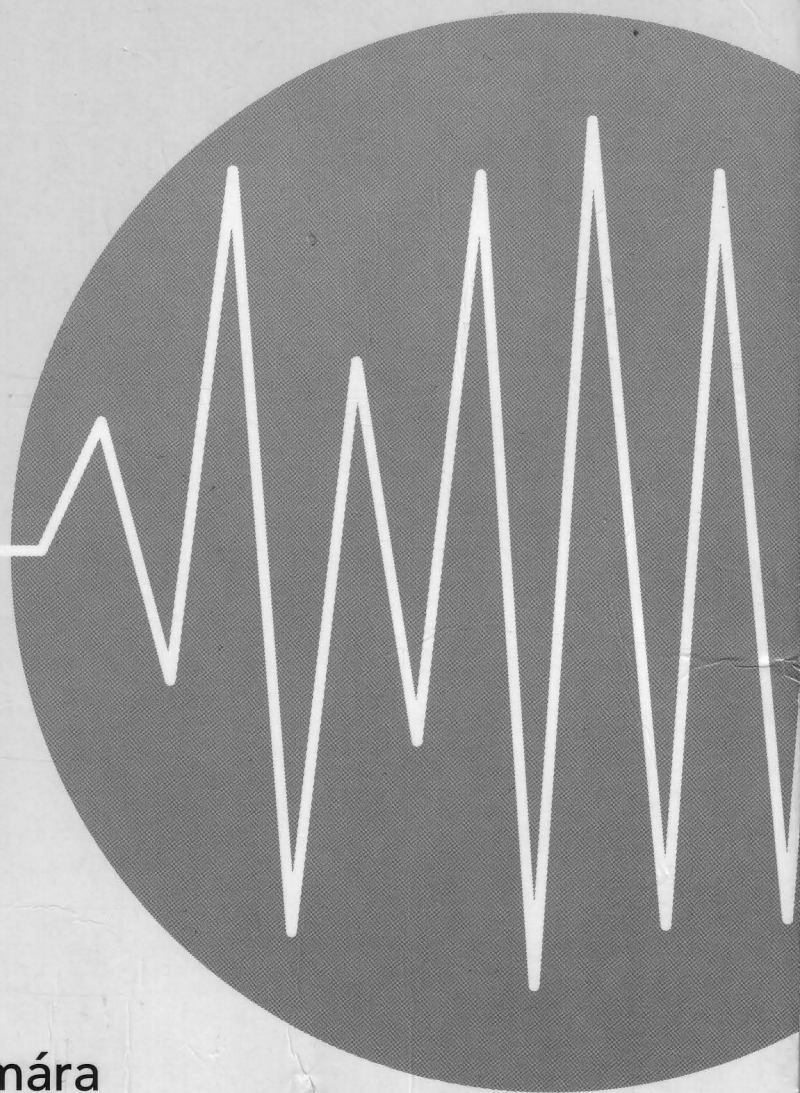


K O V Á C S C S O N G O R

ELEKTRONIKUS ÁRAMKÖRÖK



Középiskolák
III. osztálya számára

Kovács Csongor
Elektronikus áramkörök

Kovács Csongor

Elektronikus áramkörök

General Press Kiadó, Budapest

Kovács Csongor: Elektronikus áramkörök

Lektorálta: Mészáros Miklós

© Kovács Csongor – General Press

Borítóterv: Drobek Ödön

Felelős szerkesztő: Füleki Beáta

Az elektronikai és informatikai szakmacsoport részére

ISBN 963 9076 32 5

Kiadja a General Press Kiadó

Felelős kiadó: Lantos Kálmánné ügyvezető
Irodalmi és művészeti vezető: Lantos Kálmán

Nyomta és kötötte a Reálszisztéma Dabasi Nyomda Rt.
Felelős vezető Mádi Lajos vezérigazgató

Tartalomjegyzék

1. Villamos áramköri alapismeretek	1
1.1. A villamos áramköri 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 helyettesítő kapcsolásai	5
1.3. Négypólusok	9
1.3.1. A négypólusok paraméterei	10
1.3.2. A négypólusok jellemzőinek frekvenciafüggése	17
2. Félvezető anyagok fizikája	23
2.1. Bevezetés	23
2.2. Töltéshordozók félvezető anyagokban	24
2.2.1. A félvezetők sajátvezetése	25
2.2.2. Szennyezéses félvezetők tulajdonságai	26
2.2.3. Áramvezetés a félvezetőkben	28
3. Félvezető diódák	31
3.1. A PN-átmenetek felépítése és működése	31
3.1.1. A határréteg kialakulása	31
3.2. A félvezető dióda felépítése és működése	32
3.2.1. A félvezető dióda nyitóirányú polarizálása	33
3.2.2. A félvezető dióda záróirányú polarizálása	34
3.2.3. A félvezető dióda teljes karakterisztikája	36
3.3. A félvezető diódák típusai	37
3.3.1. Egyenirányító diódák	38
3.3.2. Zener-diódák	39
3.3.3. Tüsdiodák	42
3.3.4. Kapacitásdiódák	43
3.3.5. Alagútdiódák	45
3.3.6. Schottky-diódák	46
4. Bipoláris tranzisztorok	47
4.1. A bipoláris tranzisztorok felépítése	47
4.2. A bipoláris tranzisztorok működése	48
4.2.1. Áramok a tranzisztorban	48
4.3. A bipoláris tranzisztor alapegyenletei	51
4.4. Alapkapcsolások	52
4.5. A tranzisztor jelleggörbéi	52
4.5.1. A tranzisztor jelleggörbéi báziskapcsolásban	53
4.5.2. A tranzisztor jelleggörbéi emitterkapcsolásban	54
4.6. A bipoláris tranzisztorok műszaki adatai	57
4.7. Határértékek	59
4.8. A hőmérséklet hatása a tranzisztor működésére	60
4.9. A tranzisztorok hűtése	61

5. Unipoláris tranzisztorok.....	64
5.1. Záróréteges térvezérlésű tranzisztorok	64
5.1.1. Felépítés és fizikai működés	64
5.1.2. Jelleggörbék, adatok, határadatok	65
5.2. MOSFET tranzisztorok	68
5.2.1. Felépítés és fizikai működésmód	68
5.2.2. Jelleggörbék, adatok, határadatok	70
5.3. Térvezérlésű tranzisztorok alapkapcsolásai	73
6. Tranzisztorok munkapont-beállítása	75
6.1. Tranzisztorok üzemmódjai	75
6.1.1. Tranzisztorok lineáris és nem lineáris működése	75
6.1.2. Tranzisztorok sztatikus és dinamikus üzemmódja	77
6.2. Erősítőfokokozatok munkapont-beállítása	80
6.2.1. Bipoláris tranzisztorok munkapont-beállítása	80
6.2.2. Térvezérlésű tranzisztorok munkapont-beállítása	82
6.3. Tranzisztorok kisfrekvenciás helyettesítő képei	85
6.3.1. Bipoláris tranzisztorok helyettesítő képe	87
6.3.2. Térvezérlésű tranzisztorok helyettesítő képe	89
7. Erősítő áramkörök.....	91
7.1. Alapfogalmak	91
7.1.1. Az erősítők jellemzői	92
7.2. Erősítő alapkapcsolások bipoláris tranzisztorral	94
7.2.1. Emitterkapcsolású erősítőfokozat	96
7.2.2. Kollektorkapcsolású erősítőfokozat	106
7.2.3. Báziskapcsolású erősítőfokozat	111
7.2.4. Erősítő alapkapcsolások jellemzőinek összehasonlítása	115
7.3. Erősítő alapkapcsolások térvezérlésű tranzisztorral	116
7.3.1. Source-kapcsolású erősítőfokozat	116
7.3.2. Drain-kapcsolású erősítőfokozat	123
7.3.3. Gate-kapcsolású erősítőfokozat	128
7.3.4. Erősítő alapkapcsolások jellemzőinek összehasonlítása	130
7.4. Többfokozatú erősítők.....	131
7.4.1. Többfokozatú erősítők felépítése.....	131
7.4.2. Erősítőfokozatok csatolása	132
7.5. Zajviszonyok az erősítőkbén	139
7.5.1. Az erősítőkbén keletkező zajok forrásai	139
7.5.2. Az erősítőkbén keletkező zajok típusai	139
7.5.3. Az erősítők zajtényezője	141
7.6. Torzítások az erősítőkbén.....	141
7.6.1. Lineáris torzítások	141
7.6.2. Nemlineáris torzítások	143
7.7. A visszacsatolás.....	144
7.7.1. A visszacsatolás elve	144
7.7.2. A visszacsatolás hatása az erősítő jellemzőire	146
7.7.3. A negatív visszacsatolás gyakorlati megvalósítása.....	148

7.8. Szélessávú erősítők	152
7.8.1. Kisfrekvenciás kompenzálás	153
7.8.2. Nagyfrekvenciás kompenzálás	153
7.9. Nagyfrekvenciás hangolt erősítők.....	156
7.9.1. Hangolt erősítő párhuzamos <i>LC</i> rezgőkörrel.....	156
7.9.2. Hangolt erősítő sávszűrős csatolással.....	159
7.10. Nagyjelű erősítők	161
7.10.1. Nagyjelű erősítők általános jellemzése.....	161
7.10.2. Az erősítőelemek határértékei	161
7.10.3. Teljesítményerősítők jellemzői.....	162
7.10.4. A-osztályú teljesítményerősítő	163
7.10.5. Ellenütemű teljesítményerősítők	165
7.10.6. Komplementer teljesítményerősítők.....	168
7.10.7. Teljesítményerősítők túlterhelés elleni védelme.....	169
8. Műveleti erősítők	173
8.1. Egyenáramú erősítők.....	173
8.1.1. Differenciálerősítők.....	174
8.1.2. Fázisösszegző áramkör.....	178
8.1.3. Darlington-kapcsolás.....	178
8.1.4. Tranzisztoros áramgenerátorok	179
8.1.5. Műveleti erősítők kimeneti fokozatai	181
8.2. Integrált műveleti erősítők	183
8.2.1. Integrált műveleti erősítők tulajdonságai	184
8.2.2. Az ideális műveleti erősítő	187
8.2.3. A valóságos műveleti erősítő.....	187
8.2.4. Visszacsatolás alkalmazása műveleti erősítők esetén.....	189
8.3. Lineáris alapkapsolások műveleti erősítőkkal.....	191
8.3.1. Nem invertáló alapkapsolás	191
8.3.2. Invertáló alapkapsolás	193
8.3.3. Különbőségképző áramkör.....	194
8.3.4. Előjelfordító feszültségösszegző áramkör	194
8.3.5. Integrátor áramkör	195
8.3.6. Differenciáló áramkör	197
8.4. Műveleti erősítők munkapont-beállítása	199
8.4.1. A bemeneti nyugalmi áram biztosítása.....	199
8.4.2. Ofszet feszültség kompenzálása	200
8.4.3. Ofszet áram kompenzálása	201
8.5. Műveleti erősítők frekvenciakompenzálása	201
8.6. Műveleti erősítők alkalmazásai	203
8.6.1. Váltakozó feszültségű erősítők.....	203
8.6.2. Aktív szűrőkapsolások.....	204
8.6.3. Műveleti erősítők alkalmazása a mérés technikában	207
9. Erősáramú félvezető eszközök	221
9.1. Négyrétegű diódák	221
9.1.1. Felépítés és működés	221

9.1.2. Jellemző adatok és határértékek	223
9.1.3. Alkalmazások	223
9.2. Tirisztorok	224
9.2.1. Felépítés és működés	224
9.2.2. Tirisztorok jellemző adatai és határértékei	226
9.2.3. A tirisztor szerkezete	227
9.2.4. Tirisztorok alkalmazása	228
9.3. Vezérlőelektródával kikapcsolható tirisztor	231
9.4. Tirisztortetródák	232
9.4.1. Felépítés és működésmód	232
9.4.2. Jellemző adatok és határértékek	233
9.4.3. A tirisztortetródák alkalmazása	233
9.5. Váltakozó áramú kapcsolódióda (<i>Diac</i>)	233
9.5.1. Kétirányú dióda	233
9.5.2. Kétirányú tirisztordiódák	235
9.5.3. A diac alkalmazásai	236
9.6. Kétirányú tirisztortrióda (<i>Triac</i>)	236
9.6.1. Felépítés és működés	236
9.6.2. Jellemző adatok és határértékek	238
9.6.3. A triac alkalmazásai	239
9.7. Az egyátmenetű tranzisztor (<i>UJT</i>)	241
9.7.1. Az egyátmenetű tranzisztor felépítése és működési elve	241
9.7.2. Az egyátmenetű tranzisztor alkalmazásai	243
10. Optoelektronikai alkatrészek	245
10.1. Fénytani alapfogalmak	245
10.2. A fényelektromos jelenség	246
10.3. A fotoellenállás	247
10.3.1. Felépítés és működés	247
10.3.2. A fotoellenállás jellemzői	248
10.3.3. Alkalmazások	249
10.4. A <i>PN</i> -átmenet viselkedése fényhatás esetén	249
10.5. Fotodiódák	250
10.5.1. Felépítés és működésmód	250
10.5.2. Jellemző adatok és határértékek	251
10.5.3. Alkalmazások	251
10.6. Fotoelemek (napelemek)	252
10.6.1. Felépítés és működési elv	252
10.6.2. Jellemző adatok és határértékek	254
10.6.3. Alkalmazások	254
10.7. Fototranzisztorok	254
10.7.1. Felépítés és működési elv	254
10.7.2. Jellemző adatok és határértékek	255
10.7.3. Alkalmazások	256
10.8. Fényt kibocsátó dióda (<i>LED</i>)	256
10.8.1. Felépítés és működési elv	256
10.8.2. Jellemző adatok és határértékek	258
10.8.3. Alkalmazások	259

10.9. Lézerdiódák.....	259
10.9.1. Félvezető lézerek fizikai működése.....	259
10.9.2. Jellemző adatok és határértékek	261
10.9.3. Alkalmazások	261
10.10. Fénycsatolók	261
10.10.1. Felépítés és működés.....	261
10.10.2. Jellemző adatok és határértékek	262
10.10.3. Alkalmazások	262
10.11. Optikai kijelzők.....	263
10.11.1. Folyadékkristályos kijelzők.....	263
10.11.2. Numerikus kijelzők	265
10.11.3. Alfanyumerikus kijelzők	266
10.11.4. Elektronsugárcsővek	267
11. Tápegységek	271
11.1. Alapfogalmak.....	271
11.2. Hálózati transzformátorok.....	272
11.3. Hálózati egyenirányítók	273
11.3.1. Egyutas egyenirányítók	273
11.3.2. Kétutas egyenirányítók	275
11.4. Szűrőkörök.....	277
11.4.1. A bűgófeszűltűség csökkentűse pufferkondenzátorral	277
11.4.2. A bűgófeszűltűség csökkentűse szűrűssel.....	278
11.5. Lineáris egyenfeszűltűségű stabilizátorok	281
11.5.1. Feszűltűségstabilizátorok	281
11.5.2. Áramstabilizátorok	292
11.5.3. Integrált feszűltűségstabilizátorok.....	293
11.6. Kapcsoló űzemű tápegységek	298
12. Oszcillátorok.....	301
12.1. Az oszcillátor működűsi elve és felűpítűse.....	301
12.2. Negatív ellenállást felhasználó oszcillátorok	301
12.3. Visszacsatolt oszcillátorok	302
12.3.1. LC oszcillátorok	303
12.3.2. RC oszcillátorok	306
12.3.3. Kvarcoszcillátorok.....	309

1. Villamos áramköri alapismeretek

A nagyszámú áramköri elemet tartalmazó villamos hálózatok vizsgálata igen bonyolult, ezért a vizsgált 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). A kondenzátor esetén:

$$I = \frac{U}{X_C}, \text{ ahol } X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \text{állandó}, \text{ ha } f = \text{állandó}.$$

- 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:

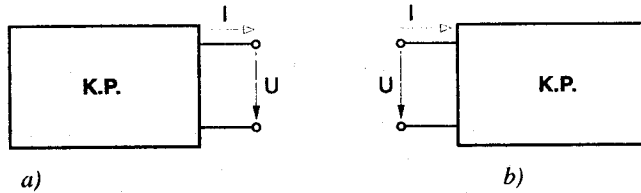
- aktív áramkör** (aktív áramköri elemeket is tartalmaz);
- passzív áramkör** (kizárólag passzív áramköri elemeket tartalmaz);
- lineáris áramkör** (minden áramköri eleme lineáris);
- nemlineáris áramkör** (tartalmaz nemlineáris áramköri elemeket is).

1.2. Kétpólusok

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

- aktív (generátorjellegetű) kétpólust:** jellemzője, hogy elektromos energia leadására képes;
- passzív (fogyasztójellegetű) kétpólust:** 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.



1.1. ábra. A kétpólusok rajzjele
a) aktív kétpólus b) passzív kétpólus

Egy kétpólus meghatározottnak tekinthető, ha két jellemző adata ismert. Ez a két adat általában, a kétpólus kivezetőkapcsain mérhető U feszültség és a rajta átfolyó I áram. Grafikusan ábrázolva az áramot a feszültség függvényében, a kétpólus *karakterisztikáját* kapjuk.

1.2.1. Aktív kétpólusok

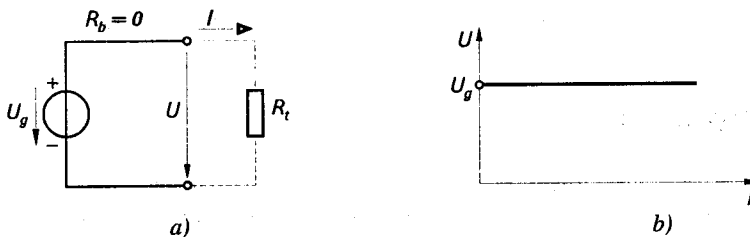
Az aktív kétpólusok felépítésük szerint lehetnek:

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

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

$$U = U_g - R_b \cdot I, \tag{1.1}$$

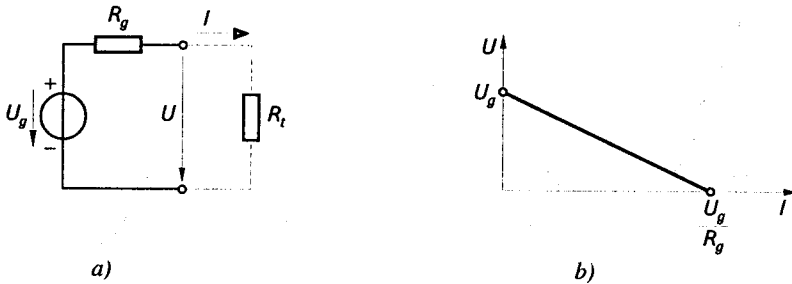
egyenlettel írhatjuk le, ahol U a kapocsfeszültség és $R_b = -\frac{\Delta U}{\Delta I}$, a generátor belső ellenállása. Az ideális feszültséggenerátort az $R_b = 0$, vagyis terhelőáram-független kimeneti feszültség jellemzi. Az 1.2. ábra az ideális feszültséggenerátor helyettesítő képét és karakterisztikáját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



1.2. ábra. Az ideális feszültséggenerátor
a) helyettesítő képe b) karakterisztikája

Az *ideális feszültséggenerátor* váltakozó áramú szempontból rövidzárnak tekinthető, mivel belső ellenállása nulla.

Az 1.3. ábra a valóságos feszültséggenerátor helyettesítő képét és karakterisztikáját mutatja. A valóságos feszültséggenerátor egy ideális feszültséggenerátor és egy soros veszteségi ellenállás (R_g) kapcsolásából épül fel.



1.3. ábra. A valóságos feszültséggenerátor
a) helyettesítő képe b) karakterisztikája

A valóságos feszültséggenerátor jellemző adatai a következők:

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

A feszültséggenerátort nem szabad rövidre zární, mivel $R_b \rightarrow 0$ esetén:

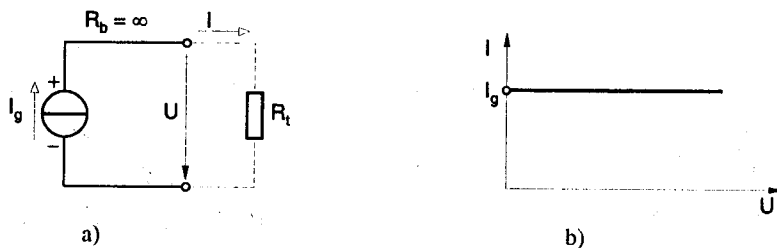
$$I_r = \frac{U_g}{R_g} \rightarrow \infty.$$

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

$$I = \frac{U_g - U}{R_b} = I_g - \frac{U}{R_b}, \tag{1.2}$$

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

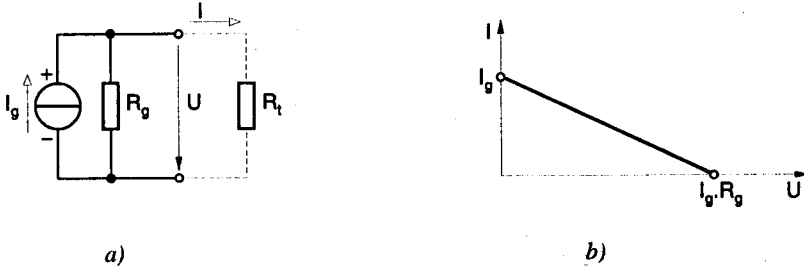
Az 1.4. ábra, az ideális áramgenerátor helyettesítő képét és karakterisztikáját szemlélteti.



1.4. ábra. Az ideális áramgenerátor
a) helyettesítő képe 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 veszteségi ellenállás (R_g) kapcsolásából épül fel.



1.5. ábra. A valóságos áramgenerátor a) helyettesítő képe b) karakterisztikája

A valóságos áramgenerátor jellemző adatai a következők:

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

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

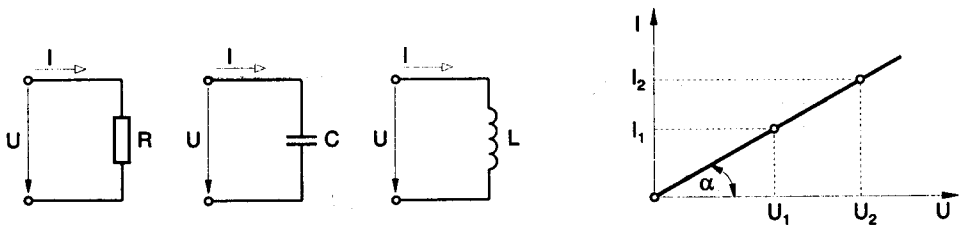
$$U_{ii} = I_g \cdot R_b \rightarrow \infty .$$

1.2.2. Passzív kétpólusok

A passzív kétpólus felépítése szerint lehet:

- **ellenállás**, • **induktivitás**, • **kapacitás**, • **vagy ezek kombinációi**.

A passzív kétpólusok karakterisztikáját megszerkeszthetjük, ha tetszőleges feszültségértékek 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:

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

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

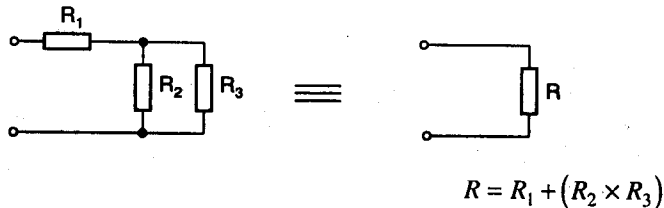
1.2.3. Kétpólusok helyettesítő kapcsolásai

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 áramköri elemből áll. Ez alapján, pl. a csak ellenállásokból álló kétpólus helyettesítő képe egyetlen ellenállás, amelynek értéke megegyezik a kétpólus eredő ellenállásával, a kapcsolatokra vonatkoztatva (1.7. ábra).



1.7. ábra. Passzív kétpólus helyettesítő képének meghatározása

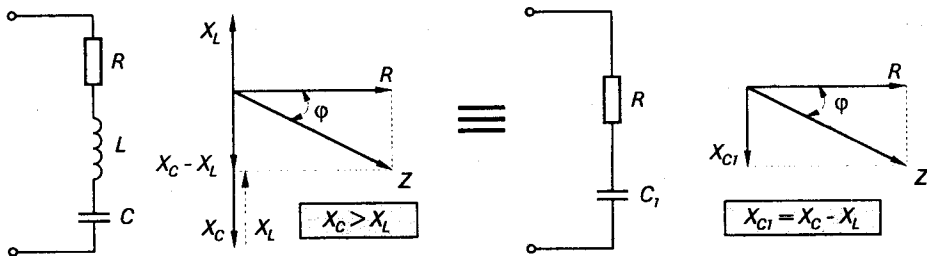
Különböző típusú elemekből felépített passzív kétpólusok helyettesítő képe egy adott frekvencián egy olyan - maximálisan két elemet tartalmazó (R , R - L , R - C) - kapcsolás, amelynek a vektorábrája megegyezik a helyettesítendő kétpóluséval.

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.



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

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_1 kapacitás értéke:

$$C_1 = \frac{I}{\omega \cdot (X_C - X_L)} = \frac{I}{\omega \cdot X_{C1}} = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_{C1}}$$

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

Aktív kétpólusok helyettesítő képe

Bármely aktív kétpólus – bonyolultságától függetlenül – helyettesíthető egy olyan elemi kétpólussal, amelynek karakterisztikája azonos a helyettesítendő kétpólus karakterisztikájával.

Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy U_{ii} üresjárású feszültségük és I_r rövidzárási áramuk megegyezik. Mint tudjuk: elemi aktív kétpólusok a valóságos feszültség- és áramgenerátor. Az aktív kétpólusok helyettesítő képének meghatározása a Thevenin, vagy a Norton tétel segítségével történik.

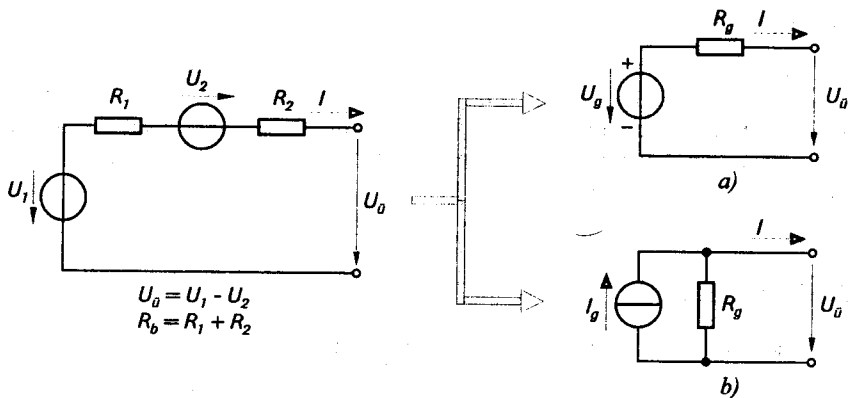
Thevenin tétel:

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

Norton tétel:

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

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



1.9. ábra. Aktív kétpólus helyettesítő képe

- a) Thevenin helyettesítő kép: $U_{\bar{u}} = U_g = U_1 - U_2$ és $R_b = R_g = R_1 + R_2$.
 b) Norton helyettesítő kép: $I_g = I_r = U_g / R_g$ és $R_b = R_g = R_1 + R_2$.

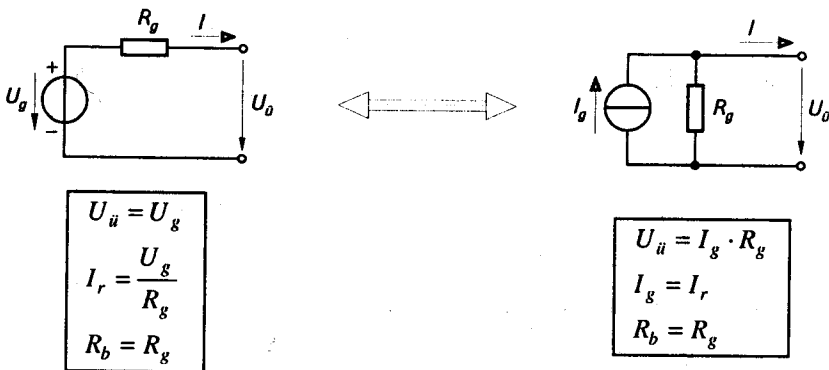
A *Thevenin helyettesítő kép* elemeit úgy határozzuk meg, hogy kiszámítjuk a helyettesítendő kétpólus üresjárási feszültségét ($U_{\bar{u}}$) és eredő belső ellenállását (R_b). A meghatározott két adat megfelel a *Thevenin generátor* forrásfeszültségének (U_g) és belső ellenállásának (R_g).

A *Norton helyettesítő kép* meghatározása úgy történik, hogy kiszámítjuk a helyettesítendő kétpólus 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).

Ha az aktív kétpólus több feszültség- vagy áramgenerátort tartalmaz, a következő szabályokat kell betartani:

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



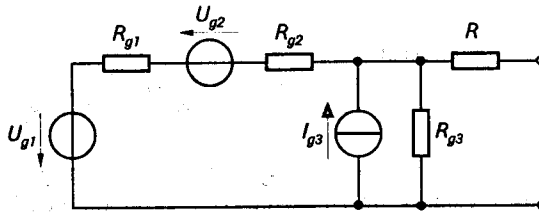
1.10. ábra. A valóságos feszültség- és áramgenerátor egymással való helyettesítése

Szuperpozíció tétel

Ha egy hálózatban több feszültség és áramforrás található és a hálózat valamely pontján keressük a feszültség értékét, akkor célszerűen úgy járhatunk el, hogy az aktív források mindegyikéhez tartozó feszültség-összetevőt kiszámítjuk, majd ezeket összegezzük. A számítások során – egy kivételével – az összes többi forrást mindig zérus értékűnek tekintjük és saját impedanciájával helyettesítjük.

☞ Számítási példa:

Határozzuk meg az 1.11. ábrán látható aktív kétpólus Thevenin és Norton helyettesítő képét!

