802	600	8	64 k	2 × 8	3 × 16	72	1 ÷ 2	128 byte RAM
6809	650	8	64 k	2 × 8	5 × 16	59	1 ÷ 2	
68000	1200	16	16 M	2 × 32	10 × 32	56	6 ÷ 12	
68008	1200	8	1 M	2 × 32	10 × 32	56	6 ÷ 12	
68010	1500	16	16 M	2 × 32	11 × 32	58	6 ÷ 12	VM
68020	1500	32	4 G	2 × 32	11 × 32	92	12 ÷ 16	VM, CP, CA

6.1. táblázat. A 6800-as mikroprocesszor-család áttekintése

Tipus	Tipikus teljesítmény-felvétel (mW)	Adatbusz szóhossz bit	Cím-tartomány, byte	Adat-regiszter, bit	Cím-regiszter, bit	Utasítások száma	Órajel frekven-ciája, (MHz)	Különleges tulajdonságok
8080	780	8	64 k	8 × 8	6 × 8	78	2 ÷ 3	
8085	650	8	64 k	8 × 8	2 × 16	80	3 ÷ 5	
8086	1200	16	1 M	4 × 16	6 × 8	104	5 ÷ 10	CP
8088	1200	8	1 M	4 × 16	9 × 16	104	5 ÷ 8	CP
80186	1500	16	1 M	4 × 16	9 × 16	114	8 ÷ 10	CP, T, DMA, IRC
80188	1500	8	1 M	4 × 16	9 × 16	114	8 ÷ 10	CP, T, DMA, IRC
80286	2000	16	16 M	4 × 16	9 × 16	129	8 ÷ 10	CP, MMU, VM
80386		32	4 G	4 × 32	9 × 32		16 ÷ 40	CP, MMU, VM
80486		32	16 G				16 ÷ 133	ACP, MMU, VM

CP=koprocesszor interfész; T=időzítő (timer); DMA=közvetlen tárhozzáférés (Direct Memory Access); IRC=megszakításvezérlő (Interrupt Controller); MMU=tárkezelőegység (Memory management unit); VM=virtuális tár (Virtual memory); CA=cache memória; ACP=beépített aritmetikai tárprocesszor

6.2. táblázat. A 8080-as mikroprocesszor-család áttekintése

A 8086-os típus adatbusza és aritmetikája 16 bites. Az utóbbi a szorzást és osztást is tartalmazza. A 8088 utasításkészlete azonos, azonban adatbusza 8 bites. A 80186 esetén a 8086-hoz képest néhány vezérlő funkciót is integráltak, amit különösen nagyobb rendszerekben a felhasználónak kellene csatlakoztatni. Tartalmaz továbbá egy időzítő (timer), egy DMA-vezérlőt (közvetlen tárhozzáférés vezérlőt) a gyors adatátvitelhez és egy megszakításvezérlőt több megszakítás (interrupt) feldolgozásához.

A 80286 a 8086 továbbfejlesztett változatának tekinthető. Hasonlóan a 68000-es családhoz különleges operációs rendszerutasításokkal működhet. Ezenkívül a 80286-ot ellátták tárkezelő-egységgel (angolul: memory management unit), és a 68020-hoz hasonlóan virtuális tárkezelésre is alkalmas. A 8086-os processzor család minden típusa aritmetikai tárprocesszorral is képes együttműködni, mint pl. a 8087 aritmetikai vagy a 8099 ki/beviteli (I/O) processzorral.

A 80386-nál a cím- és adatbusz szóhossza 32 bit, amely a 80286 továbbfejlesztése. Ez megfelel a 68020-nak és majdnem eléri a hatékonyságát is.