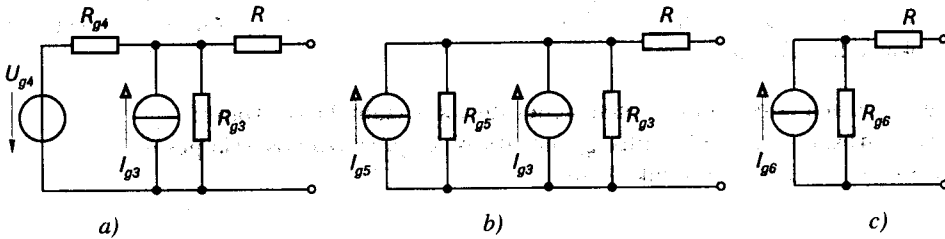


1.11. ábra.

A feladat megoldása a következő lépésekre bontható:

- a két feszültséggenerátort összevonjuk és kapunk egy U_{g4} forrásfeszültségű és R_{g4} belső ellenállású, eredő feszültséggenerátort (1.12.a. ábra):

$$U_{g4} = U_{g1} + U_{g2} \quad \text{és} \quad R_{g4} = R_{g1} + R_{g2}$$



1.12. ábra.

- az U_{g4} forrásfeszültségű feszültséggenerátort, átalakítjuk áramgenerátorrá (1.12.b. ábra):

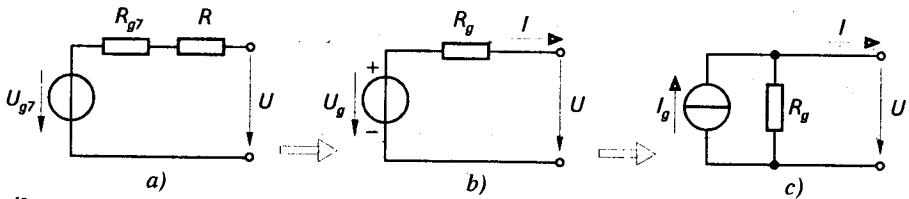
$$I_{g5} = \frac{U_{g4}}{R_{g4}} \quad \text{és} \quad R_{g5} = R_{g4}$$

- meghatározzuk a két, párhuzamosan kapcsolt áramgenerátor eredőjét (1.12.c. ábra):

$$I_{g6} = I_{g3} + I_{g5} \quad \text{és} \quad R_{g6} = R_{g3} \parallel R_{g5}$$

- a kapott áramgenerátort átalakítjuk feszültséggenerátorrá (1.13.a. ábra):

$$U_{g7} = I_{g6} \cdot R_{g6} \quad \text{és} \quad R_{g7} = R_{g6}$$



1.13. ábra.

- meghatározzuk az ellenállások eredőjét és megkapjuk a *Thevenin helyettesítő képet* (1.13.b. ábra):

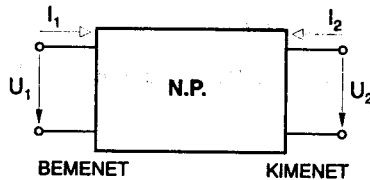
$$U_g = U_{g6} \quad \text{és} \quad R_g = R_{g6} + R.$$

- a *Thevenin képet* felhasználva, meghatározzuk a kapcsolás *Norton helyettesítő képét* (1.13.c. ábra):

$$I_g = \frac{U_g}{R_g} \quad \text{és természetesen,} \quad R_g = R_g.$$

1.3. Négypólusok

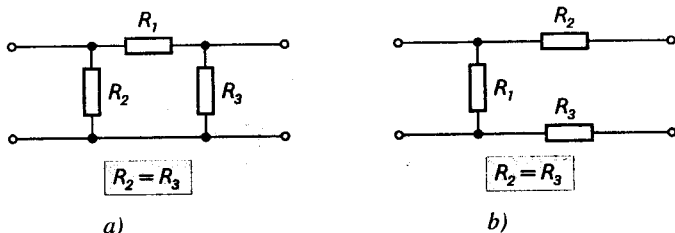
A *négypólusok* olyan - tetszőlegesen bonyolult - elektromos hálózatok, amelyek négy villamos csatlakozóponttal rendelkeznek. Az 1.14. ábra a négypólus rajzjelét szemlélteti. A berajzolt feszültség- és áramirányok a szabványos pozitív mérőirányoknak felelnek meg. A négypólus bemenete, amely az $U_1 - I_1$ paraméterekkel jellemezhető, *energiát vesz fel*, a kimenet, amelynek paraméterei $U_2 - I_2$, *energiát ad le*.



1.14. ábra. A négypólusok rajzjele

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

- *Aktív négypólusok*; amelyek legalább egy aktív áramköri elemet tartalmaznak.
- *Passzív négypólusok*; csak passzív áramköri elemeket tartalmaznak.
- *Lineáris négypólusok*; minden áramköri elemük lineáris.
- *Nemlineáris négypólusok*; amelyek tartalmaznak nemlineáris áramköri elemet is.
- *Szimmetrikus négypólusok*; kimenetük és bemenetük minden következmény nélkül felcserélhető (1.15.a. ábra).
- *Földszimmetrikus négypólusok*; bemeneti és ezzel egyidejűleg kimeneti kapcsaik minden következmény nélkül felcserélhetők (1.15.b. ábra).



1.15. ábra. Négyfóólusok

a) szimmetrikus négyfóólus b) földszimmetrikus négyfóólus

1.3.1. A négyfóólusok paramétereit

Egy négyfóólus meghatározottan tekinthető, ha bemeneti és kimeneti feszültsége (U_1, U_2) és árama (I_1, I_2) ismert. A négyfóólus négy elektromos jellemzője egymás függvénye. Bármely két adat ismeretében a másik kettő meghatározható, ha adott a négyfóólus kapcsolása. A következőkben lineáris négyfóólusok elektromos jellemzőivel foglalkozunk, amelyek egymásnak lineáris függvényei.

A **négyfóólusok paramétereit** olyan állandók, amelyek segítségével a kimeneti és a bemeneti jellemzők közötti függvényrendszerek felírhatók. Ezek az egyenletrendszerek a négyfóólus **karakterisztikus egyenleteit**. Az egyenletrendszerek felírására és ebből a paraméterek meghatározására összesen *hatféle lehetőség nyílik*. Ennek megfelelően hat különböző négyfóólus paramétert különböztetünk meg. Ezek közül a legfontosabbak az:

- impedancia (z) paramétereit,
- admittancia (y) paramétereit,
- hibrid (h) paramétereit,
- inverz hibrid (d) paramétereit.

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

A négyfóólusok impedancia (z) paramétereit

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

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

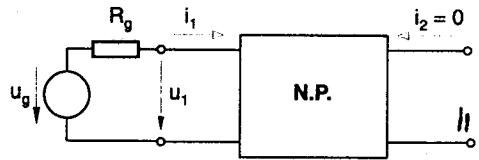
$$u_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$$

Az egyenletrendszerben a z állandók, a négyfóólus **impedancia paramétereit**. 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:

$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0}$$



1.16. ábra. A z_{11} paraméter értelmezése

A z_{11} paraméter a négy-pólus bemeneti impedanciáját képviseli, abban az esetben ha a kimeneten nem folyik áram, vagyis nyitott kimenet esetén (1.16. ábra). Hasonló eljárást alkalmazva, a többi impedancia paraméter is kifejezhető.

Az impedancia paraméterek kifejezései, a következők:

$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0}$$

– **Bemeneti impedancia** nyitott kimenet esetén.

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2} \Big|_{i_1=0}$$

– **Átviteli (transzfer) impedancia** nyitott bemenet esetén.

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

– **Átviteli (transzfer) impedancia** nyitott kimenet esetén.

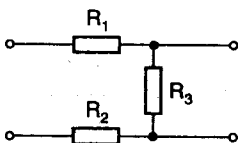
$$z_{22} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{i_1=0}$$

– **Kimeneti impedancia** nyitott bemenet esetén.

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

☞ Számítási példa:

Határozzuk meg az 1.17. ábrán látható négy-pólus impedancia paramétereit!



1.17. ábra.

Adatok:

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

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

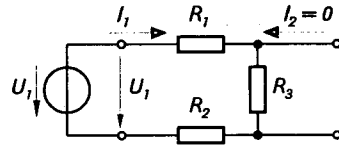
$$R_3 = 3 \text{ k}\Omega$$

Megoldás:

Alkalmazzuk az impedancia paramétereket meghatározó képleteket. Az ábrákon a meghatározandó impedancia paraméternek megfelelő áramkörti viszonyok szerepelnek.

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

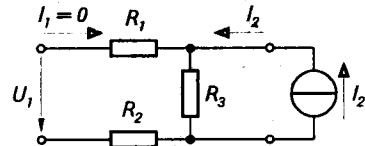
$$z_{11} = \frac{I_1 \cdot (R_1 + R_3 + R_2)}{I_1} = 1 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega = \underline{6 \text{ k}\Omega}$$



1.18. ábra.

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

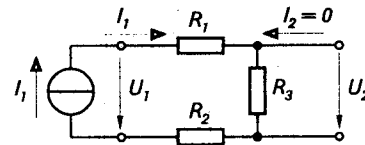
$$z_{12} = \frac{I_2 \cdot R_3}{I_2} = R_3 = \underline{3 \text{ k}\Omega}$$



1.19. ábra.

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

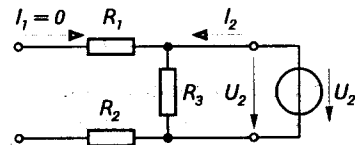
$$z_{21} = \frac{I_1 \cdot R_3}{I_1} = R_3 = \underline{3 \text{ k}\Omega}$$



1.20. ábra:

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

$$z_{22} = \frac{I_2 \cdot R_3}{I_2} = R_3 = \underline{3 \text{ k}\Omega}$$



1.21. ábra:

A négyfókusok admittancia (y) paraméterei

A négyfókus 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 mérőiránnyal. Az admittancia paraméterek – hasonló gondolatmenetet követve mint az impedancia paraméterek meghatározásánál – a következők:

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2 = 0}$$

- **Bemeneti admittancia** rövidrezárt kimenet esetén.

$$y_{12} = - \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1 = 0}$$

- **Átviteli (transzfer) admittancia** rövidrezárt bemenet esetén.

$$y_{21} = - \left. \frac{i_2}{u_1} \right|_{u_2 = 0}$$

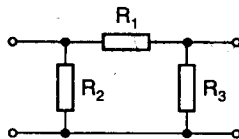
- **Átviteli (transzfer) admittancia** rövidrezárt kimenet esetén.

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{u_1 = 0}$$

- **Kimeneti admittancia** rövidrezárt bemenet esetén.

☞ Számítási példa:

Határozzuk meg az 1.22. ábrán látható négyfólyus y_{11} és y_{12} paramétereit!



1.22. ábra.

Adatok:

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

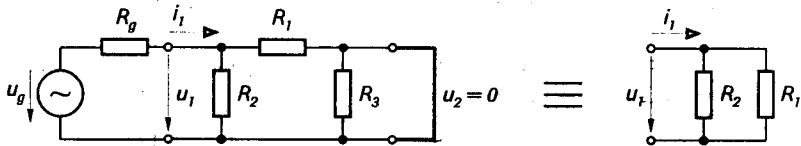
$$R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

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

Megoldás:

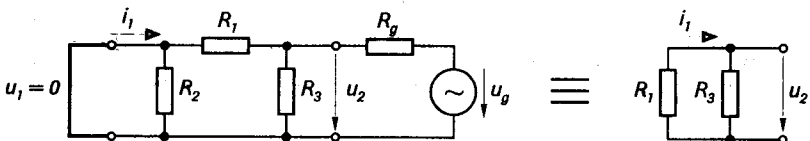
$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2 = 0} \Rightarrow y_{11} = \frac{i_1}{i_1 \cdot (R_1 \times R_2)} = \frac{3}{2} = \underline{1,5 \text{ mS}}$$

1.23. ábra.



$$y_{12} = - \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1 = 0} \Rightarrow y_{12} = - \frac{-u_2}{R_1} = \frac{1}{R_1} = \underline{1 \text{ mS}}$$

1.24. ábra.



A négy-pólusok 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:

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2 = 0}$$

– *Bemeneti impedancia rövidrezárt kimenet esetén.*

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1 = 0}$$

– *Feszültségvisszahatás nyitott bemenet esetén.*

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

– *Áramerősítési tényező rövidrezárt kimenet esetén.*

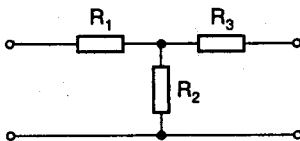
$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1 = 0}$$

– *Kimeneti admittancia nyitott bemenet esetén.*

A meghatározási összefüggésekből látható, hogy a hibrid paraméterek fizikai tartalma különböző; 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.

☞ Számítási példa:

Határozzuk meg a 1.25. ábrán látható négy-pólus h_{12} hibrid paraméterét!



1.25. ábra.

Adatok:

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

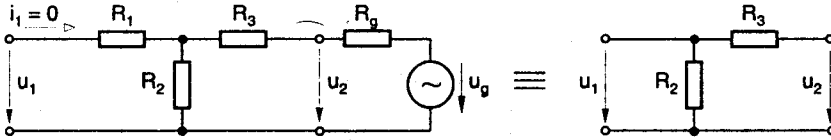
$$R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

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

Megoldás:

Meghatározás szerint:

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1 = 0} \Rightarrow h_{12} = \frac{u_2 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}}{u_2} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{2 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega} = \underline{0,4}$$



1.26. ábra.

Az u_1 feszültség a feszültségosztás törvényét felhasználva fejezhető ki, az u_2 feszültség függvényében.

A négyfólusok inverz hibrid (d) paramétere

A megfelelő karakterisztikus egyenletek, a következők:

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

Az inverz hibrid (fordított vegyes) paramétereket meghatározó kifejezések:

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

– Üresjárás

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

– Rövidzá

$$d_{21} = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2 = 0}$$

– Üresjárás

$$d_{22} = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{u_1 = 0}$$

– Rövidzá

A meghatározási összefüggésekből látható, hogy az inverz hibrid paraméterek fizikai tartalma különböző; a d_{12} és d_{21} paraméterek dimenzió nélküli, a d_{11} és d_{22} paraméterek viszont mértékegységgel rendelkező mennyiségek.

A négy pólusok feszültségátvittele

A négy pólusok vizsgáata során lényeges szempont, hogy milyen a négy pólus elektromos jelátvittele. Azaz: a bemenetre adott feszültség jelalakja milyen a kimeneti jelalakhoz képest.

A bemeneti jel amplitúdóváltozását a *négy pólus 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 csillapításról van szó és ezt a *feszültségcsillapítás* fejezi ki. A *feszültségcsillapítás* a feszültségerősítés reciprokával egyenlő:

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

A műszaki gyakorlatban a feszültségerősítést és feszültségcsillapítást viszonzyszámok helyett, *logaritmus mérőszámmal* adják meg. Ha a tízes alapú logaritmust alkalmazzuk, akkor az erősítés értékét *bel*-ben (B), vagy kisebb egységében *decibel*-ben (dB) kapjuk meg a következő összefüggés szerint:

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

Amikor természetes (e) alapú logaritmust alkalmazunk, egy régebben használt logaritmus mérőszámot kapunk a feszültségerősítés kifejezésére. Ez a *neper* (N). Ennek értéke a következő kifejezéssel határozható meg:

$$a_u = \ln \frac{u_2}{u_1} \quad (N)$$

A két logaritmus egység közötti összefüggések: $1 \text{ dB} = 0,115 \text{ N}$ és $1 \text{ N} = 8,7 \text{ dB}$. Az 1.1. táblázat, nevezetes feszültségerősítés és feszültségcsillapítás értékeket tartalmaz.

FESZÜLTSEGERŐSÍTÉS A_u		FESZÜLTSEGCILLAPÍTÁS $1/A_u$	
Lineáris	Logaritmus	Lineáris	Logaritmus
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.

Megfigyelhető a táblázatban szereplő értékeket tanulmányozva, hogy a **feszültségcsillapítás** logaritmusos 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.

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

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

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

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

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

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

1.3.2. A négypólusok jellemzőinek frekvenciafüggése

Az előzőekben olyan négypólusokat vizsgáltunk, amelyek elemei nem tartalmaztak reaktáns tagokat és jellemzőiket frekvenciafüggetlennek tekintettük. A reaktáns tagokat (kapacitás, induktivitás) is tartalmazó négypólusok jellemzői (pl. feszültségerősítésük) frekvenciafüggők.

A frekvenciaátvitel jellemzésére a **Bode-diagramokat** használják, amelyek a négypólus feszültségerősítését, valamint a fázistolást ábrázolják a frekvencia függvényében. Ezekben a diagramokban a feszültségerősítés logaritmusos egységeként a decibel-t (dB), a frekvencia logaritmusos egységeként a **dekád**-ot (*D*) használják. Egy tetszőleges f_x frekvencia logaritmusos egységeként kifejezett értékét a következő összefüggés adja meg:

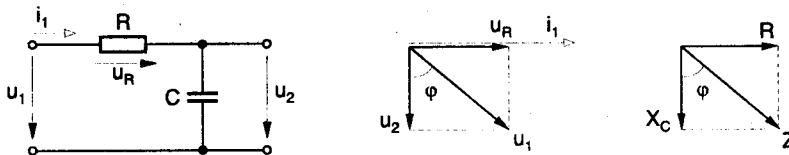
$$f_x = \lg \frac{f_x}{f_0} \quad [D]; \quad f_0 - \text{viszonyítási frekvencia.}$$

A **viszonyítási frekvencia** értékének megválasztása tetszőleges lehet de célszerű, hogy értéke a négypólus működési tartományába essen (rezgőkört tartalmazó négypólusok esetén általában megegyezik a rezonancia frekvenciával).

A leggyakrabban előforduló frekvenciafüggő négypólusok az **aluláteresztő** és a **felüláteresztő szűrő**. A továbbiakban ezekkel foglalkozunk.

Aluláteresztő szűrő

Az aluláteresztő szűrő felépítését az 1.27. ábra mutatja.



1.27. ábra. Aluláteresztő szűrő felépítése és vektorábrái

A feszültségerősítés:

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{X_C}{Z} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}.$$

A fázistolás negatív, mivel a kimeneti feszültség késik a bemeneti feszültséghez képest:

$$\varphi = -\arctg \frac{R}{X_C}.$$

Abban az esetben mikor $R = X_C$:

$$A_u = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{X_C}{\sqrt{2 \cdot X_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}};$$

$$a_u = 20 \cdot \lg A_u = 20 \cdot \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = \underline{\underline{-3 \text{ dB}}};$$

$$\varphi = -\arctg \frac{R}{X_C} = -\arctg 1 = \underline{\underline{-45^\circ}}.$$

Azt a frekvenciát, ahol $X_C = R$, az aluláteresztő szűrő *felső határfrekvenciájának* nevezzük, mivel az ennél kisebb frekvenciájú jeleket engedi át.

$$f_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Alacsony frekvenciák esetén, ahol $R \ll X_C$:

$$A_u = \frac{X_C}{\sqrt{X_C^2}} = 1; \quad \text{és} \quad a_u = 20 \cdot \lg A_u = 20 \cdot \lg 1 = \underline{\underline{0 \text{ dB}}}.$$

☞ Pl. 0,1-szeres frekvencián ($f = 0,1 \cdot f_f$): $X_C = 10 \cdot R$

$$A_u \cong 1;$$

$$a_u \cong 20 \cdot \lg 1 = \underline{\underline{0 \text{ dB}}};$$

$$\varphi = -\arctg \frac{R}{10 \cdot R} = -\arctg \frac{1}{10} \cong \underline{\underline{-6^\circ}}.$$

Nagy frekvenciák esetén, ahol $R \gg X_C$:

$$A_u = \frac{X_C}{\sqrt{R^2}} = \frac{X_C}{R}.$$

☞ **Pl. 10-szeres frekvencián** ($f = 10 \cdot f_f$): $R = 10 \cdot X_C$

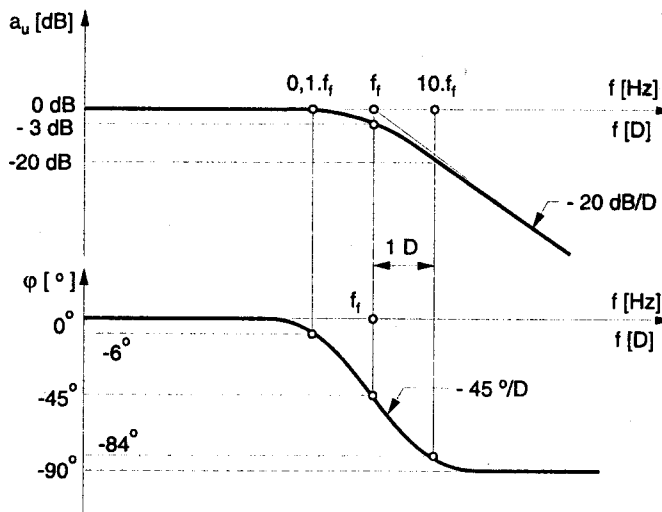
$$A_u \equiv \frac{X_C}{R} = \frac{X_C}{10 \cdot X_C} = \frac{1}{10};$$

$$a_u = 20 \cdot \lg A_u = 20 \cdot \lg \frac{1}{10} = -20 \text{ dB};$$

$$\varphi = -\text{arc tg} \frac{R}{X_C} = -\text{arc tg} 10 \cong -84^\circ.$$

Az aluláteresztő szűrő Bode-diagramját (1.28. ábra) megszerkeszthetjük a meghatározott adatok alapján:

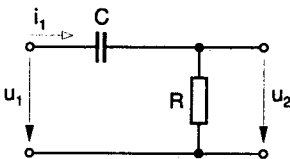
- a **fázistolás** az f_f felső határfrekvencián -45° ; alacsony frekvenciákon 0° -hoz, magas frekvenciákon pedig -90° -hoz közelít.
- a **feszültségerősítés** a felső határfrekvencián túl 20 dB/dekád meredekséggel csökken.



1.28. ábra. Aluláteresztő szűrő Bode-diagramjai

Felüláteresztő szűrő

A felüláteresztő szűrő felépítését az 1.29. ábra mutatja.



A feszültségerősítés:

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}.$$

A fázistolás:

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{X_C}{R}.$$

1.29. ábra. Felüláteresztő szűrő felépítése

Abban az esetben mikor $R = X_C$:

$$A_u = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{R}{\sqrt{2 \cdot R^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}};$$

$$a_u = 20 \cdot \lg A_u = 20 \cdot \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = \underline{-3 \text{ dB}};$$

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{X_C}{R} = \text{arc tg} 1 = \underline{45^\circ}.$$

A frekvenciát, ahol $X_C = R$ a felüláteresztő szűrő **alsó határfrekvenciájának** nevezzük, mivel az ennél nagyobb frekvenciájú jeleket engedi át.

$$f_a = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Nagy frekvenciák esetén, ahol $R \gg X_C$:

$$A_u = \frac{R}{\sqrt{R^2}} = 1; \quad \text{és} \quad a_u = 20 \cdot \lg A_u = 20 \cdot \lg 1 = \underline{0 \text{ dB}};$$

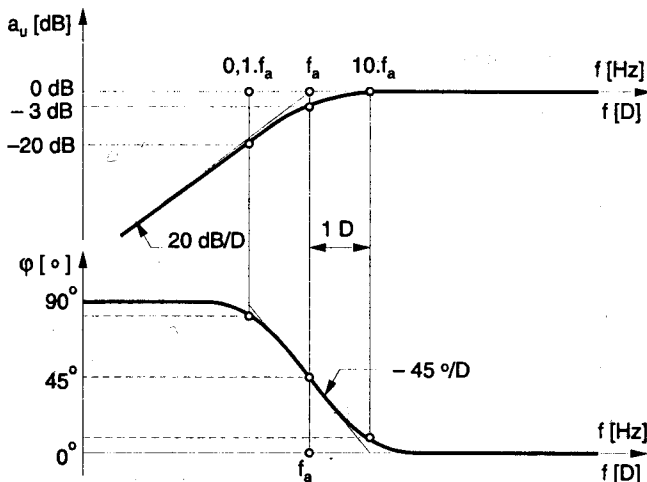
$$\varphi = \text{arc tg} \frac{X_C}{R} \rightarrow \underline{0}.$$

Kis frekvenciák esetén, ahol $R \ll X_C$:

$$A_u = \frac{R}{\sqrt{X_C^2}} = \frac{R}{X_C} \rightarrow \underline{0};$$

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{X_C}{R} \rightarrow \underline{-90^\circ}.$$

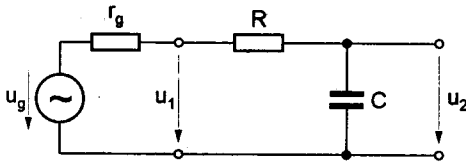
A felüláteresztő szűrő Bode-diagramjai az 1.30. ábrán láthatók.



1.30. ábra. Felüláteresztő szűrő Bode-diagramjai

☞ Számítási példa:

Frekvenciafüggő négyfókus számítása (1. ábra).



Adatok:

$R = 15 \text{ k}\Omega$ $C = 22 \text{ nF}$
 $f = 723,43 \text{ Hz}$ (a bemeneti jel frekvenciája)
 A meghajtó generátor adatai:
 $u_g = 100 \text{ mV}_{\text{eff}}$ $r_g = 2 \text{ k}\Omega$

1.31. ábra.

Feladatok:

- Határozza meg az u_1 bemeneti feszültség és az u_2 kimeneti feszültség értékét!
- Milyen fázishelyzetben van a kimeneti feszültség a bemeneti feszültséghez képest? Határozza meg a fázistolás nagyságát!
- Mekkora az aluláteresztő szűrő felső határfrekvenciája? Határozza meg ebben az esetben a feszültségerősítés és a fázistolás nagyságát!
- Az 1.31. ábra szerinti kapcsolást $R_i = 33 \text{ k}\Omega$ -os ellenállással terhelve, hogyan alakítható ki az áramkörből frekvenciafüggetlen feszültségosztó? Határozza meg a kapcsolást kiegészítő alkatrész értékét!

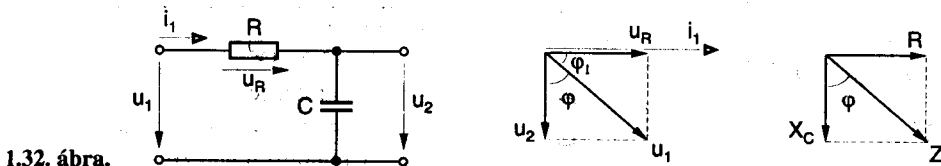
Megoldás:

$$a) \quad X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 22 \cdot 10^{-9} \cdot 723,43} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$u_1 = u_g \cdot \frac{\sqrt{R^2 + X_C^2}}{\sqrt{(R+r_g)^2 + X_C^2}} = 100 \cdot \frac{\sqrt{225+100}}{\sqrt{289+100}} = \underline{\underline{91,4 \text{ mV}}}$$

$$u_2 = u_1 \cdot \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = 91,4 \cdot \frac{10}{\sqrt{225+100}} = \underline{\underline{50,69 \text{ mV}}}$$

- A fázistolás negatív, mivel a kimeneti feszültség késik a bemeneti feszültséghez képest (1.32. ábra):



1.32. ábra.

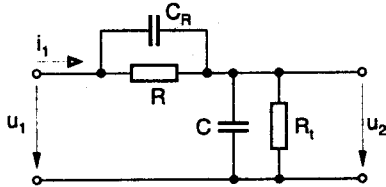
$$\varphi = -\arctg \frac{R}{X_C} = -\arctg \frac{15}{10} \cong \underline{\underline{-56^\circ}} \quad \varphi_1 = -(90^\circ - 56^\circ) = \underline{\underline{-34^\circ}}$$

- Az $X_C = R$ feltétellel meghatározható a felső határfrekvencia:

$$f_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{482,2 \text{ Hz}}}$$

$$A_u = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{X_C}{\sqrt{2 \cdot X_C^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \varphi = -\arctg \frac{R}{X_C} = -\arctg 1 \cong -45^\circ$$

d) Az R ellenállással párhuzamosan kell kapcsolni egy C_R kapacitású kondenzátort (1.33. ábra).



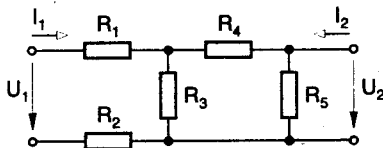
1.33. ábra.

A frekvenciafüggetlenség feltétele: $R \cdot C_R = R_L \cdot C$.

A fenti összefüggésből, kapjuk: $C_R = \frac{C \cdot R_L}{R} = \frac{22 \cdot 10^{-9} \cdot 33 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3} = \underline{\underline{48,4 \text{ nF}}}$.

Feladatok:

1. Feladat: Passzív négypólus számítása (1.34. ábra)!



1.34. ábra.

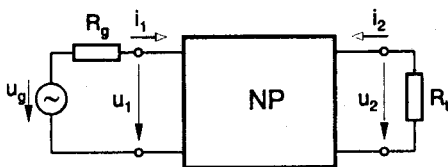
Adatok:

- | | |
|---------------------------|---------------------------|
| $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ | $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ |
| $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$ | $R_4 = 4 \text{ k}\Omega$ |
| $R_5 = 5 \text{ k}\Omega$ | |

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. Feladat: Aktív négypólus számítása (1.35. ábra)!



1.35. ábra.

Adatok:

- $R_L = 3,3 \text{ k}\Omega$
- a generátor jellemzői:
 $U_g = 50 \text{ mV}$ $R_g = 2 \text{ k}\Omega$
- a négypólus jellemzői:
 $h_{11} = 10 \text{ k}\Omega$ $h_{12} = 0$
 $h_{21} = 120$ $h_{22} = 150 \mu\text{S}$

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 áramerősítést és feszültségerősítést logaritmikus mértékegységben (dB-ben)!

2. A félvezető anyagok fizikája

2.1. Bevezetés

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 csomópontjaiban 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, γ *fajlagos elektromos vezetés* értékén alapszik. Ezen a hőmérsékleten a fajlagos vezetésre a következő értékek adódnak:

$$\square \gamma = (10^8 + 10^6 \frac{S}{m}), \text{ vezetők esetén;}$$


$$\square \gamma = (10^5 + 10^{-9} \frac{S}{m}), \text{ félvezetők esetén;}$$

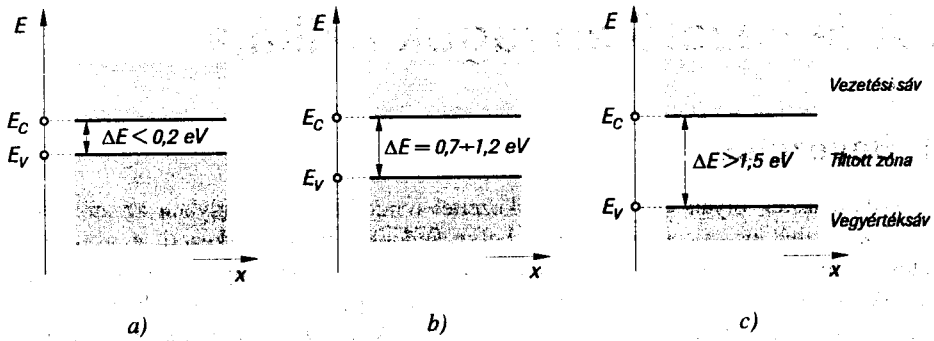
$$\square \gamma \leq (10^{-9} \frac{S}{m}), \text{ szigetelők esetén.}$$

A szilárd testek vezetőképességét, bizonyos energiaviszonyok mellett megjelenő elektromos töltéshordozók határozzák meg. A szilárd testekben levő elektromos töltéshordozók jellemzésére a *kvantummechanika* törvényeit alkalmazzák. A kvantummechanika az atomi és szubatomi rendszereknek a leírására kidolgozott átfogó fizikai elmélet, amely határesetként tartalmazza a klasszikus mechanikát is, de alkalmas a nem folytonos, ugrásszerű változásokat mutató jelenségek leírására is. Ennek megfelelően 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 *energiásávokban (megengedett energiaszintek)* tömörülnek, amelyek *tiltott sávokkal (tiltott energiaértékek)* vannak egymástól elválasztva. 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 kötélekből 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.

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

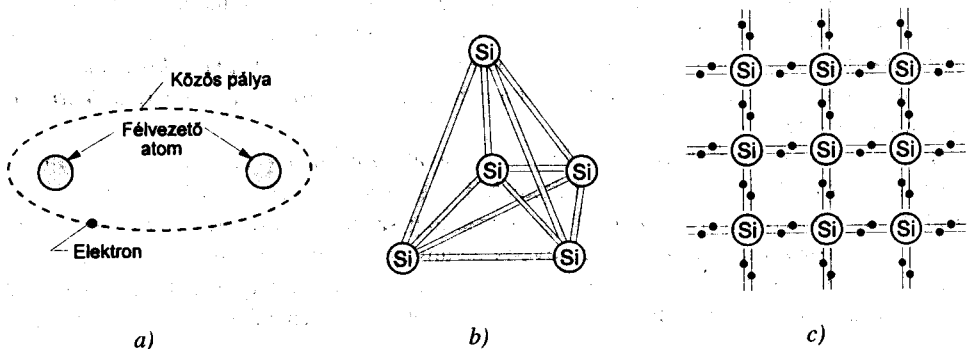


2.1. ábra. Energiasávok szilárd testekben
 a) vezetők b) félvezetők c) szigetelők

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 eléggé nagy ($0,7 \text{ eV} + 1,2 \text{ eV}$), aminek következtében szobahőmérsékleten és vegytiszta 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.

2.2. Töltéshordozók félvezető anyagokban

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-arszenid (GaAs)* és az *indium-antimonid (InSb)*.



2.2. ábra. Kovalens kötések félvezetőkben
 a) a kovalens kötés kialakulása
 b) a szilíciumkristály háromdimenziós szerkezete
 c) a kristályrács jelképes kétdimenziós (síkbeli) ábrázolása

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

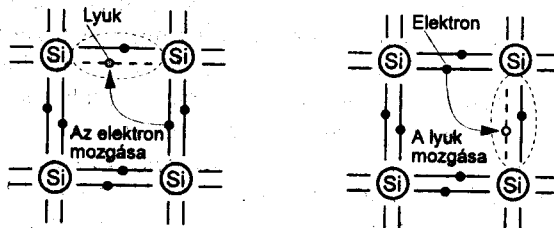
A kristályszerkezet minden egyes atomja megosztja négy vegyértékelektronját a szomszédos atomokkal úgy, hogy egy-egy elektronja a legközelebbi atom egyik elektronjával összekapcsolódva párt alkot. A kovalens kötések egy szimmetrikus *tetraéderes* (gyémánt típusú) *szerkezet* felépítéséhez vezetnek, amely 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 atom négy vegyértékelektronja négy kovalens kötést alkot a legközelebbi szomszédos atomokkal; a kovalens kötések két párhuzamos vonal jelképezi, amelyeken a kötésekben lévő elektronok találhatóak.

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.

2.2.1. A félvezetők sajátvezetése

Az olyan félvezetőt, amelyben a szabad töltéshordozók *kizárólag* úgy jönnek létre, hogy egyes elektronok a vegyértéksávból a vezetési sávba kerülnek, *szerkezeti (intrinsic) félvezetőnek* nevezzük.



2.3. ábra. Az elektronok és lyukak mozgásának jelképes ábrázolása félvezetőkben

A szilícium egykristály kristályszerkezetében minden elektront 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. Szobahőmérsékleten már akkora a hőenergia, hogy számos valenciaelektron kiszabadul kovalens kötéséből, 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*. Az így létrejövő viszonyokat síkban, jelképesen a 2.3. ábra szemlélteti. A lyuk egy negatív töltés hiányát jelenti, ezért a szomszédos atomok egyikéből magához vonz egy elektront. Ez az elektron szintén lyukakat 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 *elméletben* tulajdonképpen egy pozitív töltésű részecskének 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 kötésekéből származó elektron és lyuk, *elektron-lyuk párt* alkot és a leírt folyamatot *elektron-lyuk pár 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 egyensúlyban 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 mindig 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*.

2.2.2. A szennyezéses félvezetők tulajdonságai

A félvezetőtechnika a gyakorlatban ritkán használ tiszta, szerkezeti félvezetőket, alacsony vezetőképességük és nagymértékű hőfüggésük miatt. A tiszta félvezetőket negatív hőmérsékleti tényezőjű ellenállásként (*NTC-ellenállásként*) alkalmazzák. Egy tiszta szilíciumkristályban a szabad töltéshordozók koncentrációja szobahőmérsékleten 10^{10} cm^{-3} értékével rendkívül kicsi, szemben egy fémvezető mintegy 10^{23} cm^{-3} elektronsűrűségével. 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 rácsszerkezetbe, 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 szilícium és germánium kristályrácsba így olyan atomok épülhetnek be, amelyek *három vagy öt vegyértékelektronnal* rendelkeznek. Az alapvető félvezetők esetén (Si és Ge) két típusú szennyezésnek van jelentősége:

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

A szennyezőatomok kiszorítják helyükről a félvezetőkristály alapatomjait, de számos vegyértékelektronjuk nem alkot kovalens kötést a szomszédos atomokkal.

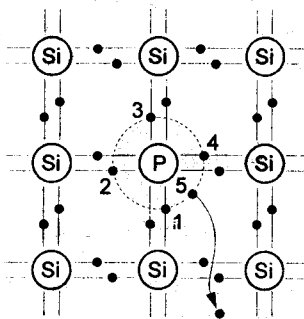
A kristályban ezek a kötetlen elektronok vehetnek részt az áramvezetésben, ezért a szennyezett félvezető a hőmérséklettől függetlenül jól vezeti az áramot. Annak ellenére, hogy a szennyezés viszonylag kismértékű ($10^{-5} \div 10^{-6} \%$), ennek révén a szabad töltéshordozók száma $10^3 \div 10^6$ -szorosára 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 (2.4. ábra). Az ötödik elektron, amelyik nem tud rácskötést létrehozni, csak lazán kötődik atomtörzséhez és így már nagyon csekély energiaközléssel (a szobahőmérsékletnél sokkal kisebb hőmérsékleten is), vezetési elektronná válik. Az ötvegyértékű szennyezőatomok mindegyike tehát egy szabad elektront 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 elektront ad le *donor atomnak*, magát a szennyezést *donorszennyezésnek* is nevezzük.

Az elektronokat ebben az esetben *többségi töltéshordozóknak*, a lyukakat pedig *kisebbségi töltéshordozóknak* nevezzük. A szennyezett kristály természetesen *villamos szempontból semleges marad*, mivel a pozitív töltések összege megegyezik a negatív töltések összegével.

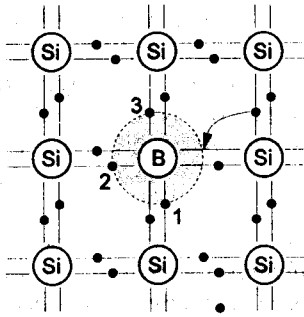


2.4. ábra. N-típusú vezetés szilíciumkristályban ionizált, ötvegyértékű szennyezés (P) következtében

Az *N-típusú szennyezésű félvezetőkben* a vezetési elektronok egy része a donor atomoktól, 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. *aluminium, 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. Ekkor csak három kovalens kötés jöhet létre, a negyedik kötésből hiányzó elektron helyén egy lyuk keletkezik (2.5. ábra). Már kis energiaközlésnél is lehetővé válik, hogy valamelyik közeli atom egyik elektronja erre az üres helyre beugorjon és így saját helyét hagyja – *lyukként* – betöltetlenül hátra. A keletkezett lyuk másik elektron számára válik betölthetővé és így a lyuk a szokásos módon vándorolhat a kristályban.



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

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.

2.2.3. Áramvezetés a félvezetőkben

A töltéshordozók mozgékonyasága, vándorlási sebessége

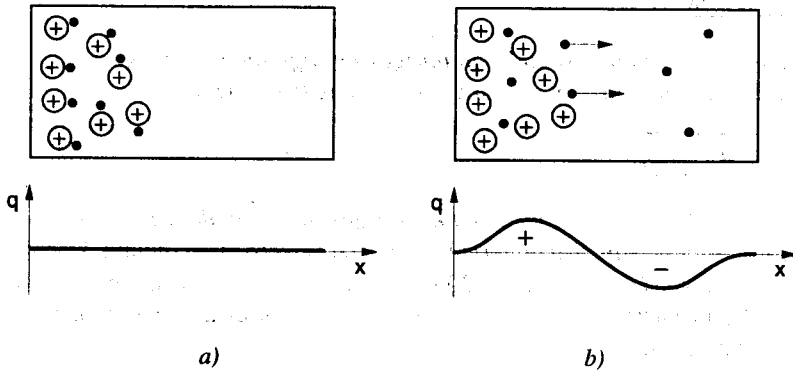
Homogén (*egyenmű*) szennyezettségű félvezetőkben a töltéshordozók a rács-atomok külső elektronhéjával vagy más szabad töltéshordozókkal való ütközéseik miatt hőmozgás révén rendezetlenül, véletlenszerűen mozognak a kristályban.

Egyensúly esetén az egyik irányba haladó töltéshordozók száma megegyezik, a másik irányba haladó töltéshordozók számával, így ez a mozgás egészében tekintve nem hoz létre elektromos áramot.

A töltéshordozók mozgásának félvezetőkben – a hőmozgáson kívül – két oka lehet:

- a töltéshordozók nem egyenletes, változó eloszlású koncentrációja;
- egy belső, vagy külső elektromos tér jelenléte.

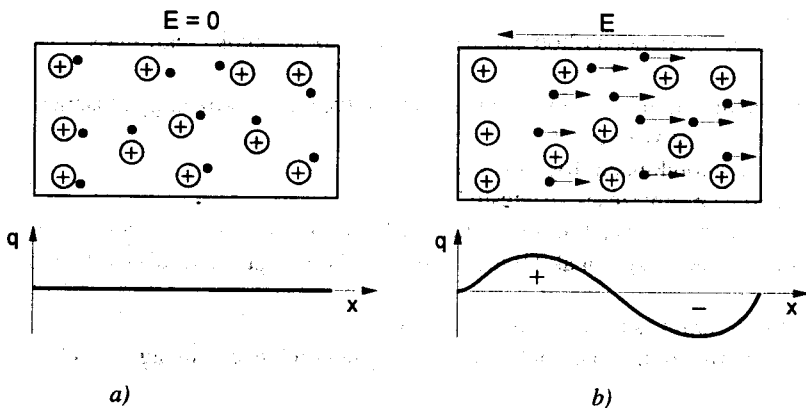
A 2.6.a. ábra egy *inhomogén* (nem egyenletes) szennyezettségű félvezetőt mutat, amelyben a rácsszerkezetbe beépült donor ionokat + jel, míg a vezetési elektronokat *pont* jelöli. Az *inhomogén* szennyezettségű félvezetőkben a töltéshordozók mozgása nem véletlenszerű, hanem arra irányul, hogy *egyenletesen* kitöltsék a rendelkezésükre álló teret. Az olyan töltéshordozó áramlást, amely koncentráció különbségből adódik, *diffúziós áramnak* nevezzük. A diffúziós áram keletkezését a 2.6.b. ábra szemlélteti.



2.6. ábra. Elektronok diffúziója kristályban

a) koncentráció különbség kristályban b) diffúziós áram félvezető kristályban

Az elektronok diffúziója következtében a félvezető kristály egyes részei között felborul az elektromos töltések egyensúlya, viszont az anyag egészében nézve elektromos szempontból semleges marad. Az elektromos töltéseloszlás változása olyan belső villamos teret hoz létre, amelynek hatása a töltéshordozókat eredeti helyükre kényszeríti vissza. Ez a jelenség egy újabb elektromos áramot hoz létre, amelynek iránya a diffúziós áraméval ellentétes, de nagyságuk megegyezik. Ha a félvezető kristályban a töltéshordozók kitértetett irányú mozgása külső vagy belső elektromos tér hatására jön létre, akkor ezt az áramot *sodrású áramnak* vagy *driftáramnak* nevezzük (*drift* \equiv *sodródás*). A driftáram keletkezését egy külső E erősségű elektromos erőtér hatására a 2.7. ábra mutatja.



2.7. ábra. Driftáram félvezetőkben

a) töltéseloszlás, ha nincs külső villamos tér b) töltéseloszlás külső villamos erőtér hatására

Az ütközések közötti időben, az elektronokra a *Coulomb*-féle gyorsító erő hat

$$F = -e \cdot E.$$

Ennek hatására az *átlagos elektronsebesség* (v_N) értéke egyenesen arányos a villamos térerősséggel:

$$v_N = -\mu_N \cdot E,$$

ahol a μ_N arányossági tényezőt az *elektron mozgékonyosságának* nevezzük. A lyukak esetén – hasonló módon – az átlagos sebesség (v_P) értéke:

$$v_P = \mu_P \cdot E,$$

ahol a μ_P arányossági tényezőt a *lyuk mozgékonyosságának* nevezzük. A lyuk μ_P mozgékonyága – a lyukak fizikai természetéből következően – mindig kisebb, mint az elektronok mozgékonyága (μ_N). A 300 K hőmérsékletű germániumra, szilíciumra és gallium-arszenidre mérsékelt térerősség esetén az elektronok és a lyukak mozgékonyágát a 2.1. táblázat tartalmazza.

Elem	μ_N	μ_P
<i>Germánium (Ge)</i>	3900 cm ² / V.s	1900 cm ² / V.s
<i>Szilícium (Si)</i>	1350 cm ² / V.s	480 cm ² / V.s
<i>Gallium-arszenid (GaAs)</i>	8500 cm ² / V.s	435 cm ² / V.s

2.1. táblázat.

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 vezetésnek?
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. A töltéshordozók mozgásának félvezetőkben – a hőmozgáson kívül – milyen okai lehetnek?
8. Mi a diffúziós áram és a sodrási áram közötti különbség?
9. Mely töltéshordozóknak nagyobb a mozgékonyága félvezető anyagokban?

3. Félvezető diódák

3.1. A PN-átmenetek felépítése és működése

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

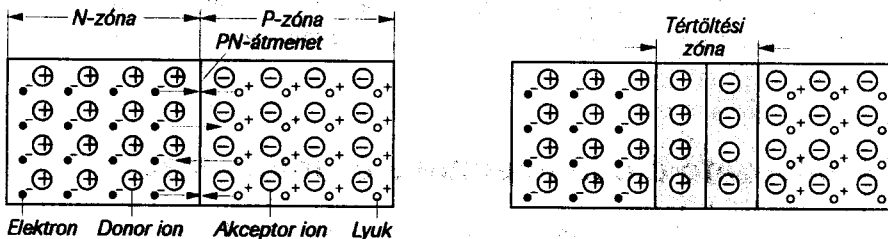
Ha ez a változás *nagy távolságon* jön létre, nem tapasztalhatók különleges tulajdonságok és a két szennyezett félvezető réteg viselkedése egymástól független. Abban az esetben viszont, amikor a szennyezőatomok koncentrációjának változása *a vezetés típusának megváltozásával* egy maximálisan $1\ \mu\text{m}$ szélességű zónán jön létre, egy *PN-átmenetet* kapunk. A PN -átmenet léte és tulajdonságai alapvető jelentőségűek a félvezetőelemek legnagyobb részének működésében.

3.1.1. 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 -rétegben 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 3.1. ábra):

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

Amikor az N -szennyezettsgű 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.

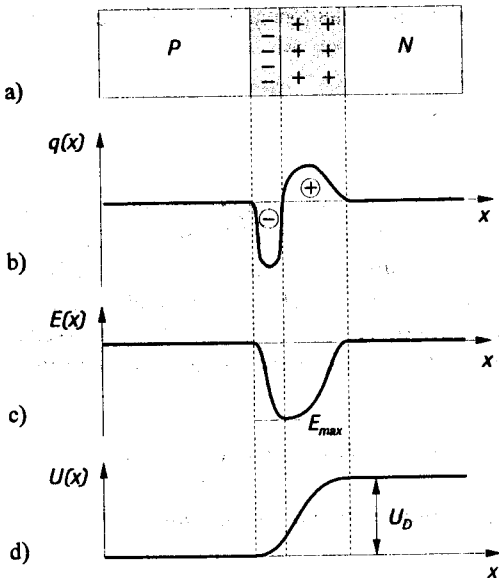


3.1. ábra. PN -átmenet kialakulása félvezetőben

a) többségi töltéshordozók diffúziója b) tértöltési zóna kialakulása

Hasonló körülmények között kerül a lyuk is az N -szennyezettségű rétegben. Ily módon az átmenet környezetében – szennyezéstől függő szélességben – 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 töltéshordozókból álló diffúziós áram nagysága az átmenet környezetében kialakuló erőter gyors növekedésének hatására fokozatosan csökken. Másrészt a kialakult erőter hatására megindul a kisebbségi töltéshordozók áramlása, tehát az N oldalon található lyukak és a P oldalon található elektronok árama. Az elektromos tér által **átsodort** kisebbségi töltéshordozók úgynevezett **sodródási árama** igen csekély.

A többségi töltéshordozók további diffúziója a szomszédos területek felé megszűnik és kialakul egy energiaegyensúly, amely állandó szinten tartja az átmeneten a potenciálkülönbséget.



3.2. ábra. Árammentes PN-átmenet

a) síkmodell b) töltéseloszlás

c) a télerősség d) a potenciál

A 3.2. ábra a PN-átmenet egyszerűsített síkmodelljéből kiindulva, a kristályon belüli töltéseloszlást, elektromos erőteret és diffúziós feszültséget ábrázolja a távolság függvényében.

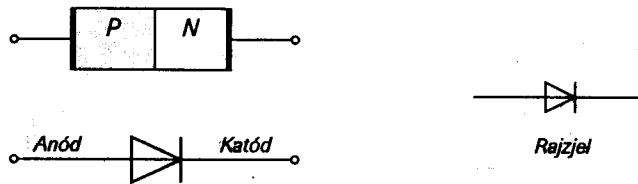
3.2. A félvezető dióda felépítése és működése

A félvezető dióda olyan elektronikai félvezető eszköz, amely egy fém-, üveg- vagy műanyagtokba zárt kivezetésekkel ellátott PN-átmenetet tartalmaz. Ez külső felépítés szempontjából egyike az elektronika legegyszerűbb építőelemeinek. A dióda felépítése és szabványos rajzjele a 3.3. ábrán látható.

A téröltési 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 téröltési tartomány két oldalán kialakul egy belső potenciálgát, amelyet U_D **diffúziós feszültségnek**, vagy **kontaktpotenciálnak** nevezünk. Ennek nagysága szilícium félvezető esetén (szokásos szennyezésnél), 0,6 + 0,7 V körüli érték. A kristály két vége között ez a feszültség nem mérhető, mert az eredő áram nulla és külső hatásában a kristály elektromosan semleges marad.

A valóságban a két réteg szennyezése a legritkább esetben egyforma, ezért a téröltési tartomány a kevésbé szennyezett területen nagyobb kiterjedésű, mint a nagyobb szennyezettségű rétegben. Ez a jelenség azzal magyarázható, hogy a két téröltési tartományban azonos össztöltésnek kell lennie.



3.3. ábra. A félvezető dióda felépítése és rajzele

A rajzjel háromszögcsúcsa a P -tartományt (*anód*) szimbolizálja, míg a függőleges vonalrésze 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 félvezető dióda előfeszítése (*polarizálása*), ha a P tartomány (*anód*) az N -réteghez (*katód*) képest pozitív feszültséget kap, ellenkező polaritás esetében záróirányú előfeszítésről (*polarizálásról*) beszélünk. Ha a félvezető 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 diódnak *egyenirányító hatása van*, amelynek műszaki jelentősége nagyon nagy. A félvezető dióda szerkezete és a szennyezett félvezető rétegek geometriája függvényében további különleges tulajdonságok elérése válik lehetővé. Ezek a tulajdonságok teszik lehetővé nagyon sok diódatípus megvalósítását.

3.2.1. A félvezető dióda nyitóirányú előfeszítése (*polarizálása*)

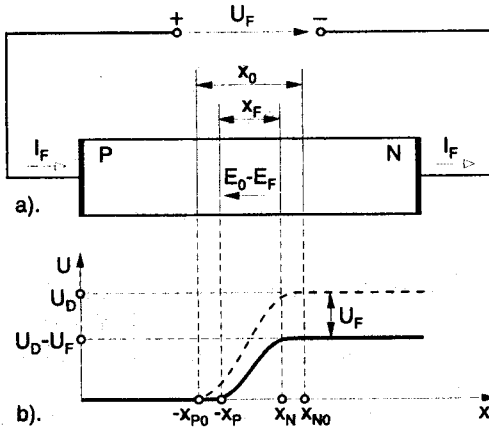
A dióda nyitóirányú előfeszítése esetén (3.4. ábra) a tértöltési tartományban kialakult villamos térerősség (E_0) egy alacsonyabb $E_0 - E_F$ szintre gyengül, míg a potenciálgát értéke egy $U_D - U_F$ értékre csökken. A nyitóirányú előfeszítés csökkenti a diffúziós feszültséget, amely megakadályozza a többségi töltéshordozók vándorlását.

A dióda nyitóirányú karakterisztikáját a 3.5. ábra szemlélteti. Kis nyitóirányú feszültség esetén ($U_F < 100$ mV) csak nagyon kis erősségű áram folyik, azaz a PN -átmenet még viszonylag nagy ellenállású. A feszültség növelése ($U_F > 100$ mV) eleinte kismértékű áramnövekedést eredményez, majd egy bizonyos feszültségszintől (*Si diódáknál kb. 0,6 V*) nagyon erős áramnövekedés figyelhető meg.

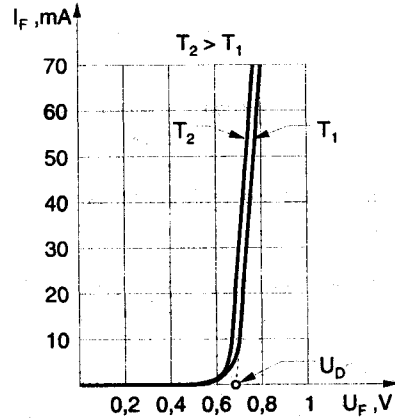
Ameddig a külső U_F feszültség nem egyenlíti ki a diffúziós-feszültség értékét, a dióda árama a nyitófeszültség függvényében exponenciálisan nő.

A nyitóirányú feszültséget tovább növelve, – mivel a belső potenciálgát megszűnik – a dióda ellenállásként viselkedik és a karakterisztika lineáris jelleget mutat. Ha a külső feszültség értéke kompenzálja a diffúziós feszültség értékét, a belső potenciálgát megszűnik és a PN -átmenet ellenállásként viselkedik. Ennek az ellenállásnak a nagysága a félvezető anyagától és szennyezettségétől, valamint geometriai méreteitől függ.

A feszültség-áram karakterisztika $U_F > U_D$ feszültségértékekre gyakorlatilag lineárisnak tekinthető.



3.4. ábra. A dióda nyitóirányú polarizálása
 a) a villamos erőter és a tértöltési zóna szélessége
 b) a potenciálgát értékének változása



3.5. ábra. A dióda nyitóirányú jelleggörbéje

A nyitóirányú áram értéke függ a hőmérséklettől, mivel a hőmérséklet növekedésével a termikus töltéshordozók száma exponenciálisan nő.

A kisebbségi termikus töltéshordozók koncentrációja nem változik nyitóirányú polarizálás esetén, így az általuk létrehozott áram az egyensúlyi állapotnak megfelelő szinten marad. A többségi termikus töltéshordozók előnyösebb helyzetben vannak, mint egyensúly esetén, mivel egy kisebb, $-e \cdot (U_D - U_F)$ értékű – energiagátat kell leküzdeniük (e – az elemi elektromos töltés nagysága).

Ennek tulajdonítható, hogy a többségi termikus töltéshordozók által létrehozott áramösszetevők értéke nyitóirányú polarizálás esetén növekvő tendenciát mutat. A hőmérséklet növekedésével a dióda nyitóirányú karakterisztikája balra tolódik (3.5. ábra).

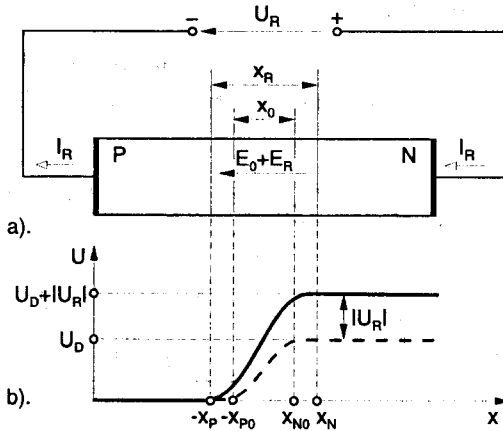
3.2.2. A félvezető dióda záróirányú előfeszítése (polarizálása)

A dióda záróirányú előfeszítése esetén (3.6. ábra) a tértöltési tartományban kezdetben kialakult villamos térerősség (E_0) egy $E_0 + E_R$ szintre felerősödik, míg a potenciálgát értéke $U_D + U_R$ értékre nő. A tértöltési zóna a félvezetőben a záróirányú feszültség függvényében kiszélesedik (x_R).

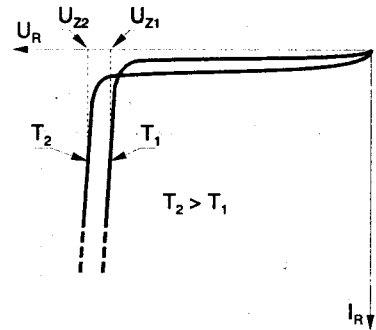
A kialakuló villamos tér olyan elrendezésű, hogy csak a kristályban igen kicsi koncentrációban jelenlévő kisebbségi töltéshordozókat szállíthatja.

Ezért a PN-átmeneten záróirányú polarizálás esetén nagyon kis értékű áram halad át, amelynek értéke gyakorlatilag független a rákapcsolt zárófeszültségtől. Ezt az áramot **záróirányú áramnak** vagy **visszáramnak** nevezzük. Szilíciumalapú diódák esetében ez az áram csak nA nagyságrendű.

A dióda jellemző záróirányú karakterisztikáját a 3.7. ábra szemlélteti. A záróirányú áram nagysága, – mivel a kisebbségi töltéshordozók számától függ – a hőmérséklet növekedésével exponenciálisan nő. Állandó hőmérsékleten nulla záróirányú feszültség esetén a visszáram is nulla.



3.6. ábra. Záróirányban polarizált PN-átmenet
 a) a villamos erőter és a töltési zóna szélessége
 b) a potenciálját értékek változása



3.7. ábra. A dióda záróirányú jelleggörbéje

A kisebbségi töltéshordozók áramlása már igen kis záróirányú feszültség esetén megindul és a visszáram néhány tized voltnál telítésbe kerül. A telítési jelleg annak tulajdonítható, hogy bár a kisebbségi töltéshordozók mozgási energiája növekszik de számuk gyakorlatilag nem.

Az U_R záróirányú feszültséget tovább növelve a karakterisztikán egy kritikus feszültségértéket érünk el (U_Z - *letörési feszültség*), ahol a visszáram először kismértékben, majd rohamosan növekszik. A karakterisztikának ezt a szakaszát *letörési tartománynak* nevezzük. A gyors áramnövekedés két jelenség, általában együttes fellépésének tulajdonítható:

1. Zener-letörés: A kialakuló villamos tér erőhatása elektronokat szabadít ki a félvezető-kristály kötéséből, amelyek szabad töltéshordozóként részt vesznek az áram létrehozásában. A Zener-letörés mindkét oldalon erősen szennyezett zónájú diódákban lép fel (*Zener-diódák*).