Interrupt). Az első esetben a mikroprocesszor a perifériás áramkörök megszakításkérő kimeneteit sorra lekérdezi. Ha valamelyikben megjelenik a megszakításkérő jel, akkor végrehajtja a mcgfelelő megszakítási programot, és továbblép. A megszakítás elsőbbségét a periferikus áramkörnek a lekérdezési szekvenciában levő relativ helyzete határozza meg. A vektorizált megszakítás hatékonyabb, mint a lekérdezéses. Ebben az esetben a mikroprocesszor válaszként a megszakításkérésre az adatbuszon egy periféria-azonosító címet küld ki. Ez az ún. *vektor*. A megszakításkérő periféria azonosítása után elvégzi a megfelelő megszakítási programot.

#### 6.4.6. Jellegzetes mikroprocesszor típusok

A jelenleg gyártott sok különböző mikroprocesszor közül két nagy családot emelhetünk ki. Az egyik a Motorola 6800-as típusára épül, a másik az Intel 8080-as áramkörére.

A 6.1. táblázat – a teljesség igénye nélkül – a 6800-as család típusait foglalja össze. A 6802-es típus a 6800-as továbbfejlesztése. A 6802-es utasításkészlete azonos, ezért a programok változtatás nélkül csereszabatosak. A 6802-es típust a gyártók órajelgenerátorral és 128 byte RAM-mal egészítették ki.

A 6809-esnek két címregisztere van. Utasításkészlete különösen indexelt címzésnél jelentősen kibővült.

A 68000-es típusok teljesen új generációhoz tartoznak. minden programsíkon azonos utasításkészletük van, ami a 68010 és 68020 típusoknál csupán néhány kiegészítéssel bővül. A 68000-es típusok belül 32 bites mikroprocesszorként épülnek fel. A 68000 és 68010 esetén a külső adatbusz 16 bit széles. A 68008-nál a buszillesztő 8 bites adatbuszhoz illeszkedik. Ezért számottevő hardver-változtatás nélkül 8 bites rendszerben is működhet. A 68000 és 68010, 24 bit hosszú címbuszával  $2^{24}$  byte = 16 Mbyte cím címzhető. Ezzel már nagyobb folyamatirányító számítógép teljesítőképességének nagyságrendjét érjük el. Utasítás-készletének különleges jellegzetessége a viszonylag kevés utasítás kombinációja sok címzésmódossal. Tehát nagyon egyszerű és mégis hatékony programozásra alkalmas.

A 68010 és 68020 típusok virtuális táras üzemmódban is működtethetők (*Virtual Memory, VM*). Ebben az üzemmódban a felhasználó úgy fordulhat a háttértár adataihoz (pl. merevlemezeiről vagy floppy lemezről), mintha azok közvetlenül a RAM-ban lennének tárolva. A háttértár kezclését az operációs rendszer teljesen automatikusan végezi. A program futása közben előfordulhat, hogy olyan operandus kell, amelyik nem a RAM-ban, hanem külső háttértárban van. Ebben az esetben az utasítás végrehajtása félbeszakad, az operációs rendszer azt az adatszegmenst, melyben az operandus van, áttölteni a háttértárból a RAM-ba, és ezután a megszakított utasítás végrehajtása is befejeződik.

A 68020-as típus 32 bit szóhosszú belső adatbusza kívülről is hozzáférhető. Ez kétszeres adatátviteli sebességet eredményez a 16 bit szóhosszal működő típusokhoz képest olyan esetekben, amikor az utasítások és az operandusok szóhossza nagyobb 16 bitnél.

A 68020-as típus ezenkívül „aritmetikai tárprocesszor interfésszel” (*Coprocessor Interface*) is rendelkezik, mellyel speciális számítógépekkel párhuzamosan képes működni, ilyen pl. a 68881 aritmetikai processzor (numeric data processor). A két processzor az utasításkód alapján felismeri, hogy melyiknek kell az utasítást végrehajtani.

A 8080-as családról a 6.2. táblázat ad áttekintést. A 8080A alaptípus még egy régebbi technológiával készült, melynél az áramkör még három tápfeszültséget igényelt. Ezt a típust teljesen kiszorította utódja, a 8085-ös típus amely – két utasítástól eltérően – azonos utasításkészlettel és azonos gépi kóddal működik. A 8085-ös processzor hátránya, hogy bizonyos utasítások hiánya miatt aritmetikai teljesítménye igen korlátozott.