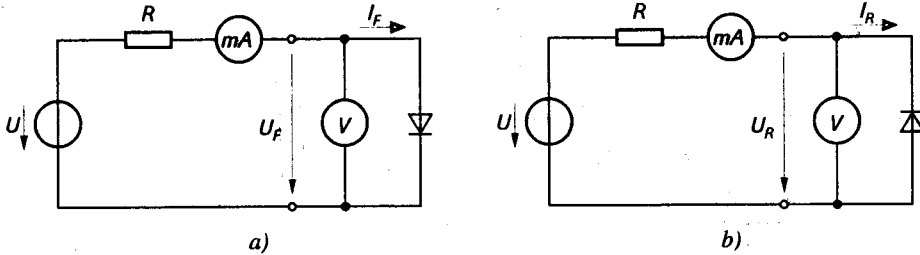
2. Lavinaletörés: Ha a záróirányú feszültség túllép egy kritikus értéket (U_{ZK}), a félvezetőben jelenlevő szabad elektronok akkora mozgási energiára tesznek szert, hogy ütközéseik révén további elektronokat szabadítanak ki az atomi kötésekben (*ionizálják a kristályrácsban található atomokat*). Ennek következményeként lavinaszerű töltéshordozó-sokszorozás indul meg.

A lavinaletörés a PN-átmenetek legfontosabb letörési mechanizmusa, amely az átmenetben fellépő nagy erősségű ($E \approx 2 \cdot 10^7 \frac{V}{m}$) villamos erőter hatására alakul ki.

A PN-átmenet hirtelen kialakuló nagy záróirányú vezetőképessége igen nagy áram kialakulását teszi lehetővé, amely jelentős felmelegedést okoz. A dióda védelme érdekében a fellépő áramot feltétlenül korlátozni kell, és célszerű biztosítani a megfelelő hőelvezetést is. A félvezető diódák általában üzemszerűen nem működnek a letörési tartományban; kivételt képez a feszültségstabilizálásra kifejlesztett, különleges felépítésű *Zener-dióda*.

3.2.3. A félvezető dióda teljes karakterisztikája

A félvezető diódák $I = f(U)$ karakterisztikájának meghatározására alkalmas kapcsolást a 3.8. ábra mutatja. Az alkalmazott feszültségforrás változtatható kimeneti feszültséget kell biztosítsion.



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

A teljes karakterisztikát a 3.9. ábra szemlélteti, a germánium és szilícium alapanyagú diódák közötti különbséget is bemutatva. A jelleggörbékől 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)

$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$$

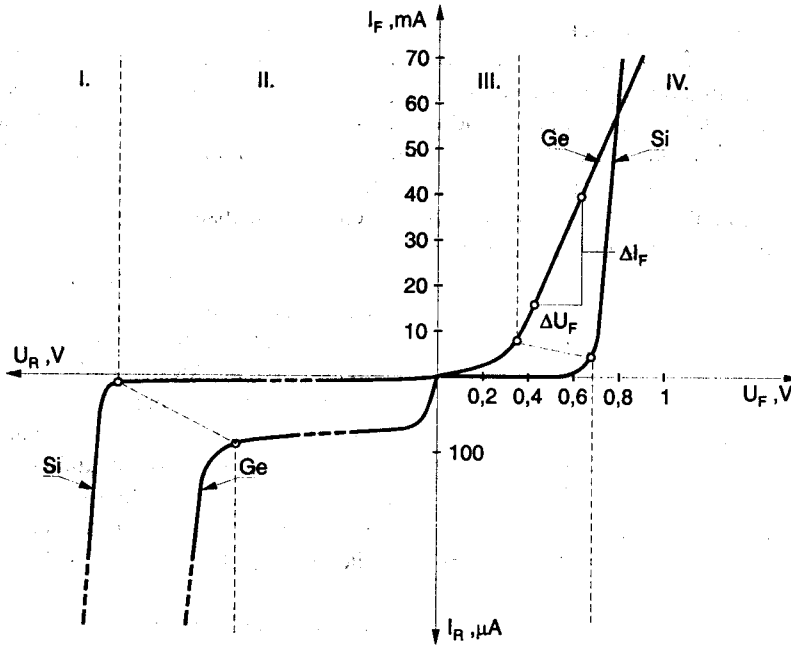
A félvezető dióda egyenáramú- és differenciális ellenállására különböző értékeket kapunk a karakterisztika különböző pontjaiban. A dióda teljes karakterisztikáján négy különböző tartományt különböztethetünk meg:

• 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 jelleget 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 μ A. Az egyenáramú- és a differenciális ellenállás értéke ennek megfelelően nagyon nagy: Ge-diódák esetén $0,1 + 10 \text{ M}\Omega$, Si-diódák esetén $1 + 3000 \text{ M}\Omega$. A dióda egyenfeszültség és váltakozófeszültség esetén is szakadásként viselkedik.



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

• 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 ($1 + 100 \Omega$) elektromos ellenállásként viselkedik.

3.3. Félvezető diódák típusai

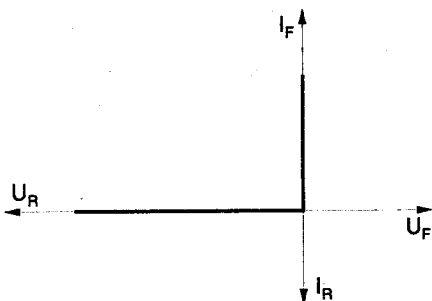
A félvezető diódák olyan elektronikai alkatrészek, amelyek egy PN -átmenetből és két ohmos (fém-félvezető) csatlakozásból épülnek fel. A dióda tokozása a belső szerkezet külső hatásokkal szembeni védelmét, a mechanikai szerelhetőséget, az elektromos csatlakoztatást és a megfelelő hőelvezetést biztosítja.

Nagyon sok különböző típusú félvezető dióda létezik, amelyek jellegzetes felépítése és elnevezése összefüggésben áll a betöltött funkciókkal és felhasználási területeikkel.

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, nűsdiódákat, Schottky-diódákat, alagútdiódákat, fotodiódákat stb.

3.3.1. 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. Az ideális egyenirányító dióda karakterisztikáját a 3.10. ábra szemlélteti. Ideális esetben a dióda nyitóirányban rövidzárként (*nulla ellenállás*), záróirányban szakadásként (*végtelen nagy ellenállás*) kell viselkedjen. A valóságos egyenirányító diódák karakterisztikája (3.9. ábra) eltér az ideálistól, főleg magas záróirányú feszültségek és erős nyitóirányú áramok esetén.



3.10. ábra. Ideális egyenirányító dióda jelleggörbéje

Ennek ellenére a jóminőségű, valóságos egyenirányító diódák igen jól megközelítik az ideális tulajdonságokat, mivel nyitóirányban kicsi, záróirányban nagy ellenállást képviselnek. A 3.1. 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.

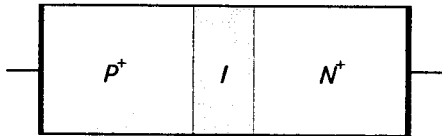
Egyenirányító teljesítménydiódák készítésére a legalkalmasabb félvezető anyag a szilícium; kis teljesítmények esetén alkalmazzák a germániumot is.

Jellemző	Germánium-dióda	Szilícium-dióda
Küszöbfeszültség	0,2 + 0,3 V	0,6 + 0,7 V
Visszáram (közepes feszültség esetén)	0,1 + 10 μ A	1 + 100 nA
Nyitóirányú ellenállás (1 mm ² felületű <i>PN</i> -átmenet esetén)	5 + 10 Ω	2 + 50 Ω
Záróirányú ellenállás	0,1 + 10 M Ω	1 + 3000 M Ω
Maximális zárófeszültség	\approx 200 V	\approx 3000 V
A <i>PN</i> -átmenet maximális üzemi hőmérséklete	80 + 90 C°	150 + 200 C°
Egyenirányítási hatásfok	98 %	99,5 %

3.1. táblázat.

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.

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 (3.11. 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.



3.11. ábra. PIN-dióda szerkezete

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 zárótartomány a két erősen szennyezett réteg között. A zárótartományban fellépő villamos térerősséget tehát a letörési feszültséget is az I -réteg szélessége határozza

meg. A nyitóirányú működés esetén az I -zónát elárasztják a mozgó töltéshordozók, vezetőképessége megnő és a dióda nagyon kis nyitóirányú ellenállást képvisel.

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

3.3.2. 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 szilíciumdiódák, amelyek veszély nélkül üzemeltethetők a letörési tartományban is. Ezeknél a diódáknál gondoskodnak arról, hogy geometriailag tökéletes legyen az átmenet, csekélyek legyenek az ohmos veszteségek és nagyon jó legyen a hőelvezetés. Nyitóirányú működésük megegyezik a normális Si -diódákéval. 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 feszültség szintet csökkenteni kell és megfelelően kis értékű differenciális ellenállás csak így érhető el.

A letörési tartományban tapasztalható kis ellenállású állapot a már említett **Zener-hatás** és **lavinahatás** együttes következménye. Ennek ellenére tekintet nélkül arra, hogy az áttűtés valószínű mechanizmusa lavinajelenségen vagy Zener-jelenségen alapszik, a PN -átmenet **Zener-áttöréséről** beszélünk. A Zener-dióda feszültség-áram karakterisztikája és rajzjele a 3.12. ábrán látható. A jelleggörbe fontosabb tartományai a következők:

- **I. Nyitótartomány**

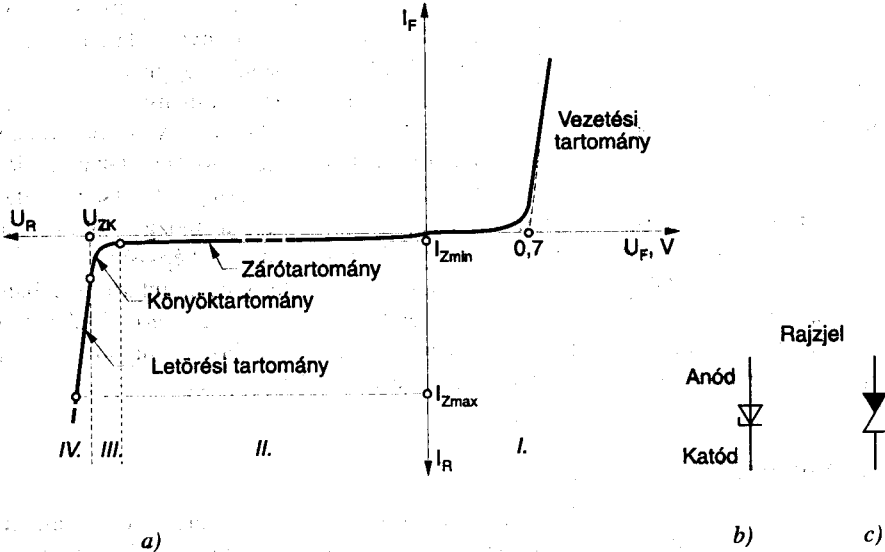
Nyitóirányú polarizálás esetén a Zener-dióda karakterisztikája megegyezik egy közönséges Si -dióda karakterisztikájával ($U_D \approx 0,7 \text{ V}$).

- **II. Zárótartomány.**

Nagyon kis értékű zárási áram folyik, amely a diódának nagyon nagy záróirányú ellenállást ($10 + 1000 \text{ M}\Omega$) biztosít.

- **III. Könyöktartomány.**

Ebben a tartományban kezdődnek meg a letörési jelenségek. Erősen szennyezett szilíciumdiódák letörési feszültsége 6 V -nál kisebb, és a letörési mechanizmus alapja a Zener-letörés. Gyengébben szennyezett átmenetben a Zener-letörés magasabb feszültségértéken ($U_{ZK} > 6 \text{ V}$) következne be, mint a lavaletörés, tehát az utóbbi lesz a ténylegesen fellépő jelenség.



3.12. ábra. A Zener-dióda $I=f(U)$ jelleggörbéje és rajzjele
 a) jelleggörbe b) szabványos rajzjel c) gyakran alkalmazott rajzjel

• 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. Értéke a karakterisztika minden pontjában más és más értékű, a valóságos jelleggörbe nyíhe görbülete következtében.

$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

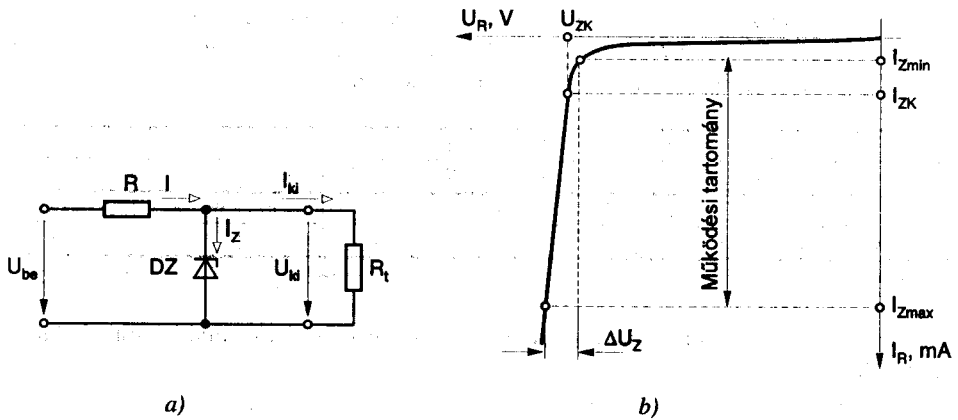
ahol ΔU_z a feszültségváltozás, ΔI_z az áramváltozás.

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 záróirányú 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 (3.13.b. ábra).

A fellépő áram értéke nem lépheti túl az I_{Zmax} maximális Zener-áram szintet a dióda maradandó károsodása nélkül. Az áramhatárolást a 3.13.a. ábrán látható módon, legegyszerűbb egy ellenállással megvalósítani.

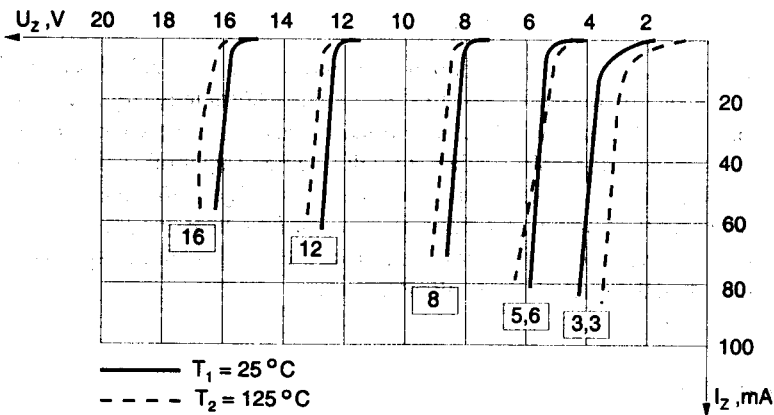
Az U_{ZK} jellemző (karakterisztikus) Zener-feszültségként a gyártók azt a feszültséget adják meg, amely esetén egy meghatározott I_{ZK} záróirányú áram (általában $5 mA$) folyik. A minimális (I_{Zmin}) és maximális (I_{Zmax}) Zener-áram között elhelyezkedő jelleggörbe szakaszt működési tartománynak nevezzük.



3.13. ábra. Zener-dióda

a) kapcsolása villamos áramkörben b) jelleggörbéje

A Zener-diódák tulajdonságai erősen hőmérsékletfüggők. A letörési feszültség hőmérséklet változás hatására bekövetkező eltolódásának abszolút értéke általában fokenként néhány mV. A 3.14. ábra több különböző Zener-feszültségű dióda karakterisztikájának hőmérsékletfüggését szemlélteti. A folytonos vonalak 25 °C kristályhőmérsékletre, a szaggatott vonalak 125 °C kristályhőmérsékletre érvényesek.



3.14. ábra. Zener-diódák hőmérsékletfüggése

A jelleggörbe hőmérséklettől való függését az α_z hőmérséleti tényezővel jellemezhetjük:

$$\alpha_z = \frac{1}{U_{ZK}} \cdot \frac{\Delta U_{ZK}}{\Delta T};$$

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

Az alacsony feszültségű Zener-diódáknak ($U_{ZK} < 5 \text{ V}$) *negatív*-, a magasabb feszültségűeknek ($U_{ZK} > 5 \text{ V}$) *pozitív* a hőmérsékleti tényezője (3.2. táblázat). Igen érdekes tény, hogy az 5 V-os Zener-diódák hőfoktényezője közelítően nulla.

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

3.2. 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: $-T_j$,
- tárolási hőmérséklet-tartomány: $-T_s$.

Jellemzők

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

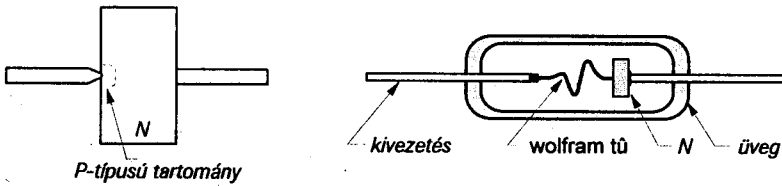
A Zener-diódákat az elektronikai gyakorlatban feszültségstabilizálásra és feszültséghatárolásra alkalmazzák. Pozitív- és negatív hőfoktényezőjű diódák megfelelő soros kapcsolásával *hőkompenzált Zener-diódát* kapunk, amelynek Zener-feszültsége megegyezik a sorosan kapcsolt diódák feszültségeinek algebrai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

3.3.3. Tűsdiódák

A tűsdiódák *N*-típusú germánium vagy szilícium kristályból épülnek fel. A félvezető alapanyagból kis lemezt készítenek, amelynek felületére egy rugós alakra hajlított hegyes huzalt (*tűt*) helyeznek és áramimpulzus segítségével összehegesztik a kristállyal (3.15. ábra). A huzal ötvözőanyagként megfelelő akceptoratomokat tartalmaz (*pl. wolfram*), amelyek az áramimpulzus hatására bekövetkező erős felhevülés során behatolnak az *N*-típusú félvezetőkristályba és nagyon kis átmérőjű ($\approx 50 \mu\text{m}$) és mélységű ($\approx 10 \mu\text{m}$) *P*-típusú tartományt alakítanak ki (3.15. ábra). A tű hegye körül így kialakul egy *mikro-átmenet*.

A tűs diódák nagy előnye, hogy az átmenet kicsiny felülete miatt igen kicsi a rétegek kapacitása (0,2 + 0,5 pF). Ezért alkalmas nagyfrekvenciás működésre is. A semleges rétegek soros ellenállása meglehetősen nagy (*több tíztől, több száz ohmig*) ezért karakterisztikája elég erősen eltér az ideálistól.



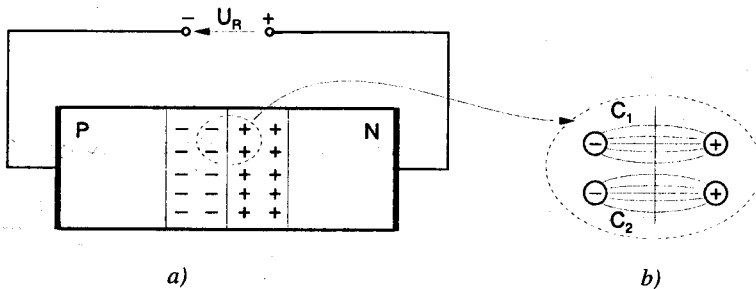
3.15. ábra. A tüssdióda felépítése

A tüssdiódák egyik különleges típusa az aranytüss dióda, amely egyesíti a tüss és a rétegdíóda előnyeit. Készítésekor N -típusú germánium lemezkével összeolvasztják egy aranyhuzal csúcsát, amely anyagában valamilyen akceptort tartalmaz. A keletkezett PN -átmenet felülete és így kapacitása is alig nagyobb mint a tüssdiódáké. A kristály erős szennyezése miatt az aranytüss diódák nyitóirányú ellenállása nagyon kicsi.

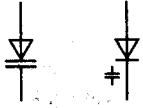
Az aranytüss dióda $30 + 50$ MHz frekvenciahatárig alkalmazható. A tüssdiódákat és az aranytüss diódákat főleg a híradástechnikában alkalmazzák magasfrekvenciás detektorokban, frekvenciaváltó áramkörökben és kapcsoló áramkörök alkotóelemeiként.

3.3.4. Kapacitásdiódák

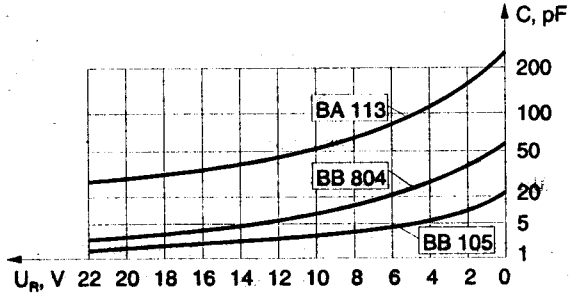
A félvezető díóda tértöltési tartománya a díódával párhuzamosan kapcsolt kapacitásként viselkedik. Az átmenet két oldalán található különböző típusú töltéshordozók páronként elemi kondenzátorokat képeznek (3.16. ábra). Ezeknek az elemi kondenzátoroknak a párhuzamos kapcsolásából alakul ki az átmenet eredő kapacitása, amelyet C_z zárórétegkapacitásnak nevezünk.

3.16. ábra. Kapacitásdióda
a) felépítés b) elemi kondenzátorok

A záróréteg-kapacitás a legtöbbször károsan befolyásolja a díóda 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 szélességétől, valamint a félvezetőanyag dielektromos tulajdonságaitól. A tértöltési tartomány szélessége a záróirányú feszültség növelésével megnő, a kapacitás nagysága ugyanakkor csökken. A díóda által képviselt kondenzátor kapacitása a zárófeszültséggel fordított arányban változó érték.



3.17. ábra. A kapacitásdióda áramköri jelölése



3.18. ábra.. A záróréteg-kapacitás feszültségfüggése, $C = f(U_R)$

A **kapacitásdiódák** (más néven *varikap-diódák*) különleges felépítésű szilíciumdiódák, amelyek feszültséggel szabályozható kapacitásként működnek. A 3.17. ábra a kapacitásdiódák áramköri jelölését szemlélteti, a 3.18. ábra pedig jellegzetes karakterisztikát mutat be. Az összefüggés a zárórétegek kapacitása és a zárófeszültség között nem lineáris. Éles PN-átmenet esetén a záróréteg-kapacitás a zárófeszültség négyzetének reciprokával egyenlő.

A kapacitásdiódák által átfogott kapacitástartomány típusától függően: 1 ÷ 300 pF. Ebben a tartományban a legkisebb és a legnagyobb kapacitás aránya legfeljebb 1: 5 lehet. A **BB113** típusjelzésű varikap diódánál $C_S = 225$ pF, ha $U_R = 1$ V és $C_S = 45$ pF, ha $U_R = 25$ V.

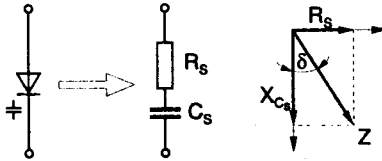
A kapacitásdióda áramköri helyettesítő kapcsolását (eltekintve a kicsi soros induktivitás hatásától) a 3.19. ábra mutatja. A helyettesítő kapcsolatban C_S a záróréteg-kapacitás, R_S pedig a félvezető kristály soros ellenállása.

A kapcsolat $tg \delta$ veszteségi tényezője:

$$tg \delta = \frac{R_S}{X_{C_S}}$$

A kapacitásdióda jósági tényezője:

$$Q = \frac{1}{tg \delta} = \frac{X_{C_S}}{R_S} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R_S}$$



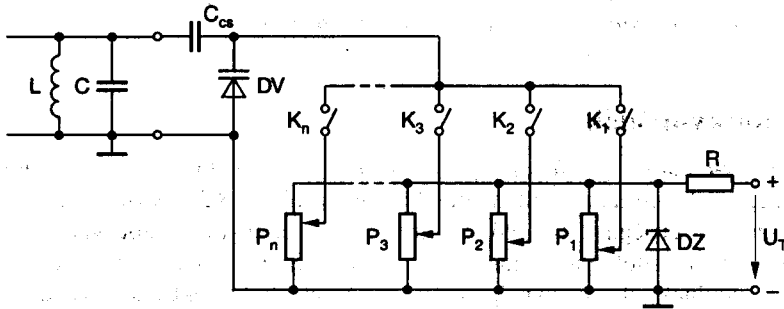
3.19. ábra. Kapacitásdióda helyettesítő kapcsolása és vektorábrája

A jósági tényező nagysága a kapacitásdióda kapacitásának minőségét jellemzi; ideális esetben $Q = \infty$. A kapacitásdiódák legfontosabb műszaki adatai a következők:

- záróréteg-kapacitás (különböző zárófeszültségek esetén): C_S ,
- a dióda soros ellenállása: R_S (jellemző érték: 0,5 + 2 Ω),
- jósági tényező: Q (jellemző érték: 100 + 500),
- záróirányú feszültség: U_R (jellemző érték: 25 + 30 V),
- záróirányú áram: I_R (jellemző érték: 50 + 100 nA),
- nyitóirányú feszültség: U_F (jellemző érték: 0,8 + 0,9 V).

A kapacitásdiódákat rezgőkörök feszültségvezérelt hangolására és frekvenciamodulációt megvalósító áramkörökben szokták alkalmazni.

A 3.20 ábra a tévé vevőkészülék hangolóegységének elvi kapcsolását szemlélteti. A Zener-dióda által szolgáltatott egyenfeszültséget felhasználva, mindegyik adóállomáshoz megfelelő feszültség-értéket állítunk be a $P_1 + P_n$ potenciométerek segítségével.

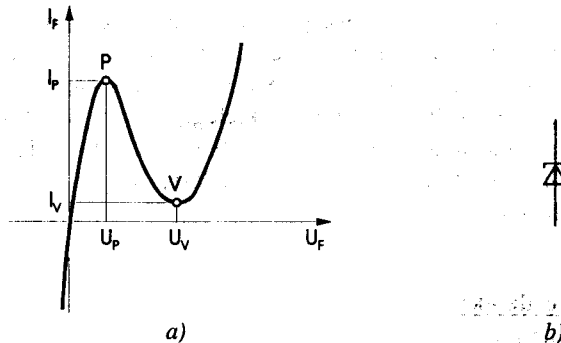


3.20. ábra. Kapacitásdiódát tartalmazó hangolóegység elvi kapcsolása

A beállított feszültség a megfelelő $K_1 + K_n$ kapcsolókon keresztül, a DV kapacitásdiódára kerül. A dióda a záróirányú feszültség értékének megfelelő kapacitást vesz fel és behangolja az LC rezgőkört. A C_{cs} kondenzátor egyenfeszültség-leválasztó, valamint váltakozó feszültség csatoló szerepet tölt be.

3.3.5. 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 3.21. ábra szemlélteti.



3.21. ábra. Az alagútdióda
a) jelleggörbéje b) áramköri jelölése

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).

A P és V pontokat meghatározó jellegzetes feszültségértékek:

- $U_p \approx 50 + 100$ mV és
- $U_v \approx 0,5 + 0,9$ V.

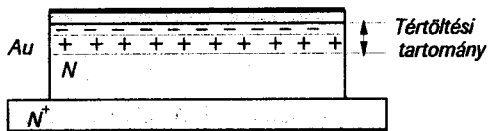
A karakterisztikának ez a része a kvantummechanikai *alagúthatás* következménye. A jelleggörbe P és V pontja között a dióda differenciális ellenállása *negatív előjelet* vesz fel. Ezt a jelenséget nagyon előnyösen használhatják ki rezgőkörök csillapításának megszüntetésére. A megfelelő hatások elérése érdekében főleg magasfrekvencián ($1 + 100$ GHz) alkalmazzák *detektálásra, rezgéskeltésre és erősítésre*.

3.3.6. Schottky-diódák

A *Schottky-diódák* egy *fém-félvezető közötti átmenet* tulajdonságait használják ki. Felépítésüket a 3.22. ábra szemlélteti, áramköri jelölésüket a 3.23. ábra mutatja.

Az N -szennyezetségű 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 fémrre és “-“ a félvezetőre) nő a félvezetőből a fémbbe áthaladó elektronok száma; záróirányú polarizálás esetén az átmeneten áthaladó áramot a fémből a félvezetőbe vándorló elektronok határozzák meg.



3.22. ábra. Schottky-dióda szerkezete



3.23. ábra. Schottky-dióda áramköri 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 frekvenciákig (speciális típusoknál, *több GHz*) működnek kielégítően. Nyitóirányú feszültségességük csupán $0,3 + 0,4$ V, szemben a szilíciumdiódák $0,6 + 0,8$ V-os feszültségességével. Az elektronikai gyakorlatban főleg a gyorsműködésű digitális integrált áramkörök részegységeként alkalmazzák.

Összefoglaló kérdések:

1. Mit értünk küszöbfeszültségen?
2. Miért nem zár tökéletesen a félvezető dióda?
3. Melyek a Si-dióda és a Ge-dióda közötti legfontosabb különbségek?
4. Mit értünk lavinahatáson és Zener-hatáson?
5. Hol alkalmazható eredményesen a Zener diódák jellegzetes karakterisztikája?
6. Mi hozza létre a dióda kapacitását és mikor fejt ez ki káros hatást az alkalmazásokban?
7. Mit takar a negatív differenciális ellenállás fogalma az alagútdiódák esetében?
8. Miben különbözik egy Schottky-dióda felépítése egy hagyományos Si-dióda felépítésétől?