- **háztartási elektronika:** automatikus mosógépek és mosogató gépek, fűtés és fényszabályozás, varrógépek, háztartási számítógépek;
- **járműelektronika:** üzemanyag-fogyasztást optimalizáló motorvezérlés, a kerekek leblokkolását gátló fékrendszer (ABS), automatikus sebességváltó, összeütközések elkerülését elősegítő radar, fedélzeti számítógépek a repülögépeken, hajókon valamint az űrhajókon.

A mikroszámítógépeknek az adatfeldolgozásban való alkalmazásával a számítástechnikai munka decentralizálható. Lehetővé válik, hogy az adatelőkészítés és előfeldolgozás már a munkahelyen megtörténjen, ahol az „adatok keletkeznek”. A mikroprocesszorok egyik legismertebb alkalmazási példája a *személyi számítógép*. A határok a professzionális szintű alkalmazásoktól a gazdasági területeken át a számítógépes játékokig terjednek.

A híradástechnika sem zárkozhat el a digitális elektronika által nyújtott sokrétű lehetőségektől. A televíziókészülék a telefonnal és új szolgáltatásokkal együtt átfogó információs rendszerré fejlődik. Az előfizetők – ha kívánják – aktív (párbeszédes) módon kapcsolódhatnak az adásokba.

A mérés-, vezérlés- és szabályozástechnika a mikroprocesszorok és mikroszámítógépek legfontosabb alkalmazási területének egyike. Elsősorban a *robottechnikát* emlíjük meg, amely a műszaki élet egyik legdivatosabb területe. Maga a „robot” szó 1920-ból, a kiváló cseh írótól, Karel Čapektől származik. A köznyelv robotnak nevez minden önállóan működő műszaki rendszert, a legegyesrőbb automatától a korszerű elektronikus irányítórendszerig. A műszaki értelmezés legáltalánosabban elfogadott változata szerint a *robot* olyan eszköz, mely különböző, kézzel végezhető (manipulációs) vagy helyzetváltoztatási feladatok automatikus elvégzésére beprogramozható. Míg e meghatározás szerint a robotok tevékenységi körébe mind az alsó, mind a felső végtagok műveleteinek egy része beletartozik, az *ipari robotok* tevékenységi köre a felső végtagok tevékenységi körére korlátozódik. A robotok egyik alapvető része a *manipulátor*, más néven a *robotkar*.

A robotkar mozgása programozható, és vele a programban rögzített művelet számtalanszor megismételhető.

Az első generációbeli robotoknak nem volt semmiféle kapcsolatuk a külvilággal, mert nem voltak érzékelőik. Ez különösen a munkadarabnak az elhelyezésekor és rögzítésekor okozott gondot. Az évtizedünkben megjelent második generációbeli robotok érzékelőik révén már kommunikálhatnak a környezetükkel. Az érzékelőktől érkező jeleket az általában több processzoros rendszerek dolgozzák fel. Így a robot képes „látni”, „hallani” és „tapintani” is. A műveleteket, a mindenkor körülmenyeket figyelembe véve hajtja végre, bizonyos mértékben alkalmazzuk a környezet változásaihoz. A kifejlesztés alatt levő harmadik generációbeli robotok bonyolult, összetett feladatok ellátására is képesek. Ezek környezetükön belül érzékelőikkal összegyűjtik az információkat, logikájukkal feldolgozzák azokat, és – ez a legfőbb jellemzőjük – önálló döntéseket hoznak. Így bonyolult folyamatokban cselekvően vehetnek részt, vagyis alapjaiban alakíthatják át az üzemek termelési rendjét.