4. Bipoláris tranzisztorok

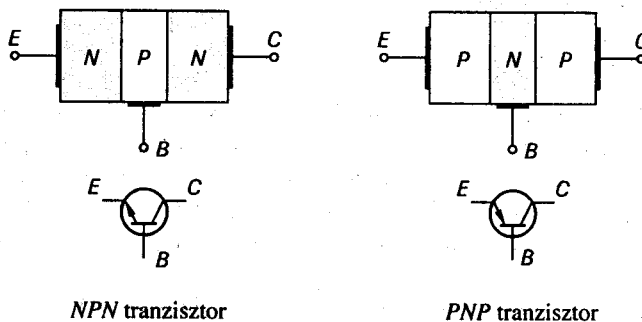
A tranzisztorok a legfontosabb félvezető eszközcsoportot képviselik, mivel az elektromos jelek erősítésére képesek. A tranzisztor (*transistor*) elnevezés az angol *transfer-resistor* szavakból képezett mozaikszó, amely a félvezető egyik fő tulajdonságára utal. Bipoláris tranzisztorokat legelőször 1949-ben 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 mindkét 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 (*egyátmenetű tranzisztor* – UJT), vagy több átmenet (általában kettő) felhasználásával. A továbbiakban a két átmenettel rendelkező bipoláris tranzisztorok felépítésével, működésmódjával és alkalmazásával ismerkedünk meg.

4.1. A bipoláris tranzisztor felépítése

A bipoláris tranzisztor háromelektrodás félvezető eszköz amely három, egy kristályban kialakított, *N–P–N* vagy *P–N–P* elrendezésű, szennyezett félvezető tartományból áll (4.1.ábra). Ennek megfelelően megkülönböztetünk *NPN*, illetve *PNP* tranzisztorokat. Az egyes tartományok elnevezései:

- emitter** (E): a 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]

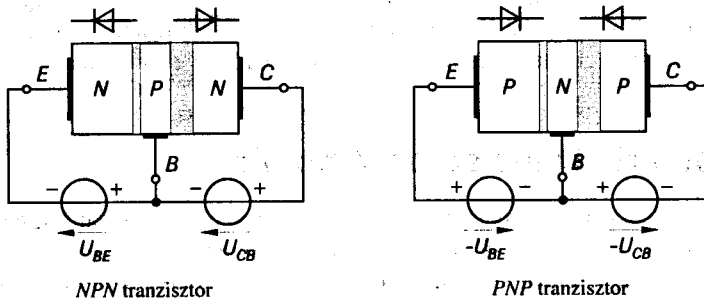


4.1. ábra. A bipoláris tranzisztorok felépítése és rajzjelei

A tranzisztorok gyártására *germániumot* (Ge), *szilíciumot* (Si) és *vegyületkristályos félvezető anyagokat* (pl. *gallium-arszenid* \equiv GaAs) használnak. Geránium-tranzisztorokat napjainkban, – *sok előnytelen tulajdonsága miatt* – csak néhány különleges alkalmazásra gyártanak.

A bipoláris tranzisztorok bázisstartományának hatásos szélessége sokkal kisebb mint a kisebbségi töltéshordozók diffúziós hossza, ezért ez a középső tartomány igen vékony félvezető réteg a kollektor- és az emittortartományhoz viszonyítva. Az emitter és kollektor megközelítőleg azonos szennyezettségű és mindkét típusú tranzisztornál erősebben szennyezett mint a bázisstartomány. A bázis kicsi hatásos szélessége és alacsony szennyezettsége miatt a szabad töltéshordozók száma kicsi. Ez a tény a bázisrétegnek kis vezetőképességet kölcsönöz a másik kettőhöz viszonyítva.

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 (4.2. ábra). Kis jelű szilícium-tranzisztorok esetén a bázis-emitter feszültség $U_{BE} \approx 0,6 + 0,8 \text{ V}$, a kollektor-emitter feszültség értéke általában $U_{CE} \approx 5 + 18 \text{ V}$.



NPN tranzisztor

PNP tranzisztor

4.2. ábra. A bipoláris tranzisztorok előfeszítése

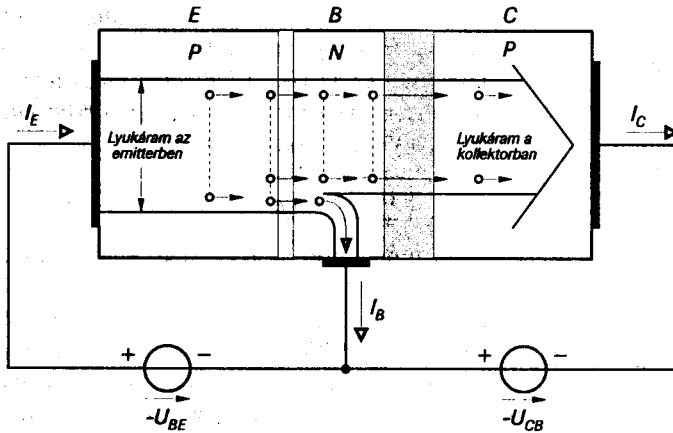
4.2. A bipoláris tranzisztor működése

4.2.1. Áramok a tranzisztorban

A többségi töltéshordozók áramlása

Az NPN és PNP tranzisztor elvi működése megegyezik, ezért elégséges ha az egyik típusú tranzisztort használjuk a fizikai működés bemutatására. A bipoláris tranzisztor működését a már említett két típusú 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 4.3. ábra egy PNP-típusú tranzisztor többségi töltéshordozóinak 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 bázisstartományba való kerülésüket. A bázisstartomány gyakorlatilag kiürített rétegnek tekinthető a kollektor-bázis átmenet záróirányú előfeszítése, a bázisréteg kicsi szennyezettsége és vékonysága miatt. Ennek következtében a bázisstartományba jutott lyukak elenyésző része ($0,1 + 5\%$ -a) rekombinálódik az itt található elektronokkal és létrehozza a kis értékű bázisáramot (I_B).



4.3. ábra. Többségi töltéshordozók áramlása PNP tranzisztorban

Mivel a lyukak a bázisrészben kisebbségi töltéshordozónak számítanak, – a bázis-kollektor (B-C) átmenet záróirányú polarizálása miatt – diffúzióval a kollektor részébe áramlanak és létrehozzák a kollektor elektródán 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:

$$I_E = I_B + I_C. \quad (4.2.1.)$$

A 4.2.1. összefüggés érvényes marad az értékek kis változása, vagy váltakozó áram esetén is:

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

$$i_E = i_B + i_C.$$

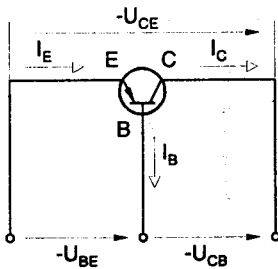
A tranzisztorban létrejövő áramelágazást, *egy árameloszlási tényezővel* fejezik ki:

$$A = \frac{I_C}{I_E}, \text{ egyenáram és } \alpha = \frac{i_C}{i_E}, \text{ váltakozó áram esetén.}$$

Itt A a tranzisztor *nagyjelű, vagy egyenáramú áramerősítési tényezője*, α pedig a *kisjelű vagy váltakozó áramú áramerősítési tényezője*. Számértékük közelítően megegyezik és ez a legtöbb tranzisztornál 0,95 + 0,999 közé esik. A meghatározott áramerősítési tényezők figyelembevételével:

$$I_C = A \cdot I_E, \text{ egyenáram és } i_C = \alpha \cdot i_E \text{ váltakozó áram esetén;}$$

$$I_B = (1 - A) \cdot I_E, \text{ egyenáram és } i_B = (1 - \alpha) \cdot i_E \text{ váltakozó áram esetén.}$$



4.4. ábra. A PNP tranzisztor feszültségei és áramai

A tranzisztorokon három feszültség lép fel (4.4. 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 tranzisztor 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 értékét meghatározza.

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 $10 + 100 \text{ M}\Omega$ közé esik. Ha a tranzisztor bázis-emitter feszültsége túllépi a bázis-emitter határréteg zárófeszültségét (szilíciumtranzisztornál kb. $0,7 \text{ V}$), 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. $20 \text{ }\Omega$ -tól, $200 \text{ }\Omega$ -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.

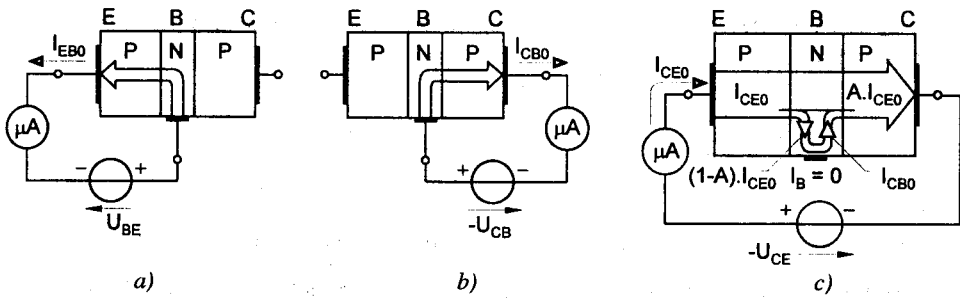
A kisebbségi töltéshordozók áramlása

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

- I_{EBo} – a lezárt bázis-emitter átmenet visszarárama; normális működésnél nem lép fel;
- I_{CB0} – a lezárt kollektor-bázis átmenet visszarárama; normális működésnél is jelen van;
- I_{CE0} – az $I_B = 0$ feltétel mellett, a kollektor-emitter között folyó maradékáram; normális működés közben is folyik.

A tranzisztor három maradékáramának mérési elrendezését, a 4.5. ábra mutatja. Az I_{CB0} maradékáram zavarja a tranzisztor normális működését, mivel iránya ellentétes a vezérlő bázisárammal és értéke jelentős hőmérsékletfüggőséget mutat. Közepes teljesítményű germánium-tranzisztorok esetén az I_{CB0} maradékáram μA nagyságrendjében van; szilíciumtranzisztorokban két-három nagyságrenddel kisebb.

Az I_{CE0} maradékáram jelenléte normál működés közben kevés zavart okoz, mivel iránya megegyezik a többségi töltéshordozók által létrehozott kollektoráramával.



4.5. ábra. A bipoláris tranzisztor maradékáramai

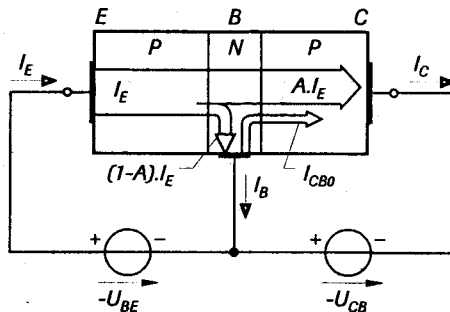
4.3. A bipoláris tranzisztor alapegyenletei

Összegezve ismereteinket: – a tranzisztorban normális működés közben folyó áramokra vonatkozóan a 4.6. ábra alapján a következő alapegyenleteket írhatjuk fel:

$$I_E = I_C + I_B \tag{4.3.1.}$$

$$I_C = A \cdot I_E + I_{CB0} \tag{4.3.2.}$$

$$I_B = (1 - A) \cdot I_E - I_{CB0} \tag{4.3.3.}$$



4.6. ábra: A bipoláris tranzisztorban folyó áramok összetevői

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

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

$$i_E = i_C + i_B$$

$$\Delta I_C = \alpha \cdot \Delta I_E$$

$$i_C = \alpha \cdot i_E$$

$$\Delta I_B = (1 - \alpha) \cdot \Delta I_E$$

$$i_B = (1 - \alpha) \cdot i_E$$

Az I_E értékét kifejezve a 4.3.3. egyenletből és behelyettesítve a 4.3.2. egyenletbe, a kollektoráramra az:

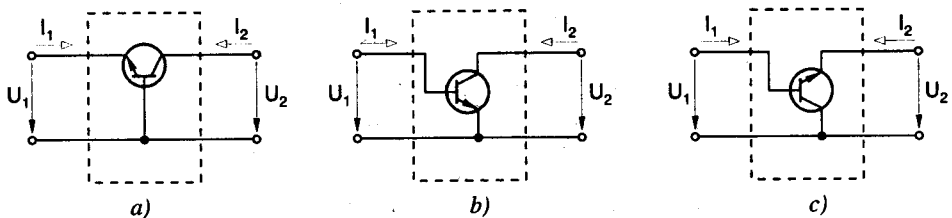
$$I_C = \frac{A}{1-A} \cdot I_B + \frac{1}{1-A} \cdot I_{CBO} = B \cdot I_B + (B + 1) \cdot I_{CBO}$$

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

4.4. Alapkapcsolások

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

- közös bázisú kapcsolás vagy báziskapcsolás (4.7.a. ábra);
- közös emitteres kapcsolás vagy emitterkapcsolás (4.7.b. ábra);
- közös kollektoros kapcsolás vagy kollektorkapcsolás (4.7.c. ábra).



4.7. ábra. A bipoláris tranzisztor alapkapcsolásai

A tranzisztor fizikai működése minden alapkapcsolásban azonos. Az egyes alapkapcsolásokban, csak a tranzisztor külső jellemzői változnak meg. A négyfólyusként ábrázolt tranzisztor egyértelműen jellemezhető a ki- és bemenetén fellépő feszültségekkel és áramokkal. A négy jellemzőt összekapcsoló függvények grafikus ábrázolása révén kapjuk a *tranzisztor karakterisztikáit* (jelleggörbéit). Ezek igen szemléletesek a tranzisztor jellemzőit egy adott alapkapcsolásban.

4.5. A tranzisztor jelleggörbéi

A tranzisztor négyfólyusként 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:

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

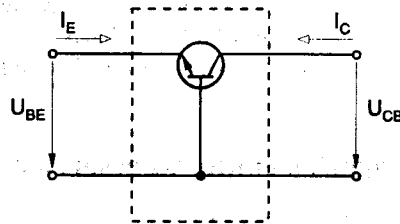
4. Feszültségekre vonatkozó átviteli (transzfer) jelleggörbe: – a bemeneti feszültség (U_1) és a kimeneti feszültség (U_2) összetartozó értékeit adja meg, ha a bemeneti áramot (I_1) állandó értéken tartjuk:

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

A gyakorlatban az átviteli karakterisztikákat ritkán használják, mivel az első két jelleggörbéből megszerkeszthetők és ezért nem tartalmazznak új adatokat.

4.5.1. A tranzisztor jelleggörbéi báziskapcsolásban

A tranzisztor báziskapcsolásában fellépő feszültségeket és áramokat a 4.8. ábra szemlélteti.



4.8. ábra. Báziskapcsolásban fellépő feszültségek és áramok, NPN tranzisztor esetén

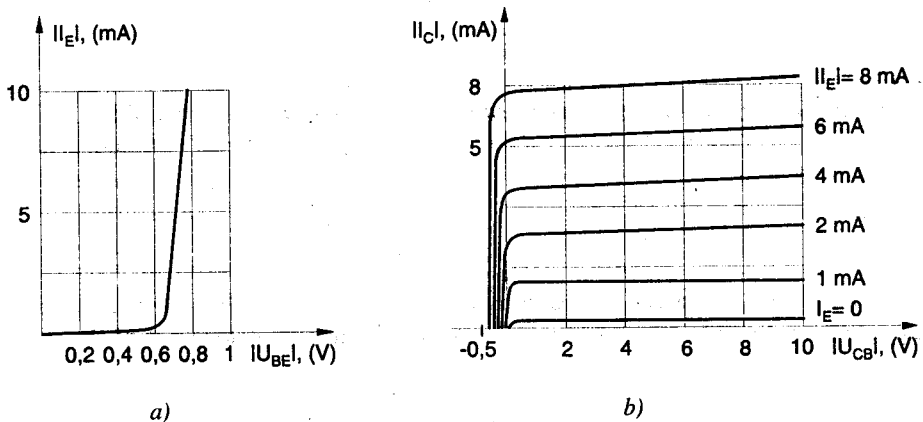
Bemeneti jelleggörbék

A bemeneti karakterisztika ebben az esetben az emitteráram (I_E) és a bázis-emitter feszültség (U_{BE}) közötti kapcsolatot tükrözi állandó kollektor-bázis feszültség (U_{CB}) biztosítása mellett (4.8.a. ábra). A jelleggörbe – hasonlóan egy nyitóirányban működő dióda áram-feszültség jelleggörbéjéhez – exponenciális változást mutat. Ha az alkalmazott bázis-emitter feszültség túllépi a *küszöbfeszültség* értékét, az emitteráram a feszültség növelésével exponenciálisan nő.

A szilíciumtranzisztorok küszöb feszültsége a $0,6 \pm 0,7$ V értéktartományban lehet, a ritkábban alkalmazott germániumtranzisztorok küszöb feszültsége $0,2 \pm 0,4$ V között változik.

Kimeneti jelleggörbék

Kimeneti mennyiségek az I_C kollektoráram és az U_{CB} kollektor-bázis feszültség. A kimeneti jelleggörbék (4.8.b. ábra), a kimeneti mennyiségek közötti összefüggést fejezik ki különböző emitteráramoknál. Minden egyes jelleggörbe meghatározott emitteráramokra érvényes.

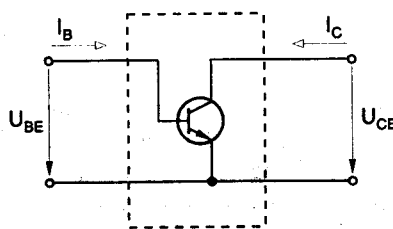


4.9. ábra. Jelleggörbék báziskapcsolásban
 a) bemeneti jelleggörbék b) kimeneti jelleggörbék

A kimeneti jelleggörbe megközelítően vízszintes egy adott I_E értékre, tehát a kollektoráram nagyon kis mértékben függ a kollektor-bázis feszültség nagyságától. Azaz a fizikai működésnek megfelelően, a kollektoráram záró, telítési jelleggel rendelkezik.

4.5.2. A tranzisztor jelleggörbéi emitterkapcsolásban

Az emitterkapcsolás esetén fellépő feszültségek és áramok a 4.10. ábrán láthatók.



4.10. ábra. Emitterkapcsolásban fellépő feszültségek és áramok, NPN tranzisztor esetén

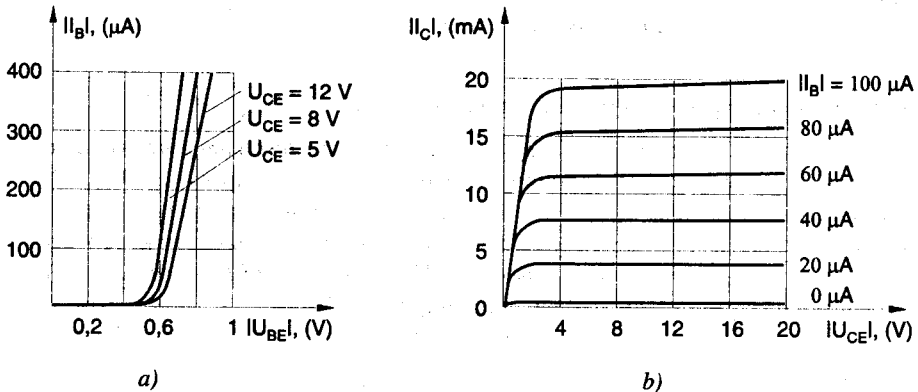
Bemeneti jelleggörbék

Bemeneti paraméterek ebben az esetben a bázis-emitter feszültség (U_{BE}) és a bázisáram (I_B). A bemeneti jelleggörbét a 4.11.a. ábra szemlélteti. Hasonlóan a báziskapcsoláshoz, ez is nyitóirányú dióda jelleggörbe.

Kimeneti jelleggörbék

Az emitterkapcsolásnak megfelelő kimeneti jelleggörbék a 4.11.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 $I_C = (1+B) \cdot I_{CBO}$ 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 jelleggörbéket érintőikkel helyettesítjük. Az érintők meredekségét *differenciális jellemzőknek* vagy *kisjelű paramétereknek* nevezzük.



4.11. ábra. Jelleggörbék emitterkapcsolásban
a) bemeneti jelleggörbék b) kimeneti jelleggörbék

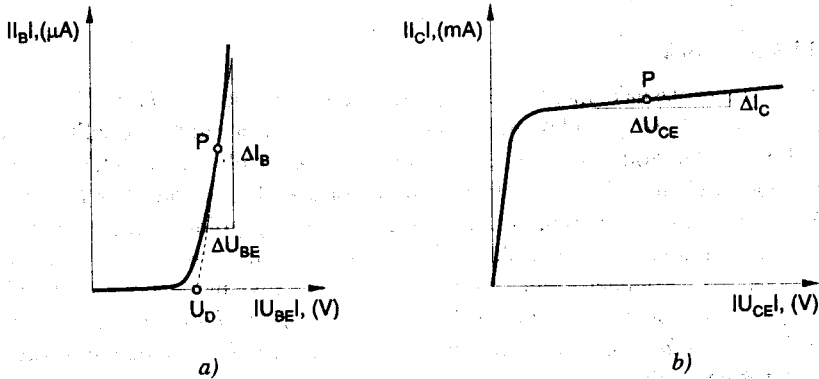
A bemeneti jelleggörbe meredeksége egy adott P pontban, az r_{BE} *differenciális bemeneti ellenállást* adja meg (4.12.a. ábra). Meghatározás szerint a differenciális bemeneti ellenállás:

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

ahol ΔU_{BE} a bázis-emitter feszültség változása, ΔI_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 kollektoráram értékét a kollektor-emitter feszültség függvényében az r_{CE} *differenciális kimeneti ellenállás* adja meg:

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

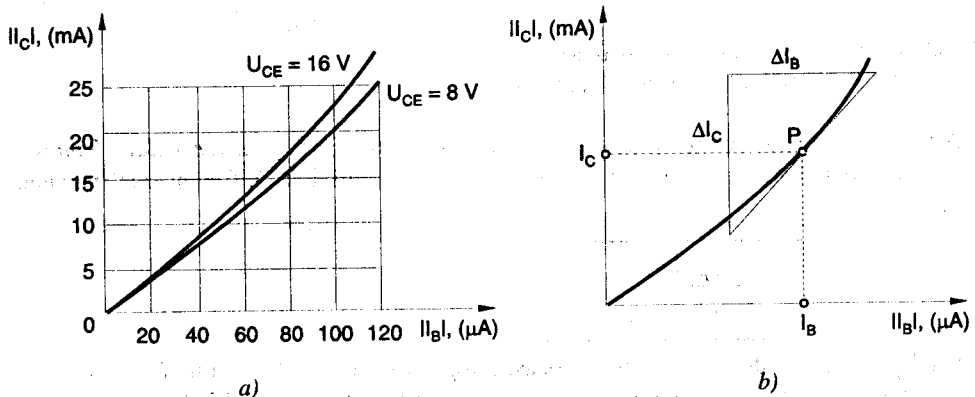
Az előbbi összefüggésben ΔU_{CE} a kollektor-emitter feszültség változása, ΔI_C a kollektoráram változása, ha $U_{BE} = \text{állandó}$. A differenciális kimeneti ellenállás tulajdonképpen, a kimeneti jelleggörbe meredeksége egy adott P munkapontban, (4.12.b. ábra).



4.11. ábra. Differenciális ellenállások grafikus meghatározása
 a) a differenciális bemeneti ellenállás meghatározása
 b) a differenciális kimeneti ellenállás meghatározása

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 4.13.a. ábra különböző kollektor-emitter feszültségekhez tartozó áramvezérlési jelleggörbéket mutat. Jó minőségű tranzisztorok jelleggörbéje a kezdeti részen közel lineáris, majd kissé felfelé hajlik. A 4.13.b. ábra az áramerősítési tényezők meghatározását szemlélteti egy adott munkapontban.



4.13. ábra. Áramvezérlési jelleggörbék

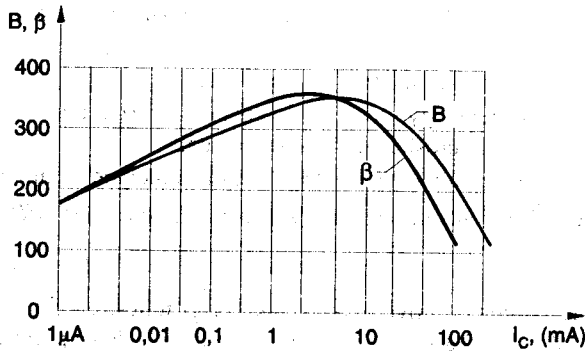
A P munkapontra vonatkozó B egyenáramú erősítés a jelleggörbéről leolvasható, mivel:

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

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 β differenciális áramerősítő tényezőt határozza meg. Meghatározás szerint a differenciális áramerősítési tényező a ΔI_C kollektoráram-változás és a ΔI_B bázisáram-változás hányadosa:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE} = \text{állandó}}$$

Az áramerősítési tényezők nem állandók, hanem a kollektoráram értékétől függnek (4.14. ábra). Értékük a kollektoráram növekedésével erőteljesen csökken. A teljesítménytranzisztorok áramerősítési tényezőjének maximuma amper nagyságrendű áramoknál van, de értéke lényegesen kisebb, mint a kisteljesítményű tranzisztorok esetén.



4.14. ábra. Kiszelű tranzisztor egyenáramú- és differenciális áramerősítési tényezőjének változása, a kollektoráram függvényében

4.6. A bipoláris tranzisztorok műszaki adatai

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

- r_{BE} – differenciális bemeneti ellenállás;
- r_{CE} – differenciális kimeneti ellenállás;
- β – differenciális áramerősítési tényező.

A kollektor- és bázisáram arányát kifejező B egyenáramú erősítési tényező, melyet különböző munkapontokra adnak meg, szintén fontos jellemzője a tranzisztornak:

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

További fontos, maradékáramokra vonatkozó jellemző adatok a következők:

- I_{CB0} – 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_{CB0} – kollektor–bázis kapacitás; nyitott emitter esetén;
- C_{EB0} – 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 jellemzésére *határfrekvenciákat* használnak

- $f_{\beta 1}$ – a $\beta = 1$ áramerősítéshez tartozó frekvencia;
- f_T – tranzitfrekvencia; egy mérési frekvencia és az ezen a frekvencián érvényes β differenciális áramerősítési tényező szorzata;
- f_g – határfrekvencia; általában az a frekvencia, amelyen valamely mért mennyiség egy kisebb frekvencián (leggyakrabban 1 kHz-en) mért értékének $1/\sqrt{2}$ – szeresére 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:

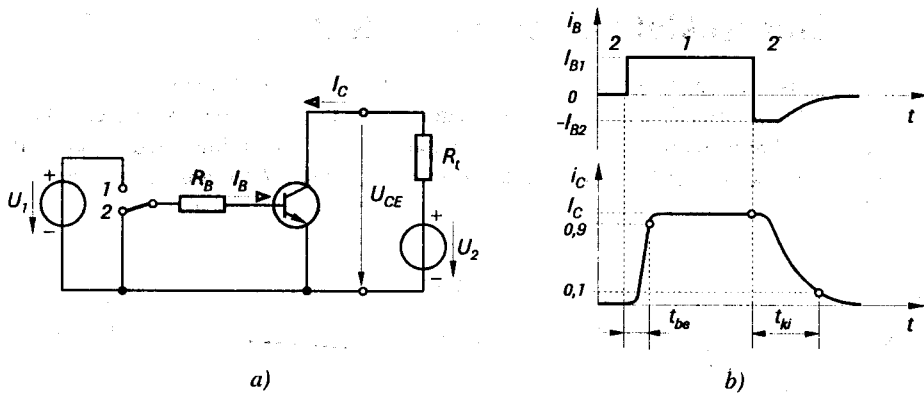
- R_{thjc} – a záróréteg és a tranzisztortok közötti hőellenállás;
- R_{thja} – a záróréteg és a környezeti levegő közötti hőellenállás; a hűtőfelület hőellenállásával együtt érvényes.

A tranzisztor kapcsolási idői

A tranzisztornak 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 eltelte után következik be. Az átmenetek a vezérlőmennyiséghez képest késnek. A 4.15. 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 rákapcsolásától 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.



4.15. ábra. A tranzisztor kapcsolási idői
a) mérőkapcsolás b) jellemző hullámformák

4.7. Határértékek

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

• A legnagyobb megengedett zárófeszültségek

A legnagyobb megengedett zárófeszültség túllépése, a megfelelő záróréteg átütéséhez vezet. A gyártók a tranzisztor adatlapjain legtöbbször az U_{CB0} , U_{CE0} és U_{EB0} legnagyobb megengedhető zárófeszültségek szerepelnek.

• A legnagyobb megengedett áramok

A legnagyobb megengedett áramok a tranzisztorok maximális áramterhelését adják meg.

- $I_{C\ max}$ – 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;
- $I_{B\ max}$ – 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 körüli érték.

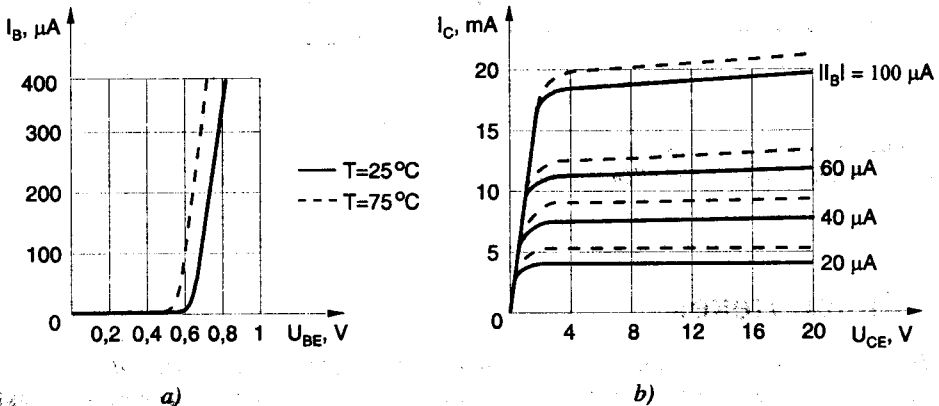
• A legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény

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

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

4.8. A hőmérséklet hatása a tranzisztor működésére

A hőmérséklet növekedése köztudottan a félvezetőkben megnöveli a töltéshordozók koncentrációját. Ez történik a bipoláris tranzisztor félvezető rétegeiben is. Ennek hatására a tranzisztor karakterisztikái és jellemzői megváltoznak. A felmelegedés hatására a munkaponti áramok növekednek és a karakterisztika eltolódik (4.16. ábra).



4.16. ábra. A tranzisztor hőfüggése
a) bemeneti jelleggörbe esetén b) kimeneti jelleggörbe esetén

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 bázis-emitter feszültség ΔU_{BE} eltolódásának nagysága a megfelelő ΔT hőmérsékletváltozáshoz 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.

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx -2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$$

Az U_{BE} feszültség hőmérsékleti tényezőjének gyakorlati értelmezése: ha a tranzisztoron állandó I_E emitteráram halad át és a hőmérséklet ΔT értékkel nő, a bázis-emitter átmenet feszültsége ΔU_{BE} értékkel csökken, azaz kb. 2 mV-tal $^\circ\text{C}$ -onként (ha $T = 300 \text{ K}$ közelében vagyunk).

A kimeneti jelleggörbe eltolódása a hőmérsékletemelkedés következtében két tényezőnek tulajdonítható:

- a megnövekedett emitteráram növeli a kollektoráramot;
- az I_{CBO} maradékáram növekedése (bár kismértékben) szintén hozzájárul a kollektoráram növeléséhez.

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

4.9. A tranzisztorok hűtése

A bipoláris tranzisztorok egy nem kívánatos, de jellemző tulajdonsága az úgynevezett *hőmegfűtás*, 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 hőmérsékletemelkedéshez 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 tönkremenetelével végződik.

A legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény a tranzisztor hűtésével 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 hűtőttestet kell alkalmazni.

Azt a hőmennyiséget, amely a záróréteg és a hűtőkörnyezet közötti hőmérséklet-különbségből adódóan időegység alatt távozik, a G_{th} *hővezetés* adja meg.

A zárórétegben keletkezett hő elsősorban a tokfelület, vagy a tok alsó része révén kerül elvezetésre. Az időegység alatt keletkező hőmennyiség megegyezik a P_{tot} veszteségi teljesítménnyel. A hővezetés reciproka az R_{th} *hőellenállás*:

$$R_{th} = \frac{T_j - T_k}{P_{tot}} \quad (\text{mértékegysége } \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \text{ vagy } \frac{\text{K}}{\text{W}});$$

ahol, T_j a záróréteg legnagyobb megengedett hőmérséklete és T_k a hűtőkörnyezet hőmérséklete. A hűtőkörnyezet hőmérséklete – ha nincs megadva – a gyakorlati számításokban $T_k = 45^\circ\text{C}$ -nak vehető. A veszteségi teljesítmény:

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_k}{R_{th}}.$$

Mivel a hűtőkörnyezet lehet a tranzisztorok, a levegő vagy a hűtőlemez, többféle hőellenállás határozható meg (4.17.a. ábra):

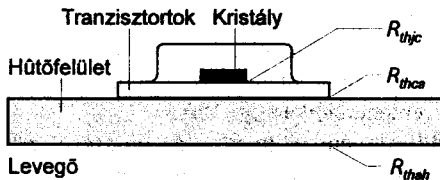
- R_{thjc} – a záróréteg és a tranzisztorok közötti hőellenállás (a tranzisztor adatlapján szerepel);
- R_{thca} – a tranzisztorok és a hűtőfelület közötti hőellenállás (a szerelés minősége határozza meg);
- R_{thah} – a hűtőfelület és a környezeti levegő közötti hőellenállás (a hűtőlemez jellemzője).

A hőellenállás a záróréteg és a környezet levegője között (R_{thja}):

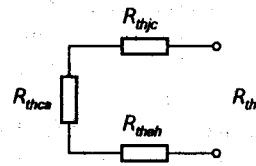
$$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thca}.$$

A teljes hőellenállás a záróréteg és a környezet levegője között (R_{th}), hűtőlemezre szerelt tranzisztor esetén (4.17.b. ábra):

$$R_{th} = R_{thjc} + R_{thca} + R_{thah}$$



a)



b)

4.17. ábra. Hűtőlemezre szerelt tranzisztor hőellenállásai
a) szerelési vázlat b) az elrendezés eredő hőellenállása

Abban az esetben, ha a hűtőfelület nagyságát szeretnénk meghatározni akkor az:

$$R_{thah} = \frac{1}{\alpha \cdot F}$$

összefüggést alkalmazzuk. Itt F a hűtőfelület nagysága cm^2 mértékegységben és α a hőátadási tényező, amelynek értéke a hűtőfelület jellemzőitől (anyagától, kialakításától, elhelyezésétől) függ. Az α hőátadási tényező tipikus értéke $0,5 + 3 \text{ mW/cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}$. A hűtőfelület nagysága a veszteségi teljesítmény függvényében:

$$F = \frac{\frac{1}{\alpha}}{\frac{T_j - T_k}{P_{tot}} - R_{thja}}$$

ahol a gyakorlatban megvalósítható hűtésre:

$$\frac{1}{\alpha} \approx 500 \frac{cm^2 \cdot ^\circ C}{W}$$

☞ Számítási példa:

A BD 249 C típusú NPN teljesítménytranzisztor legnagyobb záróréteg hőmérséklete 150°C . Adatlapján szereplő hőellenállása $R_{thjc} = 1,5^\circ\text{C/W}$. A tranzisztor Al hűtőlemezre szereljük, amelynek hőellenállása $R_{thah} = 1,2^\circ\text{C/W}$. A hűtőlemez és a tranzisztor közötti elektromos szigetelést csillámlemezzel valósítjuk meg, amelynek hőellenállása $R_{thca} = 0,5^\circ\text{C/W}$.

a) Mekkora lehet a maximális veszteségi teljesítmény, amelyet a tranzisztor képes elviselni? A környezeti hőmérséklet maximális értéke 40°C lehet.

b) Mekkora hűtőfelülettel üzemeltethető $P_{tot} = 40 \text{ W}$ teljesítményig anélkül, hogy hőmérséklete túllépne a maximálisan megengedett záróréteg-hőmérsékletet?

Megoldás:

$$a) \quad R_{th} = R_{thjc} + R_{thca} + R_{thah}$$

$$R_{th} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W} + 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W} + 1,2 \text{ } ^\circ\text{C/W} = 3,2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_k}{R_{th}} = \frac{150 \text{ } ^\circ\text{C} - 40 \text{ } ^\circ\text{C}}{3,2 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}} = \frac{110}{3,2} \text{ W} \approx \underline{34 \text{ W}}$$

$$b) \quad R_{th} = \frac{T_j - T_k}{P_{tot}} = \frac{150 \text{ } ^\circ\text{C} - 40 \text{ } ^\circ\text{C}}{40 \text{ W}} = \frac{110}{40} \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 2,75 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{thah} = R_{th} - R_{thjc} - R_{thca} = 2,75 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} - 1,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} - 0,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 0,75 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$F = \frac{1}{\alpha \cdot R_{thah}} = 500 \cdot \frac{^\circ\text{C} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}} \cdot \frac{1}{0,75} \frac{\text{W}}{^\circ\text{C}} \approx \underline{666 \text{ cm}^2}$$

Összefoglaló kérdések:

1. Hogy és milyen feltételek mellett alakul ki a PN-átmenet bipoláris tranzisztor esetén?
2. Hogyan feszítik elő a tranzisztort normális 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?

5. Unipoláris tranzisztorok

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

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

5.1. Záróréteges térvezérlésű tranzisztorok

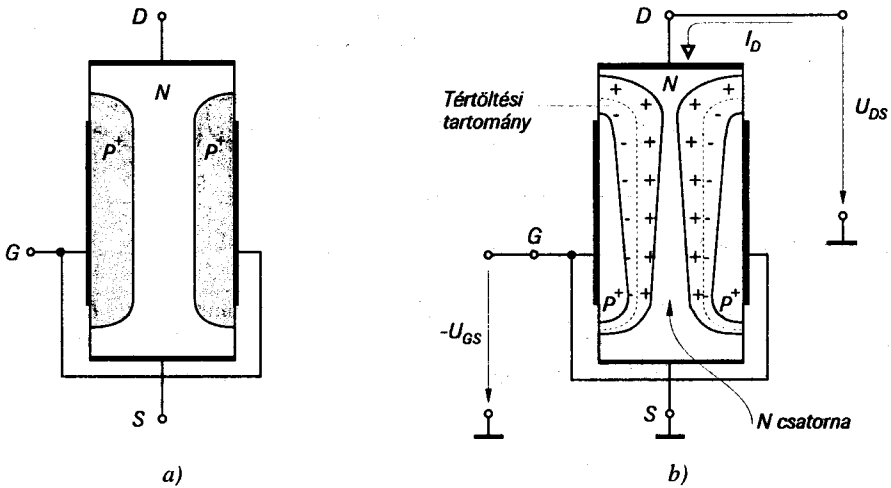
5.1.1. Felépítés és fizikai működésmód

A záróréteges térvezérlésű tranzisztorok (JFET) *csatornáját* a félvezető térfogatában két záróirányban polarizált PN-átmenet határolja (5.1. 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 fémzéssel kapcsolt elektródák a *D drain* (drain \equiv nyelő) és az *S source* (source \equiv forrás). A vezérlőszerepet játszó elektróda a *G gate* (gate \equiv 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.

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 $U_{GS} = 0$ feszültségnél a legnagyobb, mivel ebben az esetben a csatorna szélessége maximális. Ezen tulajdonsága miatt a záróréteges térvezérlésű tranzisztorokat *önvezetőknek* is nevezzük.

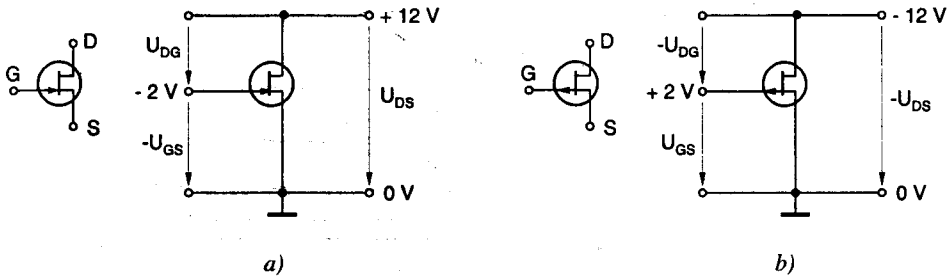
A zárórétegek szélessége, – amelyek meghatározzák a csatorna keresztmetszetét – annál nagyobb, minél nagyobb a záróirányban ható feszültség. Minél nagyobb a zárófeszültség annál kisebb a vezetőréteg keresztmetszete, tehát az ellenállása is. A csatorna-ellenállás növekedése a csatornán folyó I_D áram csökkenését eredményezi, amely sajátságos esetben nulla is lehet. Az elektronok áramlása csak a csatornán keresztül lehetséges, mivel a zárórétegekben kialakult tértöltésű zónák elektromos erőtere megakadályozza mozgásukat ezekben a tartományokban.

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



5.1. ábra. Az N csatornás JFET
a) elvi felépítése b) zárórétegei

Az U_{GS} feszültségnek a vezérelhetőség biztosítása miatt N csatornás JFET esetén **negatív**nak, míg P csatornás eszköz esetén **pozitív**nak kell lennie (a source elektródához viszonyítva). Hasonló módon az U_{DS} feszültség N csatornás JFET esetén **pozitív**, P csatornás JFET esetén pedig **negatív** (a source elektródához képest). A 5.2. ábra a két típusú JFET feszültségeit és szabványos rajzjeleit mutatja.

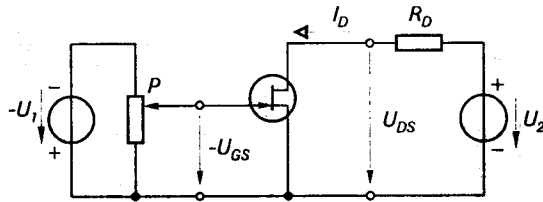


5.2. ábra. A JFET rajzjele és polarizáló feszültségei
a) N csatornás típus esetén; b) P csatornás típus esetén

5.1.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek

Jelleggörbék

A 5.3. ábra a karakterisztikák felvételére alkalmas áramkört mutatja. Mivel a $JFET$ bemeneti vezérlőárama gyakorlatilag nullának tekinthető, nem határozható meg bemeneti jelleggörbe. Az 5.4. ábra kisjelű záróréteges FET jellemző karakterisztikáit mutatja. Az árviteli jelleggörbe esetén (5.4.a. ábra) a gate-source feszültségtartomány negatív.

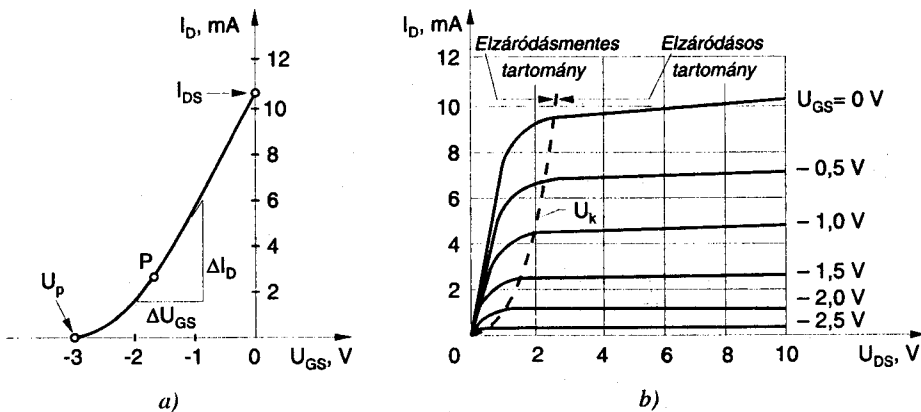


5.3. ábra. A JFET mérőkapcsolása a karakterisztikák felvételére

Azt a gate-source feszültséget, amelynél az I_D draináram nulla, U_p **elzáródási feszültségnek** nevezik (*pinch-off voltage*). Az elzáródási feszültségnél nagyobb gate-source feszültség esetén ($|U_{GS}| > U_p$) a tranzisztor csatorna-áramának változása, a következő egyenlet szerint történik:

$$I_D = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2 \quad (5.1.)$$

Az I_{DS} az a draináram, amely $U_{GS} = 0$ feszültségnél folyik. Ez a záróréteges térvezérlésű tranzisztoroknál elérhető maximális értéknek tekinthető, mivel pozitív gate-source feszültséget használva erőteljesen megnő a gate-áram.



5.4. ábra. Az N csatornás záróréteges FET jelleggörbéi
a) átviteli jelleggörbe b) kimeneti jelleggörbe

A kimeneti jelleggörbének megfelelő I_D és U_{DS} paraméterek összefüggését, az 5.4.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 (5.1. ábra). Az $U_{DS} = U_k$ (**könyökfeszültség**) feszültségértéknél, 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 $U_{GS} = 0$ feszültséghez tartozik. A kimeneti karakterisztikát két tartományra oszthatjuk:

- **elzáródásmentes tartomány** ($U_{DS} \leq U_k$); Kis értékű U_{DS} feszültségnél I_D közelítően egyenesen arányos az U_{DS} feszültséggel. Az $U_k = U_{GS} - U_p$ könyökfeszültség alatt a csatornaáram az

$$I_D = \frac{I_{DS}}{U_p^2} \cdot \left[2 \cdot U_{DS} \cdot (U_{GS} - U_p) - U_{DS}^2 \right] \quad (5.2.)$$

egyenlet szerint változik.

- **elzáródásos tartomány** ($U_{DS} > U_k$); Itt a tranzisztor drainárama az (5.1.) egyenletnek megfelelően, csak az U_{GS} gate-source feszültség függvénye.

Jellemző adatok

Egy P munkapontra vonatkoztatva (5.4. ábra) a JFET **meredekségét** (S), az átviteli jelleggörbe meredekségével definiáljuk:

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

ahol ΔI_D a draináram változása és ΔU_{GS} a gate-feszültség változása.

A drain-áramot kizárólag 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:

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

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

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

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

$$U_p \approx -1,5 \text{ + - } 4,5 \text{ V (N csatornás JFET esetén).}$$

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

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

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

Határértékek

A zárórteges térvezérlésű tranzisztorok határértékei nagyon hasonlítanak a bipoláris tranzisztorok határadataihoz. Túllépésük 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 veszteségi teljesítmény; tipikus értéke:	$P_{tot\ max} \approx 300\ \text{mW}$,
$T_{j\ ma}$	– maximális záróréteg-hőmérséklet; tipikus értéke:	$T_{j\ max} \approx 130\ \text{°C}$.

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

$$P_{tot} = U_{DS} \cdot I_D.$$

5.2. MOSFET tranzisztorok

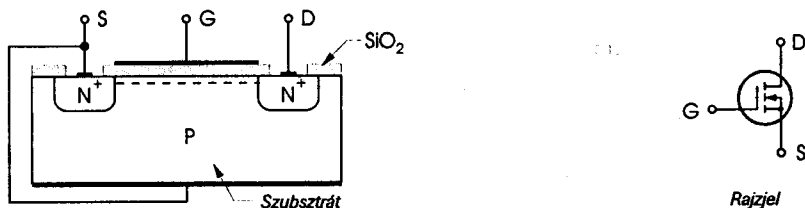
A MOS típusú térvezérlésű tranzisztorok elnevezése felépítésükkel függ össze: – a MOS \equiv Metal-Oxid-Semiconductor jelentése, fém-oxid-félvezető.

5.2.1. Felépítés és fizikai működésmód

A MOSFET tranzisztorok lehetnek felépítésüktől függően *növekményes* (önzáró) és *kiürítéses* (önvezető) típusúak. Mindegyik változat előállítható N - és P csatornás kivitelben.

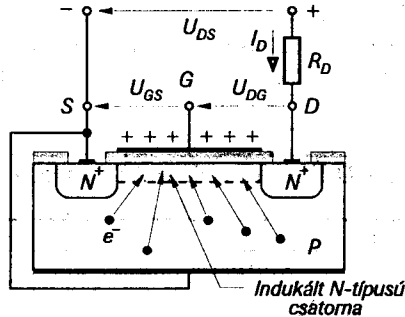
Növekményes (önzáró) típusú MOSFET

A 5.5. ábra egy N csatornás, növekményes változat felépítését szemlélteti, a szabványos rajzjelével együtt. A tranzisztor aktív része egy P -típusú, gyengén szennyezett Si alakkristályból áll, amelyet *szubsztrátnak* neveznek. Az alakkristályban két erősen szennyezett N -típusú vezető szigetet alakítanak ki, amelyek csatlakozással ellátva a tranzisztor S source- és D drain-elektrodáját alkotják. A kristály külső felületén termikus oxidációval nagyon jó szigetelő tulajdonsággal rendelkező szilícium-dioxid (SiO_2) fedőréteget növesztenek, amelyen az S és D csatlakozások számára ablakot hagynak. A SiO_2 szigetelőrétegre vékony fémréteget visznek fel, pl. párologtatással; ez lesz a gate-vezérlőelektróda, amely ily módon elszigetelődik a kristálytól. A szubsztrát kivezetését általában a tokon belül összekötik az S source-elektrodával, vagy külön kivezetésként a tokon kívülre vezetik.



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

Ha a gate-elektroda 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-elektrodára pozitív feszültséget kapcsolva a source-hoz képest a *szubsztrátban elektromos tér keletkezik* (5.6. ábra). A külső elektromos tér hatására a szubsztrátban található kisebbségi töltéshordozó *elektronok* közvetlenül a 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.



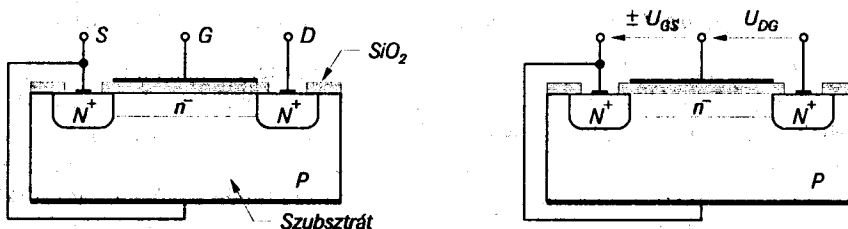
5.6. ábra. A vezetőcsatorna képződése N csatornás, növekményes típusú MOSFET esetén

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* tranzisztoroknak is nevezik. A *növekményes* elnevezés arra a tulajdonságára utal, hogy a csatorna elektrondúsulás (P csatornás változat esetén *lyukak*) révén keletkezik pozitív gate-feszültség jelenlétében.

Kiürítéses (önvezető) típusú MOSFET

Ha az SiO_2 szigetelőréteg alatti szubsztrátban gyenge N -típusú szennyezést valósítanak meg (N csatornás változat) akkor vezetőképés összeköttetés lép fel az S és D között anélkül, hogy a gate-elektrodára feszültséget kapcsolnánk. Az ilyen felépítésű tranzisztort *önvezető* MOSFET-nek nevezik. Az N csatornás változat felépítése és feszültségviszonyai az 5.7. ábrán láthatók.



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

Az önvezető MOSFET esetén $I_D \neq 0$, ha $U_{GS} = 0$. Vezérlése mind pozitív, mind negatív gate-feszültséggel lehetséges. Ennek megfelelően két üzemmódban működhet:

- dúsítós üzemmód** ($U_{GS} > 0$), amikor a pozitív gate-feszültség a csatorna elektronokkal való feldúsulásához és nagyobb vezetőképességéhez vezet;
- kiürítéses üzemmód** ($U_{GS} < 0$), amikor a negatív gate-feszültség a csatorna elektronokban való elszegényesedéséhez és vezetőképességének csökkenéséhez vezet.

Mivel a kiürítéses üzemmódot gyakrabban alkalmazzák, ezért ezeket a tranzisztorokat *kiürítéses típusúnak* nevezik. Az eddigiek során tárgyalt MOSFET-ek N csatornás kivitelűek voltak. Természetesen a működési elvek maradéktalanul érvényesek a P csatornás típusokra is, ha megfordítjuk az alkalmazott feszültségek polaritását. Az 5.1. táblázat a térvezérlésű tranzisztorok felosztását, áramköri jelölésüket és alkalmazási területüket tartalmazza.

TÉRVEZÉRLÉSŰ TRANZISZTOROK TÍPUSAI					
Záróréteges FET (JFET)		MOSFET			
Kiürítéses		Kiürítéses típusú		Növekményes típusú	
N csatornás	P csatornás	N csatornás	P csatornás	N csatornás	P csatornás
Diszkrét kisfrekvenciás erősítők; Analog integ- rált áramkörök	Diszkrét kisfrekvenciás erősítők; Analog integ- rált áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integ- rált áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integ- rált áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integ- rált áramkörök	Diszkrét nagyfrekvenciás erősítők; Digitális integ- rált áramkörök

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

5.2.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek

Jelleggörbék

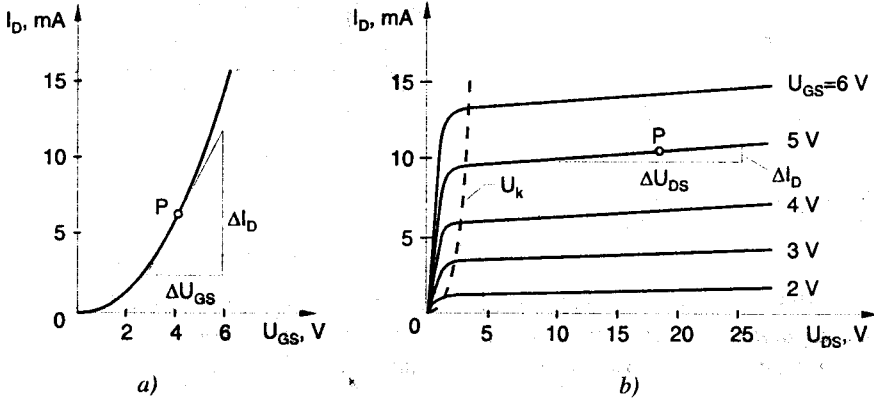
A MOSFET eszközök jellemzésére kétféle jelleggörbét használnak:

- 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. Az 5.8. ábra kisjelű N csatornás növekményes MOSFET jelleggörbéit ábrázolja. A karakterisztikák hasonlóak a bipoláris tranzisztorok karakterisztikáihoz, 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 elektrondúsulás 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.



5.8. ábra. Az N csatornás növekményes MOSFET jelleggörbéi
a) átviteli jelleggörbe b) kimeneti jelleggörbe

Jellemző adatok

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

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

Itt ΔI_D a draináram változása és ΔU_{GS} a gate-feszültség változása, ha U_{DS} állandó.

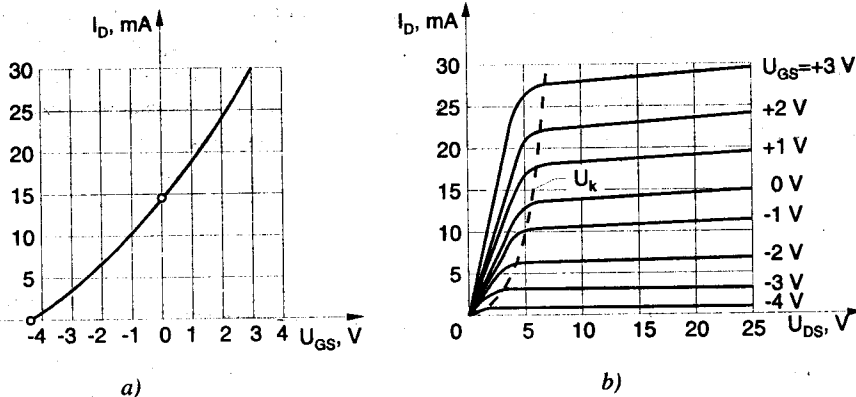
A kimeneti jelleggörbe meredeksége egy P munkapontban az ebben a pontban érvényes, r_{DS} *differenciális kimeneti ellenállást* adja meg:

$$r_{DS} = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS} = \text{állandó}} \quad (\text{jellemző érték: } r_{DS} \approx 10 + 50 \text{ k}\Omega);$$

ahol ΔU_{DS} a drain-feszültség változása és ΔI_D a draináram változása, ha U_{GS} állandó.

Az N csatornás kiürítéssel MOSFET karakterisztikái az 5.9. 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 MOS tranzisztorok r_{GS} *bemeneti ellenállása* sokkal nagyobb mint a bipoláris tranzisztoroké, elérheti a $10^{13} + 10^{15} \Omega$ értéket is; tipikus értéke $r_{GS} \approx 10^{14} \Omega$.



5.9. ábra. Az N csatornás kiűrtésű MOSFET jelleggörbéi
 a) átviteli jelleggörbe b) kimeneti jelleggörbe

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

$$C_{GS} \approx 2 + 5 \text{ pF.}$$

A nagyon nagy bemeneti ellenállás miatt a tranzisztor átütését okozó feszültség igen könnyen felléphet. Nagyon veszélyes a **statikus töltés**, ami a tranzisztorra már érintéskor is átütheti. Ennek elkerülése céljából a MOSFET-eket rövidrezárt csatlakozásokkal szállítják és tárolják. Áramkörökbe való beépítésükkor földelik a munkaasztalt, a készüléket és a forrasztópákát. 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} **szívárgási gate-áram** fejezi ki, amelynek jellemző értéke pA nagyságrendű.

$$I_{GS} \approx 0,1 + 10 \text{ pA.}$$

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

$$I_{D\text{ off}} \approx 10 + 500 \text{ pA; } T_j = 25^\circ \text{C záróréteg-hőmérsékleten,}$$

$$I_{D\text{ off}} \approx 10 + 100 \text{ pA; } T_j = 125^\circ \text{C záróréteg-hőmérsékleten.}$$

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

$$R_{DS\text{ on}} \text{ - vezetési irányú ellenállás; tipikus értéke: } R_{DS\text{ on}} \approx 200 \Omega;$$

$$R_{DS\text{ off}} \text{ - záróirányú ellenállás; tipikus értéke: } R_{DS\text{ off}} \approx 10^{10} \Omega.$$

Határértékek

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

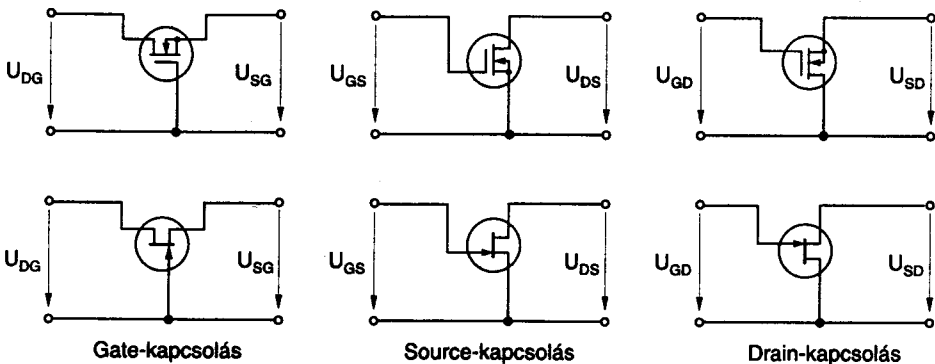
$U_{DS\ max}$	– maximális drain-source feszültség; tipikus értéke:	$U_{DS\ max} \approx 40\ \text{V}$,
$U_{GS\ max}$	– maximális gate-source feszültség; tipikus értéke:	$U_{GS\ max} \approx \pm 10\ \text{V}$,
$I_{D\ max}$	– maximális drain-áram; tipikus értéke:	$I_{D\ max} \approx 50\ \text{mA}$,
$P_{tot\ max}$	– maximális veszteségi teljesítmény; jellemző értéke:	$P_{tot\ max} \approx 300\ \text{mW}$,
$T_{j\ max}$	– maximális záróréteg-hőmérséklet; jellemző értéke:	$T_{j\ max} \approx 150\ \text{°C}$.