A robot az egyhangú, a veszélyes és a nehéz fizikai munka alól felszabadítja az embert. Az ipari termékek választéka csak úgy bővíthető, ha egy-egy terméket kisebb sorozatban és gazdaságosan gyártanak. Ez robotokkal könnyen megvalósítható, hiszen a robot rövid idő alatt és egyszerűen átállítható az új termék gyártására. Egyébként a robot nagyon termelékeny eszköz: három műszakban is működhet, és munkaidjének 95%-ban tevékeny.

A 6.54. ábra egy ipari hegesztőrobotot mutat be vázlatosan. A robot a hegesztő elektrodával követi a munkadarab összehegeszendő vonalát. Ezért a mikroprocesszor a

A 80486 esetén az aritmetikai társprocesszor nem külső áramkörként csatlakozik a rendszerhez, hanem ugyanazon a chip-en van integrálva. A 80486-os áramkör a 80386 továbbfejlesztésének tekinthető.

A korszerű mikroprocesszorok teljesítményfelvétele nagyságrendekkel kisebb, mint a korábbi TTL technikával készült processzoroké. Ennek ellenére telepes működés számára mégis túl nagy a teljesítményfelvétel. Ezért nagyon fontos, hogy a legtöbb egyszerű mikroprocesszor hardver- és szoftverkompatibilis CMOS változatban is készül, amelyekből néhányat a 6.3. táblázat foglal össze.

NMOS típusok	CMOS típusok	Teljesítmény-felvétel (mW)	Az órajel frekvenciája (MHz)	Gyártók
6802	MD 68SC02	75	5	Mitel
6809	HD 6309	80	5	Hitachi
8085A	MSM 80C85	50	3	Oki
8085	HD 80C86	150	8	Harris
8088	HD 80C88	150	8	Harris

6.3. táblázat. A 6800-as és a 8080-as család CMOS mikroprocesszorai

A CMOS technológiával készült processzoroknak belső statikus tárak van. Ezért megengedett, hogy órajel frekvenciáját tetszőlegesen csökkentsük. Mivel az áramfelvétel arányos a frekvenciával, ezért kiscsökkenésre a frekvenciájú órajellel áramot takaríthatunk meg. Az órajel frekvenciája akkora kell legyen, hogy a működési sebesség még éppen kielégítse a követelményeket.

#### 6.4.7. A mikroszámítógépek alkalmazása

A mikroprocesszorok és a mikroszámítógépek alkalmazási területe rendkívül tág. Jelenleg ott tartunk, hogy az alkalmazási lehetőségeknek nincsenek műszaki határai. A mikroprocesszoroknak az a jelentősége, hogy a számítógépekkel megoldható feladatokat sokkal olcsóbban lehet velük megoldani, és ezáltal lehetőség nyílik a programozott célrendszernek újabb és újabb területeken való alkalmazására. Az alkalmazási lehetőségek korlátait csak a felhasználó hozzáértése és képzelőereje szabja meg. Szemléltetésképpen felsorolunk néhány alkalmazási lehetőséget:

- **adatfeldolgozás:** zsebszámítógép, személyi számítógép, munkahelyi miniszámítógép, intelligens terminál, programozási segédeszközök, decentralizált adatfeldolgozás;
- **híradástechnika:** távmásoló, elektronikus telefonközpont, képüjság, kommunikáció műholdak segítségével;
- **mérés-, vezérlés- és szabályozástechnika:** az iparban – ipari adatok, üzemek folyamatvezérlése, automatikus mérlegek; az orvostudományban – számítógépes tomográfia, EEG és EKG feldolgozása, pszichológiai tesztrendszer; a közlekedésben – forgalomtól függő közlekedési lámpavezérlés;
- **szórakoztató elektronika:** programozható elektronikus játékok, sakkautomaták, magnetofon- és képmagnetofon-vezérlés, hangszintetizátorok, automatikus beállítású fényképezőgépek;

A mikroszámítógépek másik jelentős alkalmazása az orvostudományban és az egészségügyben a *betegfeliúgyelet*. A mikroszámítógép állandóan figyelemmel tartja a beteg szervezetének különböző paramétereit, például a lázát, pulzusát, vérnyomását stb. Ha valamelyik vagy az egymáshoz viszonyulásuk eltér a normálistól, a gép azonnal riaszt.

A gépjárműveknél a klasszikus autovillamosságról már áttértek a mikroprocesszoros automatikára. A megnövekedett biztonság és az utazási komfort mellett a járműgyártás olyan céljai is megvalósíthatók, mint az optimális energiafelhasználás és a kisebb szennyczőanyag-kibocsátás.

A mikroprocesszoroknak a háztartási és szórakoztató elektronikában való alkalmazása igen sokréteű. Ízelítőként megemlíthetjük a programvezérlésű varrógépeket, amelyeknél a varrás közben is lehet változtatni a különböző bonyolult varrásmintákat. Az automatikus mosógépek, valamint mosogatógépek lényegesen csökkentik a háztartásra fordított munkaidőt. A mikroprocesszorok jelentősége a háztartásban hasonló ahhoz, amit annak idején a villamos motorok megjelenése jelentett. A mikroprocesszoros háztartási készülékek azon kívül, hogy magasabb színvonalon szolgálják ki az embereket, sokkal energiatakarékosabbak.

A szórakoztató elektronikában a mikroprocesszoros játékok és a személyi számítógépekre szerkesztett játékok, valamint a multimédiás alkalmazások nagyon elterjedtnek tekinthetők. A kikapcsolódáson kívül az emberek önkéntelenül is megtanulják a számítógép kezelését.

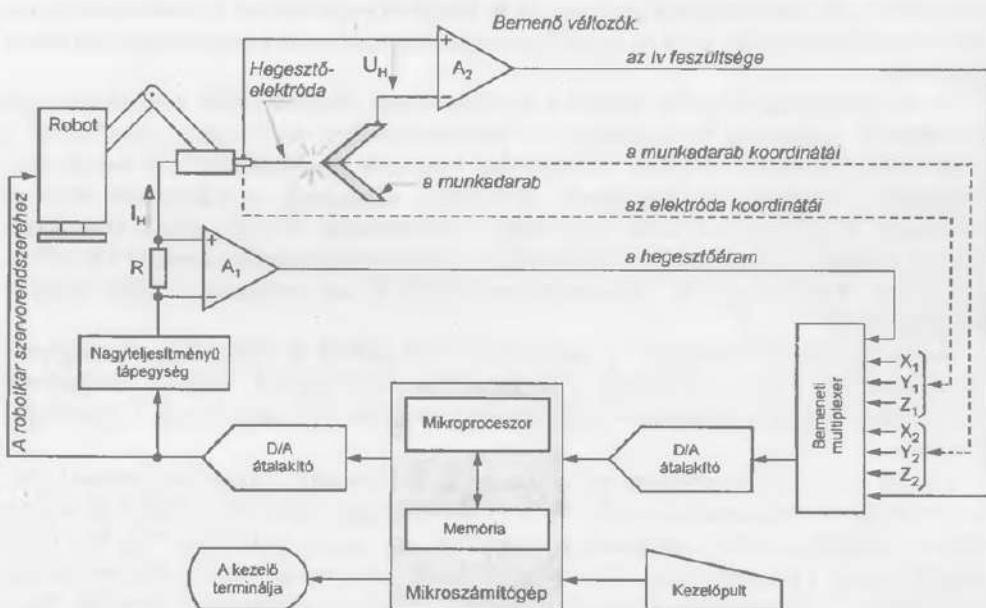
Létezik olyan mikroprocesszoros karóra, amely a kimondott szónak engedelmeskedik. Az órába épített mikroprocesszor 95-98 %-os pontossággal ismer fel és alakít át vezérlő jelekké különböző szöbeli parancsokat, amelyeket egy parányi mikrofon fog fel. Téves reagálás esetén a parancsot meg kell ismételni. Az óra viszonylag könnyen felismeri, hogy hol hibázott, és hozzászokva a gázdája hangjához, a következőkben már pontosan hajtja végre az utasításokat.