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

5.3. A térvezérlésű tranzisztorok alapkapsolásai

A térvezérlésű tranzisztorokat leggyakrabban erősítőkből, 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 tranzisztorokénál és a szükséges vezérlőtelijsítmény minimális értéket képvisel. A bipoláris tranzisztoros kapcsolásokhoz hasonlóan a térvezérlésű tranzisztoros áramköröknél is háromféle erősítő-alapkapsolás lehetséges (5.10. ábra):

- **source-kapcsolás**, vagy földelt source-ú kapcsolás; a bipoláris tranzisztor emitterkapcsolásának felel meg,
- **gate-kapcsolás**, vagy földelt gate-ű kapcsolás; a bipoláris tranzisztor báziskapcsolásának felel meg,
- **drainkapcsolás**, vagy földelt drainű kapcsolás; a bipoláris tranzisztorok kollektorkapcsolásának felel meg.



5.10. ábra. A FET-ek alapkapsolásai

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

Összefoglaló kérdések:

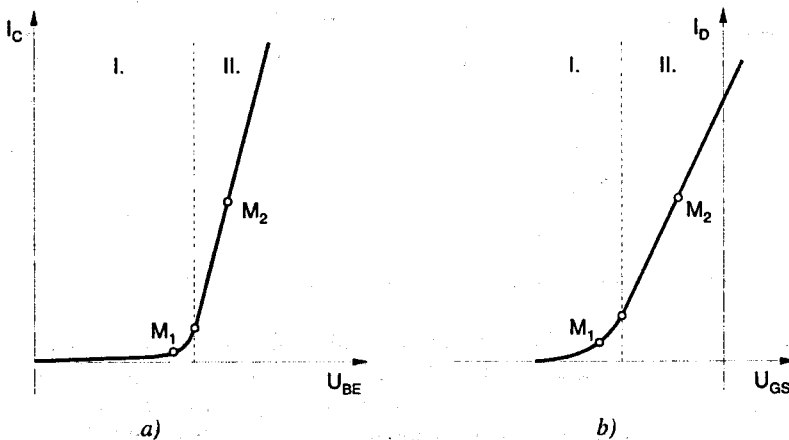
1. Miért nevezik a térvezérlésű tranzisztorokat unipoláris tranzisztoroknak?
2. Mi az oka a térvezérlésű tranzisztorok elhanyagolható értékű vezérlőteljesítmény-igényének?
3. Milyen elektródái vannak a térvezérlésű tranzisztoroknak?
4. Mik a különbségek a növekményes és az elzáródásos FET típusok között?
5. Miért építhetők egyszerűbb áramkörök a növekményes típusú térvezérlésű tranzisztorokkal?
6. Mit nevezünk elzáródási feszültségnek?
7. Milyen tartományai vannak egy FET karakterisztikájának 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 alapkapcsolásokat különböztetünk meg térvezérlésű tranzisztorok esetén?

6. Tranzisztorok munkapont-beállítása

6.1. Tranzisztorok üzemmódjai

6.1.1. Tranzisztorok lineáris és nemlineáris működése

Az előbbi fejezetekben a tranzisztor felépítését, elektromos tulajdonságait, különböző alapkapcsolásokban érvényes jelleggörbéit tanulmányoztuk. A tranzisztor mindezeket túlmenően alkalmazásai szempontjából is meg kell vizsgálnunk. Áramkörökben való alkalmazása során a tranzisztor kapcsolóként, vagy leggyakrabban erősítő elemként kerül felhasználásra. A helyes működés érdekében mindenekelőtt egyenáramú üzemi körülményeit, feltételeit, vagyis lényegében a *munkapontját* kell megfelelően megválasztani. A 6.1. ábra egy bipoláris és egy térvezérlésű tranzisztor transzfer karakterisztikáját szemlélteti.



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

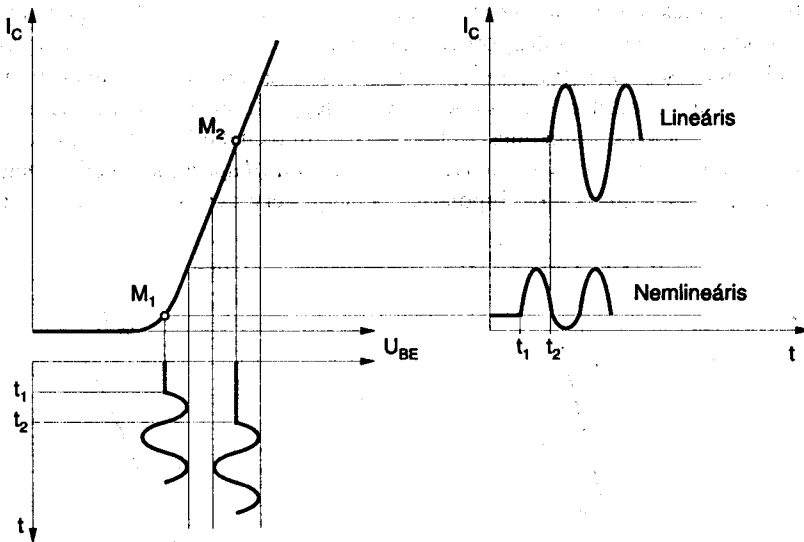
Mindkét átviteli jelleggörbén megkülönböztethetünk egy *nemlineáris* (I.) és egy *lineáris* (II.) tartományt. Attól függően, hogy a tranzisztor munkapontját melyik szakaszon helyezzük el, működése kétféle lehet:

- **Lineáris működés:** a tranzisztoron folyó áram egyenesen arányos a vezérlőjel megváltozásával.
- **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 6.2. ábra egy bipoláris tranzisztor lineáris és nemlineáris működését szemlélteti ugyanolyan amplitúdójú szinuszos vezérlőjel esetén. A valóságban a tranzisztorok karakterisztikái nem biztosítanak tökéletesen lineáris működést, ezért nemlineáris torzítások lépnek fel.



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

Megfigyelhető, hogy vezérlés hatására a munkapont mozog a karakterisztikán. A tranzisztor elektronikus kapcsolóként való működése során megfelelő bázis-emitter feszültség megválasztásával a teljes vezetés (*bekapcsolt állapot*) és a megszakítás állapotába (*kikapcsolt állapot*) kapcsolható át. A munkapont ebben az esetben két helyzetet foglal el, egyet a zárási tartományban és egyet a nyitótartományban.

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

1. A bemeneti jelek nem szabad annyira kivezérelnie a tranzisztor, 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 (pl. ha változások következnek be a környezeti hőmérsékletben, a tápfeszültségben stb.).
4. A munkapontot úgy kell megválasztani, hogy a tranzisztor *zaja* a megengedett *határokon* belül maradjon.

6.1.2. Tranzisztorok sztatikus és dinamikus üzemmódja

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

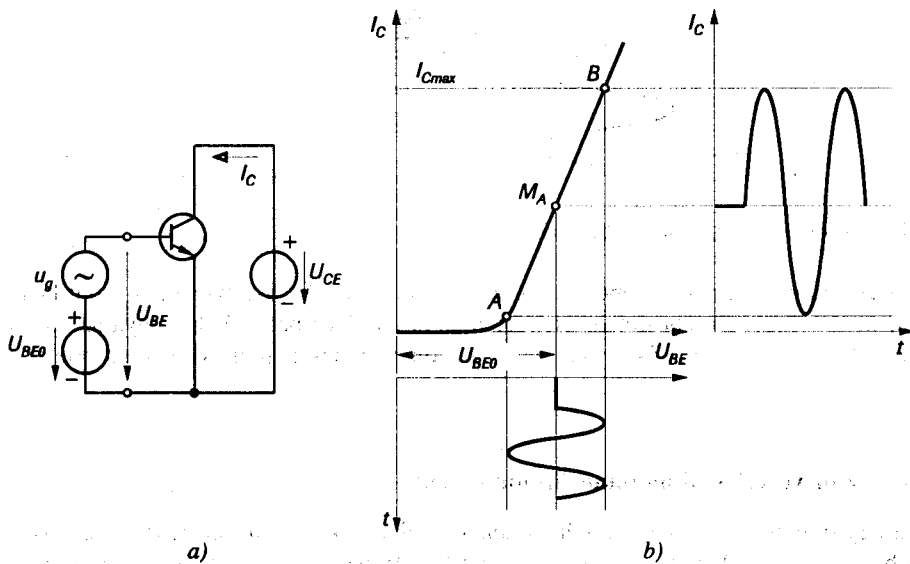
Dinamikus üzemmódban működik egy tranzisztor, ha vezérlés hatására a kimeneti feszültség változik (ilyenkor a kimeneti körbe ellenállás csatlakozik).

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.

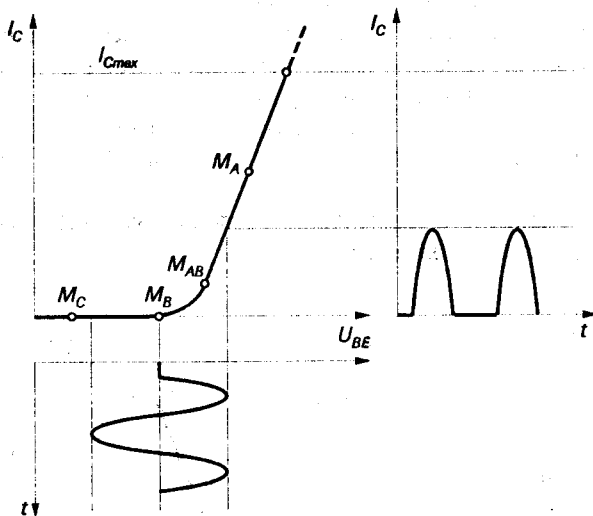
A 6.3. ábra, bipoláris tranzisztor sztatikus üzemmódban való vezérlését mutatja, amikor a munkapont a lineáris tartomány közepén van.



6.3. ábra. Bipoláris tranzisztor vezérlése sztatikus üzemmódban
a) elvi kapcsolás b) jelleggörbék

Annak függvényében, hogy a tranzisztor munkapontja vezérlés nélküli állapotban a karakterisztika melyik szakaszán helyezkedik el, a következő beállításokat különböztetjük meg (6.4. 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 6.3. 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.



6.4. ábra. A tranzisztor munkapont-beállítása

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 6.5.a. ábra egy bipoláris tranzisztor elvi kapcsolását szemlélteti *dinamikus üzemmódban*.

Az egyenáramú U_{BE0} , I_{B0} , U_{CE0} , I_{C0} komponensekre szuperponálódnak a vezérlő jel hatására kialakuló váltakozó áramok és feszültségek. A kimeneti áramkörben *Kirchhoff huroktörvénye* szerint:

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

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 (6.5.b. ábra). Ezt az egyenest a tranzisztor *munkaegyenesének* nevezzük. A grafikus ábrázolás érdekében, gyakorlatilag a tengelyekkel való metszéspontokat kell meghatározni:

- metszéspont a feszültségtengellyel:

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

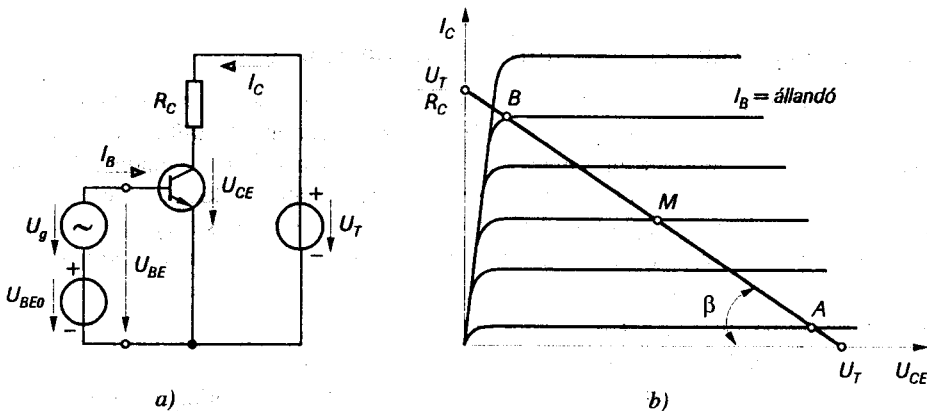
- metszéspont az áramtengellyel:

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

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

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

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 *aktív tartomány*, vagy más néven *normál működési tartomány*.



6.5. ábra. Bipoláris tranzisztor dinamikus üzemmódja

a) elvi kapcsolás b) munkaegyenes

Hasonló módon szerkeszthető meg a munkaegyenes, térvezérlésű 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.

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 a gyakorlatban azt jelenti, hogy legalább egy nagyságrenddel (10^1) 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.

6.2. 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 jelleggörbéi alapján megválasztott munkapontot.

6.2.1. Bipoláris tranzisztorok munkapont-beállítása

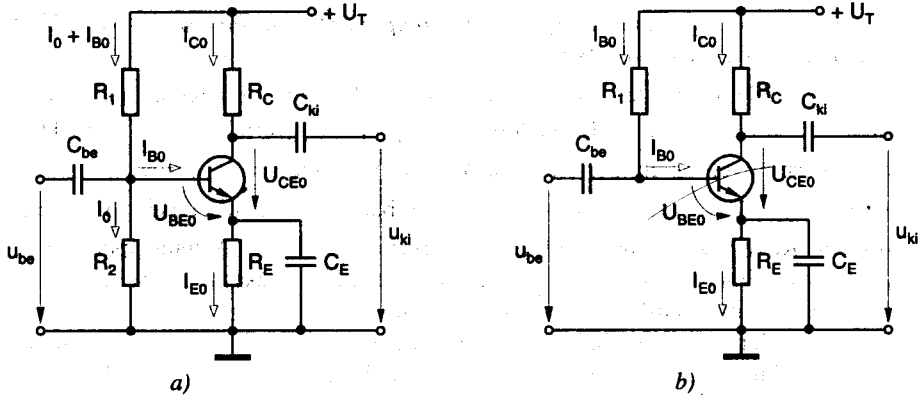
A munkapont beállításához a 6.5. ábrán látható módon a jelgenerátorral sorbakapcsolunk egy egyenfeszültség-forrást, amely a kívánt U_{BE0} feszültségértéket beállítja. A kimeneti kör polarizálását az U_T feszültségű tápegység biztosítja. Gyakorlati szempontból ennél a megoldásnál nehézséget okoz a földfüggetlen 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 feszültségosztóval (bázisosztóval)*;
- munkapont-beállítás *bázisárammal*.

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

Munkapont-beállítás bázisköri feszültségosztóval

A bázisköri feszültségosztós megoldást a 6.6.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.



6.6. ábra. Bipoláris tranzisztor munkapontjának beállítása
a) bázisköri feszültségosztóval b) bázisárammal

A bemeneti feszültségosztó méretezésénél alapvető szempont, hogy a rajta átfolyó I_0 áram sokkal nagyobb legyen, mint az I_{B0} munkaponti bázisáram.

$$I_{B0} \ll I_0, \Leftrightarrow I_0 \approx (5 + 10) \cdot I_{B0}.$$

A bázisáram az előbbi összefüggést felhasználva:

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

Ebben az esetben a feszültségosztó terheletlennek tekinthető, vagyis állandó U_{B0} bázisfeszültséget szolgáltat, függetlenül a bázisáram változásaitól.

$$U_{B0} = I_0 \cdot R_2 \approx U_T \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (U_{B0} = U_{BE0} + I_{E0} \cdot R_E \approx U_{BE0} + I_{C0} \cdot R_E)$$

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

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

A munkaegyenes metszéspontja az áramtengellyel:

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

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

- *germániumtranzisztor esetén* $\approx 0,2 + 0,3 \text{ V}$;
- *szilíciumtranzisztor esetén* $\approx 0,6 + 0,7 \text{ V}$.

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

↷ hőmérsékletnövekedés hatására a bázisáram ΔI_{B0} értékkel megnő, amely maga után vonja a kollektoráram növekedését $\Delta I_{C0} = \beta \cdot \Delta I_{B0}$ értékkel. A kollektoráram növekedése növeli az emitter-ellenálláson eső feszültséget $\Delta U_{E0} = \Delta I_{C0} \cdot R_E$ értékkel. Mivel $U_{B0} = U_{BE0} + U_{E0} = \text{állandó}$ \Rightarrow a bázis-emitter feszültség ΔU_{E0} értékkel csökken. Következésképpen csökken a bázisáram értéke is. A munkapont stabilitása annál jobb minél nagyobb az R_E emitter-ellenállás értéke; a nagy érték viszont hátrányos a munkapont-beállítás szempontjából.

Az előbbieken leírt visszacsabályozási mechanizmust, *negatív áram-visszacsatolásnak* nevezik és a hetedik fejezetben részletesen foglalkozunk vele.

Munkapont-beállítás bázisárammal

A 6.6.b. ábra bázisáram táplálású munkapont-beállító kapcsolást mutat. A munkaponti kollektoráramból kiszámítható a szükséges bázisáram:

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

Mivel a bázisáram csak az R_1 ellenálláson folyik:

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

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

6.2.2. Tervezrlésű tranzisztorok munkapont-beállítása

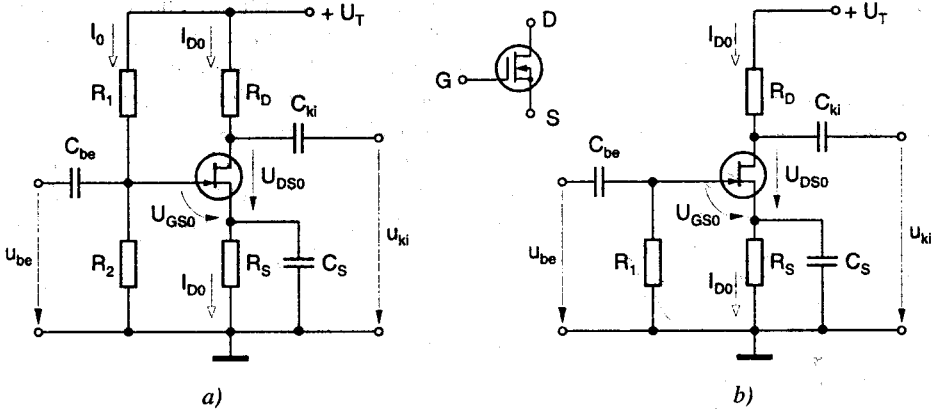
A tervezrlésű tranzisztorok túlnyomó része integrált áramkörök alkatelemeként kerül felhasználásra, ezek munkapont-beállítása biztosított. Az elektronikai ipar természetesen diszkrét formában is gyártja őket és előnyös tulajdonságaik sok alkalmazásban érvényesülnek. A FET-ek kijelű tartományban nagyfrekvenciás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

A tervezrlésű 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.

Önvezetű tervezrlésű tranzisztorok munkapont-beállítása

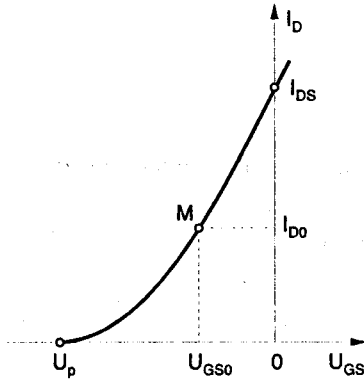
A 6.7. ábra JFET, vagy önvezetű MOSFET munkapont-beállítására alkalmas kapcsolásokat mutat. Az kiürítéses tervezrlésű tranzisztorok egyik alapvetű tulajdonsága, hogy nulla U_{GS} feszültség esetén is egy bizonyos csatornaáram folyik.

A 6.7.a. ábrán feszültségosztós megoldás állítja be a munkaponti gate-feszültséget. A 6.7.b. ábrán látható munkapont-beállítás esetén a gate-elektroda előfeszítését, csak az R_S ellenálláson eső feszültség biztosítja. A méretezések során figyelembe kell venni, hogy tervezérlésű tranzisztorok bemeneti árama nullának tekinthető. Az R_S ellenállás a munkapont termikus-stabilizálását biztosítja (a bipoláris tranzisztorokhoz hasonlóan).



6.7. ábra. Önvezető FET-ek munkapont-beállítása
 a) feszültségosztós megoldás b) source-ellenállásos megoldás

Az áramkörök méretezése az I_{D0} munkaponti drain-áram megválasztásával kezdődik. A transzfer karakterisztika segítségével (6.8. ábra) meghatározható a hozzá tartozó U_{GS0} gate-source feszültség. Az U_{GS0} számítására a következő egyenlet használható:



6.8. ábra. N csatornás JFET átviteli karakterisztikája

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

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:

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

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

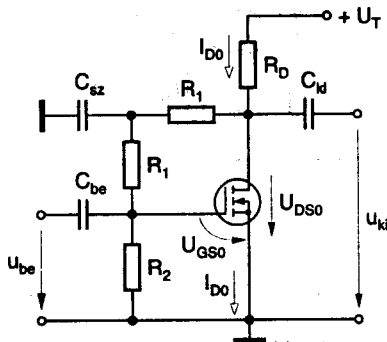
A 6.7.a. ábra esetén a feszültségosztót alkotó ellenállások, nagy értékűek:

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

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

Önzáró térvezérlésű tranzisztorok munkapont-beállítása

A 6.9. ábra önzáró (növekményes) MOSFET munkapont-beállítására alkalmas kapcsolást mutat. A gate-elektroda előfeszítése szempontjából egy R_S source-ellenállásnak itt nincs jelentősége. Abban az esetben ha a munkapont termikus stabilizálására van szükség, akkor be lehet iktatni a source és a föld közé egy R_S ellenállást, mint az önvezető FET-es kapcsolások esetén. A számítások hasonlóak az előzőekben tárgyalt esetekhez.



6.9. ábra. N csatornás önzáró MOSFET munkapont-beállítása

A munkaponti adatok és a tranzisztor paramétereinek ismeretében, az R_1 , R_2 , R_D ellenállások meghatározásához a következő összefüggések szükségesek:

$$I_{D0} = I_{DS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS0}}{U_p}\right)^2$$

$$U_{DS0} = U_{D0} = U_T - I_{D0} \cdot R_D$$

$$U_{GS0} = \frac{R_2}{2 \cdot R_1 + R_2} \cdot U_{DS0}$$

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

☞ Számítási példák:

1. Feladat:

Méretezze a 6.6.a. ábrán látható emitterkapcsolású erősítő munkapont-beállító elemeit!

Adatok:

$$\begin{aligned} U_T &= 15 \text{ V} \\ U_{BE0} &= 0,7 \text{ V} \\ I_{C0} &= 5 \text{ mA} \\ U_{CE0} &= 7 \text{ V} \\ U_{C0} &= 9 \text{ V} \\ B &= 150 \end{aligned}$$

Megoldás:

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

$$R_E = \frac{U_{C0} - U_{CE0}}{I_{C0}} = \frac{9 \text{ V} - 7 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 400 \Omega$$

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

$$U_{B0} = U_{C0} + U_{BE0} - U_{CE0} = 9 \text{ V} + 0,7 \text{ V} - 7 \text{ V} = 2,7 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{U_{B0}}{I_0} = \frac{U_{C0} + U_{BE0} - U_{CE0}}{I_0} = \frac{9 \text{ V} + 0,7 \text{ V} - 7 \text{ V}}{0,3 \text{ mA}} = 9 \text{ k}\Omega$$

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

2. Feladat:

Méretezze a 6.7.b. ábrán látható source-kapcsolású erősítő munkapont-beállító elemeit!

Adatok:

$$\begin{aligned} U_T &= 20 \text{ V} \\ U_{DS0} &= 10 \text{ V} \\ I_{D0} &= 2,5 \text{ mA} \\ I_{DS} &= 10 \text{ mA} \\ U_p &= -3 \text{ V} \end{aligned}$$

Megoldás:

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

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

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

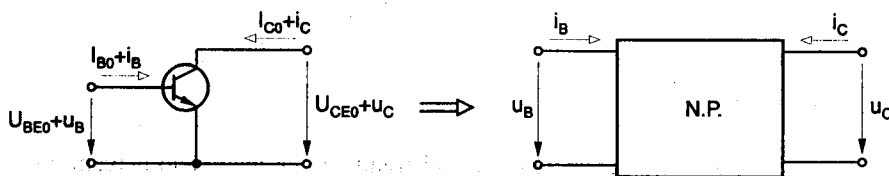
$$R_D = \frac{U_T - U_{DS0}}{I_{D0}} - R_S = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V}}{2,5 \text{ mA}} - 0,6 \text{ k}\Omega = \underline{3,4 \text{ k}\Omega}$$

Az R_1 ellenállás nem játszik szerepet a munkapont beállításában. Maximális értéke $M\Omega$ nagyságrendben van és meghatározza a kapcsolás bemeneti impedanciáját.

6.3. 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 akkor lehet, hogy hatására a munkaponti adatokhoz képest fellépő feszültség- és áramváltozások között a kapcsolat lineáris maradjon (*kisjelű működés*). Ilyen esetekben a tranzisztor – a munkaponti adatoktól eltekintve – **aktív lineáris négypólusnak tekinthető**.

A 6.10. ábra emitterkapcsolású erősítő négypólusként való értelmezését szemlélteti.



6.10 ábra. A tranzisztor mint lineáris négypólus

Kisfrekvencián szinuszos, vagy egyéb időben lassan változó jelekre a tranzisztor frekvencia-független, valós négypólusnak tekinthető. Jellemzésére számos helyettesítő kép használható. Az *elektronikai eszköz helyettesítő képének* nevezünk egy olyan elektronikai számítási szempontból egyenértékű kapcsolást, amely elektromos szempontból ugyanúgy viselkedik mint a helyettesített eszköz. Általános esetben a helyettesítő kép négy független paramétere jellemzi az eszközt. Ha a váltakozó mennyiségek amplitúdója kicsi, helyettesíthetjük őket egyenfeszültségek, illetőleg egyenáramok kis megváltozásával.

A helyettesítő kép bevezetésének a célja a számítások megkönnyítése, az eszköz működésének szemléletesebbé tétele.

Egy négypólus *bármely paraméterrendszerrel* jellemezhető. A tranzisztorok paraméterrendszerének kiválasztásakor mérés technikai szempontok döntenek.

Kisfrekvencián a bemeneten az üresjárás, a kimeneten a rövidzár valósítható meg legkönnyebben. Ehhez az úgynevezett *hibrid paraméterrendszer* tartozik.

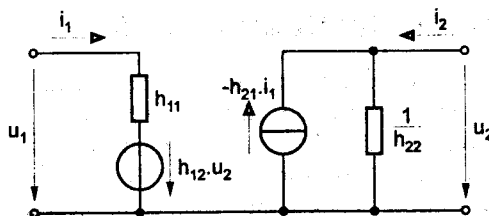
Magas frekvencián a rövidzár mérés technikai okokból könnyebb megvalósítani (mérőfrekvenciára hangolt rezgőkörök segítségével). Ezért ilyenkor az *admittancia-paramétereket* szokás megadni.

- 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 dimenzióit is figyelembe véve felrajzolható a bemeneti- és a kimeneti körre érvényes helyettesítő kép. A 6.11. ábra a hibrid paraméteres egyenletrendszernek megfelelő helyettesítő képet szemlélteti.



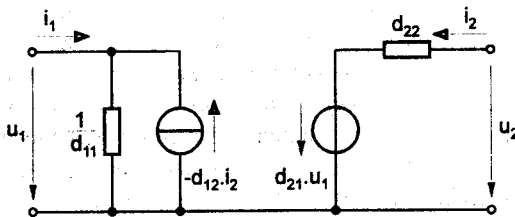
6.11. ábra. Kisjelű helyettesítő kép a h paraméterek segítségével

- 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 6.12. ábra az inverz hibrid paraméteres egyenletrendszernek megfelelő helyettesítő képet szemlélteti:



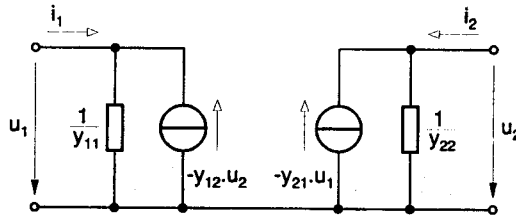
6.12. ábra: Kisjelű helyettesítő kép a d paraméterek segítségével

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

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

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

A 6.13. ábra az admittancia paraméteres egyenletrendszernek megfelelő helyettesítő képet mutatja.

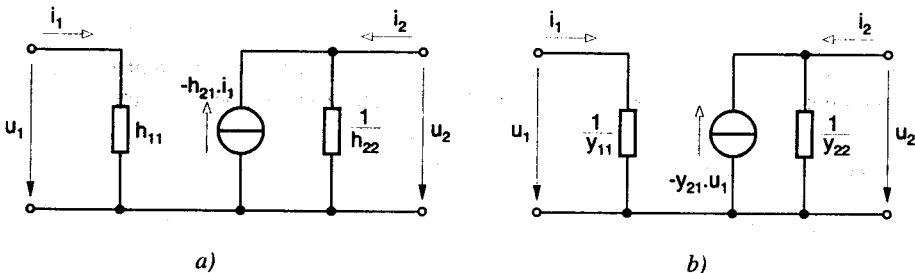


6.13. ábra. Kisjelű helyettesítő kép az y paraméterek segítségével

A tranzisztorok három alkapcsolásban kerülnek felhasználásra. Az egyenletrendszerek és a helyettesítő képek az egyes alkapcsolásokban formailag változatlanok maradnak, de a paraméterek értékei különböznek. Ez annak tulajdonítható, hogy különböző alkapcsolásokban más és más tekintünk kimeneti és bemeneti villamos jellemzőknek. A paraméterek megkülönböztetésére az indexben az alkapcsolást rövidítő kisbetűt használnak (pl. h_{21c}).

6.3.1. Bipoláris tranzisztorok helyettesítő képe

A bipoláris tranzisztorok négypólus rendszerű helyettesítő képei a 6.14. 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.



6.14. ábra. Bipoláris tranzisztorok helyettesítő képei

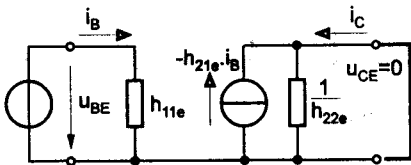
a) hibrid paraméteres helyettesítő kép b) admittancia paraméteres helyettesítő kép

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

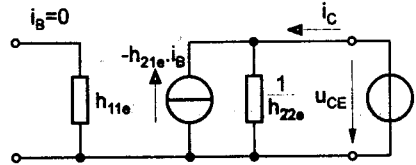
☛ **Számítási példa:**

Határozzuk meg a bipoláris tranzisztor négypólusú helyettesítő képe alapján az emitterkapcsolású *h* paramétereket!