Az előbbiekbőn tárgyalt példák csak közelítőleg érzékeltetik a mikroprocesszorok és a velük megépített mikroszámítógépek által beindított hatalmas innovációs hullámot.

### Összefoglaló kérdések:

1. Milyen alapegységei vannak a Neumann-féle univerzális számítógépnek?
2. Milyen feladatokat lát el az aritmetikai logikai egység és hogyan működik együtt a vezérlőegységgel?
3. Mi a szerepe a programszámlálónak?
4. Magyarázzuk el a veremtár elvi működését!
5. Mit nevezünk szubrutinnak?
6. Rajzolja fel egy mikroszámítógép egyszerűsített tömbvázlatát és magyarázza el a részegységek feladatát!
7. Mi a közvetlen memória hozzáférés lényege?
8. Milyen jelző-bitet tartalmaz a feltételregiszter?
9. Milyen belső regiszterei vannak a mikroprocesszornak?
10. Milyen alapvető fázisokra tagolódik a mikroprocesszor utasításciklusa?
11. Mit nevezünk virtuális címzésnek?
12. Magyarázzuk meg a műveleti rész és az operandus rész fogalmakat?
13. Hogyan csoportosíthatók a mikroprocesszor utasításai?

bemeneti multiplexeren és az analóg-digitális átalakítón keresztül az elektróda  $X_1$ ,  $Y_1$  és  $Z_1$  és a munkadarab  $X_2$ ,  $Y_2$  és  $Z_2$  térfelületi koordinátáját kapja. A jó hegesztés fontos követelménye az elektróda és a hegesztendő felület között levő pontos távolság betartása. Ezt a hegesztőáram pontos értéken való tartásával lehet biztosítani.



6.54. ábra. Ipari hegesztőrobot vázlatos felépítése

A nagy teljesítményű hegesztő tápegység árama az  $R$  ellenálláson feszültségesést okoz, amely az  $A_1$  erősítőn, a bemeneti multiplexeren és az analóg-digitális átalakítón keresztül a mikroprocesszorhoz kerül. A mikroprocesszor feldolgozza a bemenő információt, és a kimeneti digitális-analóg átalakítón keresztül vezérli a hegesztő elektródát tartó robotkart és a nagy teljesítményű hegesztő tápegységet.

A mikroprocesszorok és a mikroszámítógépek az orvostudományban is fontos szerephez jutottak. A legtipikusabb alkalmazásuk a számítógépes tomográfia, amely lehetővé teszi az emberi test belső felépítését ábrázoló keresztmetszetek készítését. A transzmissziós tomográfia esetében egy nagy erejű röntgensugárnyaláb metszi a testet, amelynek „árnyékát” a sugárforrással szemben elhelyezett érzékelők fogadják. Ez azonban nem más, mint az egymás mögött levő szervek és szövetek képe. A léptető automata ezért egy bizonyos szöggel elfordítja a sugárnyalábot és az érzékelőt. Így újabb információk jutnak be a számítógépbe. Miután a sugárnyaláb lépésenként elvégezte a  $180^\circ$ -os elfordulást, a számítógép feldolgozza az így kapott adatokat, és meghatározza a keresztmetszeti képek elemeit. Megemlíthetjük az emissziós számítógépes tomografiát is. Ebben az esetben a beteg szervezetébe juttatott radioaktív izotópból emittáló sugárzást használják fel a keresztmetszet feltérképezésére. A számítógépes tomográfia a keresztmetszet különböző fedetségű részeit nem a szürke árnyalataival különbözteti meg, hanem a színképskála különböző árnyalataival. Így a keresztmetszet testrészei jobban láthatóvá válnak, és ez megkönnyíti a diagnosztizálást.

ELEKTRONIKA

Kovács Csongor



9 789639 076716