Megoldás:



a)



b)

6.15. ábra.

A hibridparaméterek meghatározását és a 6.15. a) és b) ábrát felhasználva, kapjuk:

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0}; \Rightarrow h_{11e} = \left. \frac{u_{BE}}{i_B} \right|_{u_{CE}=0}$$

$$h_{21} = - \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0}; \Rightarrow h_{21e} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{u_{CE}=0} \equiv \beta$$

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0}; \Rightarrow h_{22e} = \left. \frac{i_C}{u_{CE}} \right|_{i_B=0}$$

A bázis- és kollektorkapcsolásra érvényes hibrid paramétereket úgy határozhatjuk meg, hogy a paramétereket meghatározó egyenletekbe a következő változókat helyettesítjük:

• báziskapcsolás esetén:

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{EB} \\ i_1 &= i_E \\ u_2 &= u_{CB} \\ i_2 &= i_C \end{aligned}$$

• kollektorkapcsolás esetén:

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{BC} \\ i_1 &= i_B \\ u_2 &= u_{EC} \\ i_2 &= i_E \end{aligned}$$

6.3.2. Térvezérlésű tranzisztorok helyettesítő képe

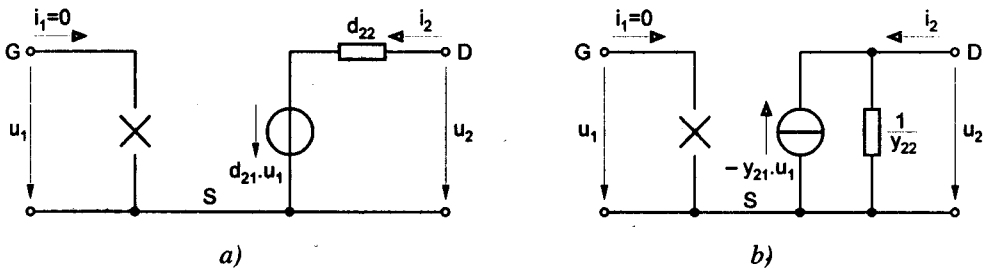
A térvezérlésű tranzisztorok jellemzésére a legalkalmasabbak az admittancia és az inverz hibrid paraméterek. Figyelembe kell venni, hogy a térvezérlésű tranzisztorok gate-árama elhanyagolható mértékű ($i_G \approx 0$), ami a nagyon nagy bemeneti ellenállásuknak a következménye.

Az admittancia paraméterek a source- és a drain-kapcsolásokra vonatkoztatva a következők:

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

Jó minőségű térvezérlésű tranzisztorokat feltételezve a visszahatást elhanyagolhatjuk és egyszerűsített helyettesítő képeket kapunk.

Az inverz hibrid paraméteres helyettesítő képet a 6.16.a. ábra, az admittancia paraméteres helyettesítő képet a 6.16.b. ábra, szemlélteti.



6.16. ábra. Térvezérlésű tranzisztorok helyettesítő képei

a) inverz hibrid paraméteres helyettesítő kép

b) admittancia paraméteres helyettesítő kép

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 munkaegyenes fogalmát!
7. Milyen kapcsolásokban lehet a bipoláris tranzisztor munkapontját beállítani?
8. Hogyan lehet egy önvezető MOSFET munkapontját beállítani?
9. Mit nevezünk helyettesítő képnek?
10. Milyen paraméterrendszerrel jellemezhető a JFET?
11. Határozza meg, a source- és a drain-kapcsolásokra vonatkoztatva az inverz hibrid paramétereket!
12. Határozza meg a bipoláris tranzisztor négypólus helyettesítő képe alapján az emitterkapcsolású y paramétereket!

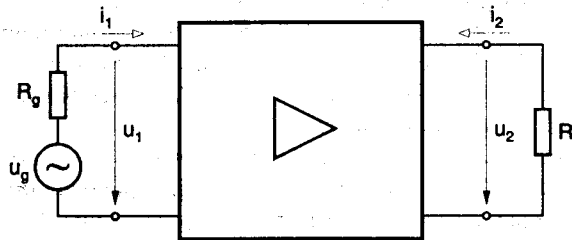
7. Erősítő áramkörök

7.1. 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 kapcsolásokat, amelyekkel egy jel erősítését lehet megvalósítani *erősítő*knak 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 négyfólyus*, amely képes a kimenetén a bemenetére kapcsolt elektromos jellel megegyező hullámformájú, de tetszőlegesen nagyobb teljesítményű (feszültségű, áramú) elektromos jelet szolgáltatni (7.1. 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, térvezérelt 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.



7.1. ábra. Erősítő tömbvázlata

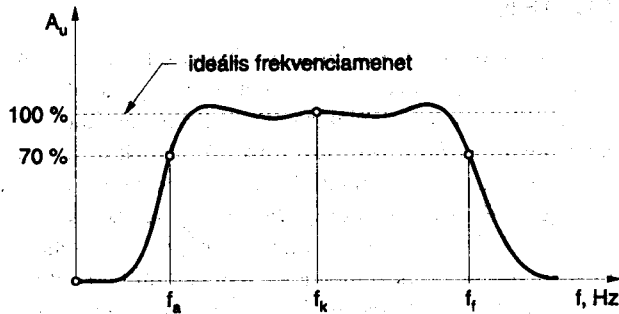
Az erősítő bemenetére kapcsolt jelforrás által szolgáltatott feszültség hullámformája (*alakja*) tetszőleges lehet. Az erősítendő jel típusa szerint megkülönböztetünk:

- Váltakozó feszültségű erősítőt** (– a bemeneti jel váltakozó feszültség).
- Egyenfeszültségű erősítőt** (– a bemeneti jel egyenfeszültség).

A váltakozó feszültségű erősítők erősítése a valóságban frekvenciafüggő. Létezik egy f_a *alsó-* és egy f_f *felső határfrekvencia*, a határfrekvenciák közötti tartomány *az erősítő sávszélessége* (7.2. ábra). Az erősítő határfrekvenciáinak azt a két frekvenciát nevezzük, amelyeken az erősítés 3 dB-lel ($0,7 \cdot A_u$) kisebb az f_k *közepes frekvencián* elért 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 erősítő*knak nevezzük. Bizonyos mérés-technikai és szabályozás-technikai alkalmazásokban gyakran csupán keskeny frekvenciasáv erősítésére van szükség, mivel a sávon kívül eső frekvenciájú jelek zavaró hatást fejtenek ki.

A kis sávszélességű erősítőket *hangolt*, vagy *szelektív erősítőknek* nevezzük. Az *egyenfeszültségű erősítők* alsó határfrekvenciája $f_a = 0$ Hz. Az *egyenfeszültségű erősítőknek*, a bemeneti feszültség igen lassan bekövetkező változásaira kell válaszolnia.



7.2. ábra. Egy erősítő frekvenciamenete

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 $k \approx 0,01 + 1\%$.

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* nevezzük. Megállapítható tehát, hogy az erősítő bemeneti jele egy vagy több különböző frekvenciájú, szinuszos lefolyású feszültség.

7.1.1. Az erősítők jellemzői

Az erősítők esetén háromféle erősítést határozhatunk meg:

• *Feszültségerősítés*

→

$$\bar{A}_u = \frac{u_2}{u_1}$$

• *Áramerősítés*

→

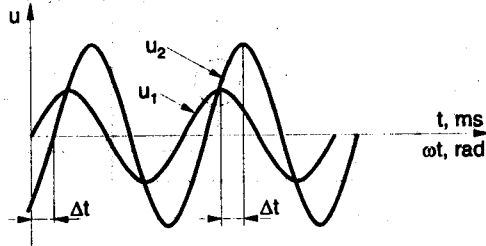
$$\bar{A}_i = - \frac{i_2}{i_1}$$

• *Teljesítményerősítés*

→

$$\bar{A}_p = \frac{p_2}{p_1} = \bar{A}_u \cdot \bar{A}_i$$

Az \bar{A} erősítés komplex szám, mivel az erősítő be- és kimeneti jelei általában nincsenek azonos fázisban (7.3. ábra).



7.3. ábra. Az erősítő bemeneti és kimeneti hullámformái

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 hányadosa.
- Az erősítés fázisszöge (φ_A) \Leftrightarrow a kimeneti jel fázistolása a bemeneti jelhez képest.

Az erősítés fázisszöge a Δt időeltérésnek megfelelő szögérték. Az erősítés nagyságát általában logaritmikus egységben (decibel-ben) fejezik ki:

$$\diamond a_u = 20 \cdot \lg A_u$$

$$\diamond a_i = 20 \cdot \lg A_i$$

$$\diamond a_p = 10 \cdot \lg A_p$$

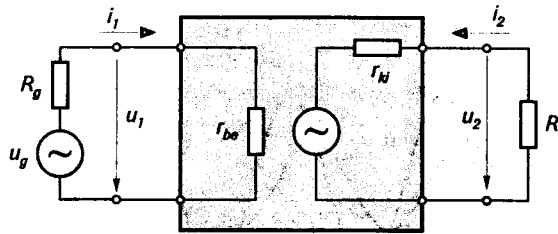
Az erősítők tervezése és felhasználása szükségessé teszi azoknak a paramétereknek az ismeretét amelyek az erősítő jellemzőit adják meg. A gyakorlati felhasználhatóságot mutató legfontosabb jellemzők a következők:

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

A 7.4. ábra egy erősítő belső felépítését szemlélteti. A bemeneti rész terheli a jelforrást, míg a kimenet generátornak tekinthető, amelyet az R_l terhelés zár le. Az r_{be} és r_{ki} differenciális ellenállásokat **bemeneti és kimeneti ellenállásoknak** nevezzük.

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.

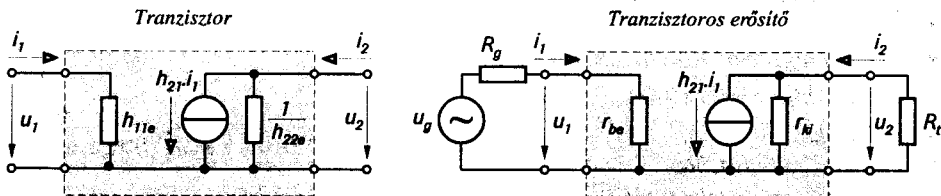


7.4. ábra. Erősítő, általános belső felépítése

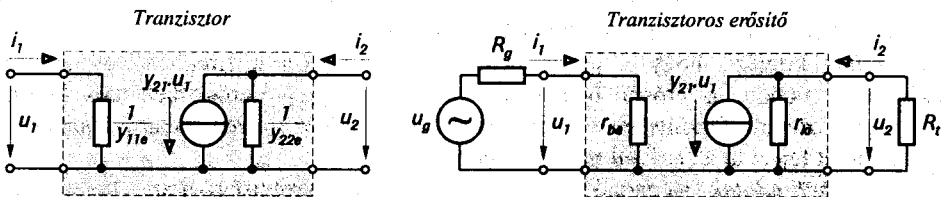
7.2. Erősítő alapkioscsolások bipoláris tranzisztorral

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

A tranzisztor kisfrekvenciás, kisjelű viselkedését általában formában a 7.5.a. ábra szerint, a *hibrid paraméteres helyettesítő kép* felhasználásával modellezhetjük. Nagyfrekvenciás esetben a kisjelű viselkedés leírására az admittancia paraméteres helyettesítő kép alkalmas (7.5.b. ábra.). Az r_{be} a tranzisztoros erősítő váltakozó áramú bemeneti ellenállását, az r_{ki} a váltakozó áramú kimeneti ellenállását képviseli.



a) hibrid paraméteres helyettesítő kép



b) admittancia paraméteres helyettesítő kép

7.5. ábra. A tranzisztor kisjelű helyettesítő kapcsolásai

Felhasználva a tranzisztor kisjelű helyettesítő kapcsolását (7.5.a. ábra) meghatározható a tranzisztor feszültség-, áram- és teljesítményerősítése.

Feszültségerősítés

A kapcsolat 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:

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

Áramerősítés

A kapcsolat áramerősítése:

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

Behelyettesítve a kimeneti áramra kapott összefüggést:

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

Ha a terhelő ellenállás értéke elhanyagolható az erősítő kimeneti ellenállása mellett, ($R_t \ll r_{ki}$):

$$A_i \approx h_{21}.$$

Teljesítményerősítés

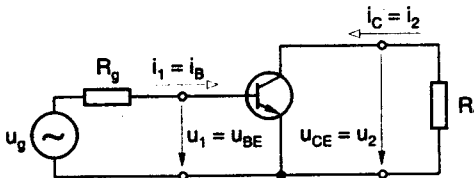
A kapcsolat teljesítményerősítése:

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

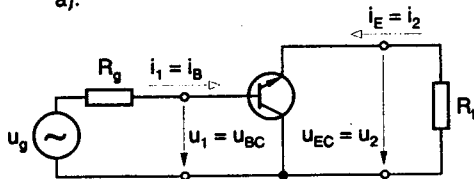
A levezetett összefüggések általános érvényűek és segítségükkel lehetővé válik a különböző kapcsolású fokozatok erősítésének kiszámítása. Mivel a tranzisztorok jellemzőit az adatlapokon a hibrid paraméterekkel adják meg, ezért ezek az összefüggések akkor válnak a gyakorlatban is használhatóvá, ha ismerjük 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 négyfólus-jellemzőket szemlélítetve – ezek a következők (7.6. a.b.c. ábra):

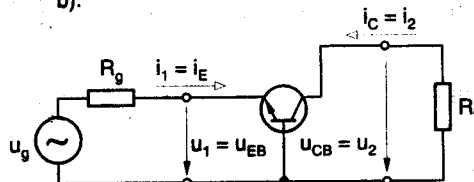
- közös emitteres kapcsolás (*emitterkapcsolás*);
- közös bázisú kapcsolás (*báziskapcsolás*);
- közös kollektoros kapcsolás (*kollektorkapcsolás vagy emitterkövető kapcsolás*).



a).



b).



c).

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

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

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

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

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

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.

7.2.1. Közös emitteres erősítőfokozat

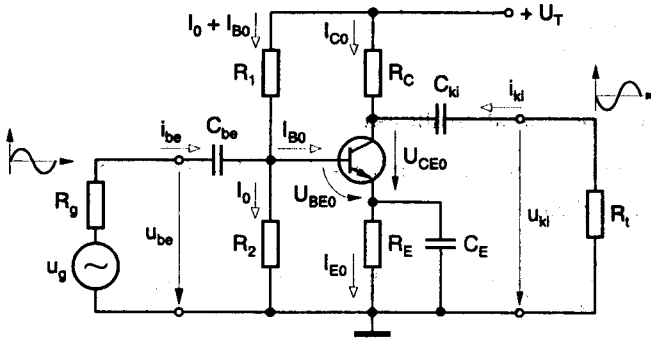
A 7.7. ábra egy közös emitteres erősítő kapcsolását szemlélíti. A kapcsolás bázisosztós munkapont-beállítású, a bemenet a bázis-emitter, a kimenet a kollektor-emitter, a közös elektróda az emitter.

Az elemek szerepe és a kapcsolás működése

A kapcsolást felépítő elemek szerepe a következő:

- R_1, R_2 munkapont-beállító,
- R_E munkapont-beállító és munkapont-stabilizáló,
- R_C munkapont-beállító és munkaellenállás,
- C_{be}, C_{ki} egyenfeszültség-leválasztó, valamint váltakozó feszültség csatoló,
- C_E , az R_E ellenállást váltakozó áramú szempontból rövidrezárja,
- a T tranzisztor az erősítő elem.

A működés során a tápegység egyenáramú teljesítménye alakul át a vezérlő u_g generátor által meghatározott ütemben váltakozó áramú teljesítménnyé és az így felerősített áramot, vagy feszültséget az R_t terhelés használja fel.

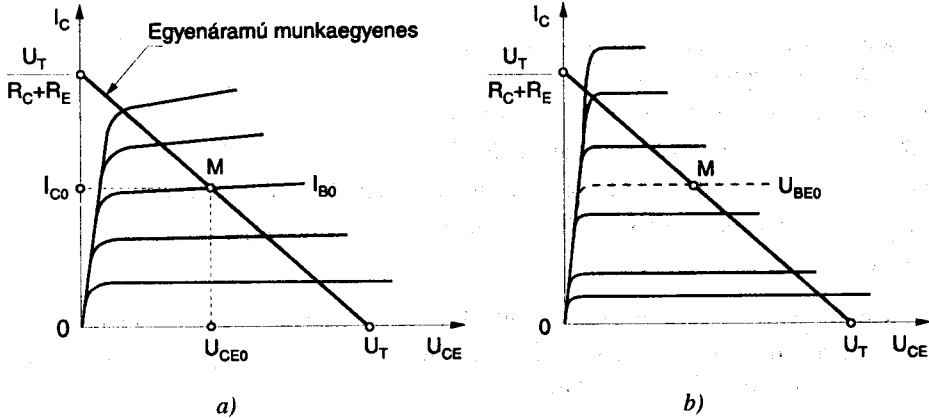


7.7. ábra. Közös emitteres erősítőkapcsolás

Feltételezve, hogy az u_{be} bemeneti feszültség pozitív irányban nő, ez a változás növeli az U_{BE0} 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. Az R_C ellenálláson eső feszültség növekedése előidézi az U_{CE0} feszültség csökkenését, amelyet a C_{ki} csatolókapacitás közvetít a kimenetre. Mivel az u_{ki} feszültség változása ellentétes irányú az u_{be} feszültség változásához viszonyítva, az **emitterkapcsolás fázist fordít**.

A munkaponti adatok meghatározása

A munkaponti adatokat szerkesztéssel az alkalmazott tranzisztor $I_C = f(U_{CE})$ karakterisztikái alapján, az **egyenáramú munkaegyenes** segítségével határozhatjuk meg. A szerkesztésnél az *M-munkapontot* az *A-osztályú* beállításra érvényesen, a munkaegyenes közepén kell felvenni (7.8. ábra). A kapcsolás egyenáramú munkaellenállása ebben az esetben: $R_C + R_E$. Ha a tápfeszültség (U_T), a kollektor-ellenállás (R_C) és az emitterellenállás (R_E) értékét ismertnek tekintjük, a tranzisztor négy munkaponti adata – I_{C0} , U_{CE0} , I_{B0} , U_{BE0} – a karakterisztikákról egyszerűen leolvasható.



7.8. ábra. A tranzisztor $I_C = f(U_{CE})$ karakterisztikái

a) $I_C = f(U_{CE}) \Big|_{I_B = \text{állandó}}$ b) $I_C = f(U_{CE}) \Big|_{U_{BE} = \text{állandó}}$

A tranzisztor munkapontjának beállítása

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

$$R_1 = \frac{U_T - U_{BE0} - I_{E0} \cdot R_E}{I_0 + I_{B0}}, \text{ ahol } I_0 = (5 + 10) \cdot I_{B0}$$

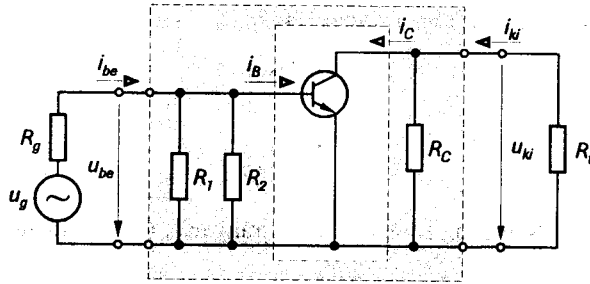
$$R_2 = \frac{U_{BE0} + I_{E0} \cdot R_E}{I_0}$$

A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása

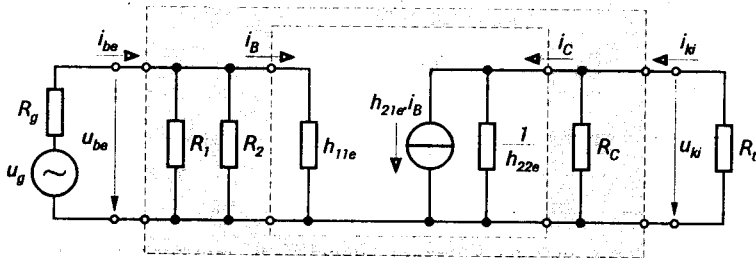
Az erősítő kapcsolás feszültségerősítése a hibrid paraméteres helyettesítő kép alapján számítással meghatározható. Az erősítő kapcsolás váltakozó áramú helyettesítő képe a 7.9. ábrán, hibrid paraméteres helyettesítő képe a 7.10. ábrán látható. A helyettesítő képek értelmezésénél figyelembe kell venni, 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 hibrid paraméteres helyettesítő kép egyszerűsítést tartalmaz, mivel nem vettük figyelembe a feszültség-visszahatást. Ez a számítások egyszerűsödéséhez vezet, de természetesen a kapott összefüggések csak közelítő jelleggel érvényesek.

A helyettesítő képen szereplő áramgenerátor árama, a vele párhuzamosan kapcsolt három ellenállás eredőjén hozza létre az u_{ki} feszültséget. Mivel az áram iránya ellentétes a feszültség irányával, negatív előjel adódik.

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



7.9. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kapcsolás



7.10. 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:

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

Mivel a tranzisztor *S meredeksége*:

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}, \Rightarrow A_{u(e)} = - S \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_C \times R_t \right).$$

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

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

vagy

$$A_{u(e)} \approx - S \cdot (R_C \times R_t).$$

A kapcsolás áramerősítésének meghatározása

A hibrid paraméteres helyettesítő kép felhasználásával:

$$i_{ki} = - \frac{u_{ki}}{R_t}$$

A negatív előjel a feszültség és az áram ellentétes irányának tulajdonítható.

$$i_{be} = \frac{u_{be}}{R_1 \times R_2 \times h_{11e}}$$

A meghatározott összefüggések helyettesítésével az áramerősítés:

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

$$A_{i(e)} = - A_{u(e)} \cdot \frac{R_1 \times R_2 \times h_{11e}}{R_t}$$

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

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

A kapcsolás teljesítményerősítése

A teljesítményerősítés a feszültség- és az áramerősítés abszolút értékeinek a szorzatával egyenlő.

$$A_{p(e)} = |A_{u(e)}| \cdot |A_{i(e)}|$$

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.

$$r_{be(e)} = \frac{u_{be}}{i_{be}}$$

A hibrid paraméteres helyettesítő kép elemeinek figyelembevételével:

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

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. Másként fogalmazva a kimeneti ellenállás az az ellenállás, amely az erősítő kimenetét lezárja amikor a terhelő ellenállás nem terheli a kimenetet.

$$r_{ki} = - \frac{u_{ki}(ü)}{i_{ki}(r)}$$

A helyettesítő kép elemeivel:

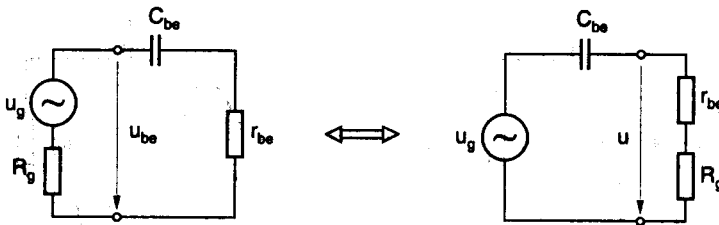
$$r_{ki(e)} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_C$$

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

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

A csatoló kondenzátorok hatása és méretezése

A váltakozó áramú helyettesítő kapcsolásban a csatoló kondenzátorokat közepes frekvencián, (1 kHz) váltakozó áramú szempontból rövidzárnak tekintettük. Alacsonyabb frekvenciákon ezek a kondenzátorok szintcsökkenést okoznak, mivel frekvenciafüggő feszültségosztót alkotnak az őket terhelő ellenállással. A csatoló kondenzátorok méretezése abból indul ki, hogy az erősítő f_a alsó határfrekvenciáján a szintcsökkenés általában nem lehet nagyobb mint 3 dB. A 7.11. ábra a bemeneti csatoló kondenzátor áramkörét szemlélteti.



7.11. ábra. A bemeneti csatoló kondenzátor méretezése

Ha a megengedhető maximális szintcsökkenés 3 dB, akkor:

$$a_u = 20 \cdot \lg \frac{u_g}{u} = 3 \text{ dB}, \Rightarrow \frac{u_g}{u} = 10^{0,15} = 1,41.$$

A feszültségosztás törvényét alkalmazva a 7.11. ábrán látható áramkörben:

$$\frac{u_g}{u} = \frac{\sqrt{(r_{be} + R_g)^2 + X_{C_{be}}^2}}{r_{be} + R_g} = 1,41 \Rightarrow 2 \cdot (r_{be} + R_g)^2 = (r_{be} + R_g)^2 + X_{C_{be}}^2.$$

A műveletek elvégzése után:

$$X_{C_{be}} = r_{be} + R_g.$$

Mivel $X_{C_{be}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot C_{be}}$, a csatolókapacitás értéke:

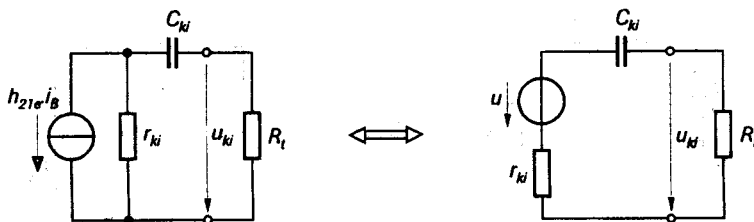
$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{be} + R_g)}.$$

Ha a vezérlő generátor belső ellenállása elhanyagolható ($R_g = 0$), akkor:

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot r_{be}}.$$

Hasonlóképpen járunk el a kimeneti csatolókapacitás számításánál is. A kimeneti kondenzátor áramköre a 7.12. ábrán látható. Átalakítva az áramgenerátort feszültséggenerátorrá, a kapott áramkör felépítése hasonló a bemeneti csatolókapacitáshoz. A levezetés mellőzésével:

$$C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{ki} + R_t)}.$$

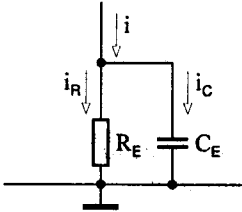


7.12. ábra. A kimeneti csatolókapacitás áramköre

Az emitterkondenzátor hatása és méretezése

Az emitterkondenzátor $X_{C_E} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_E}$ reaktanciája egészen alacsony frekvencián már nem tekinthető rövidzárnak, hanem *szakadásnak*. Az emitterkondenzátor kisfrekvenciás erősítéscsökkenést okoz és ugyanakkor megnövekszik a kapcsolás bemeneti ellenállása is.

Méretezésénél az a feltétel kell teljesüljön, hogy az erősítő alsó határfrekvenciáján is közelítően zárja rövidre az emitterellenállást. Ez a feltétel akkor teljesül, ha $i_C \gg i_R$ (7.13. ábra).



7.13. ábra. Emitterkondenzátor méretezése

$$i_C \approx 10 \cdot i_R \Leftrightarrow \frac{u_R}{X_{C_E}} = 10 \cdot \frac{u_R}{R_E}$$

$$\Rightarrow X_{C_E} = \frac{1}{10} \cdot R_E$$

Az emitterkondenzátor kapacitásának értékét a reaktancia összefüggésének a behelyettesítésével kapjuk:

$$\frac{R_E}{10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot C_E} \Rightarrow$$

$$C_E = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot R_E}$$

Az emitterkapcsolás jellemzői

Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- Feszültségerősítés $A_{u(e)}$ – **nagy**; jellemző érték: $10 + -500$; (van fázisfordítás).
- Áramerősítés $A_{i(e)}$ – **nagy**, jellemző érték: $10 + 500$.
- Teljesítményerősítés $A_{p(e)}$ – **nagyon nagy**, jellemző érték: $10^3 + 10^4$.
- Bemeneti ellenállás $r_{be(e)}$ – **közepes**, jellemző érték: $1 + 50 \text{ k}\Omega$.
- Kimeneti ellenállás $r_{ki(e)}$ – **közepes**, jellemző érték: $1 + 50 \text{ k}\Omega$.

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

Számítási példa:

Emitterkapcsolású erősítőfokozat tervezése bázisosztós kapcsolásban, NPN típusú szilícium-alapú tranzisztor felhasználásával!

Adatok:

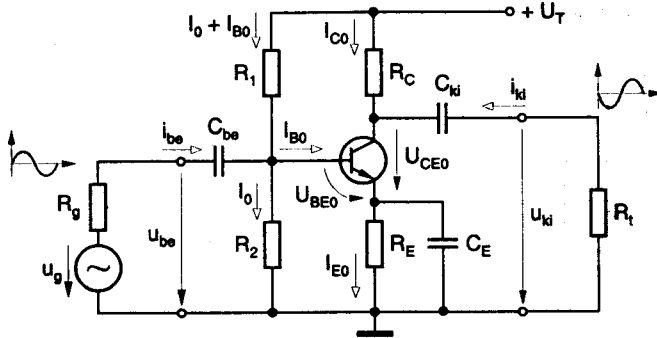
$U_T = 12 \text{ V}$	$U_{E0} = 1,5 \text{ V}$	$h_{11e} = 10 \text{ k}\Omega$
$U_{CE0} = 5 \text{ V}$	$I_{B0} = 8 \mu\text{A}$	h_{12e} elhanyagolható
$I_{C0} = 2 \text{ mA}$	$R_g = 2 \text{ k}\Omega$	$h_{21e} = 260$
$U_{BE0} = 0,6 \text{ V}$	$f_a = 20 \text{ Hz}$	$h_{22e} = 20 \mu\text{S}$
$R_l = 22 \text{ k}\Omega$		

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.

Megoldás:

a) Az erősítő kapcsolása az alábbi ábrán látható.



• A kollektorellenállás és az emitterellenállás értéke:

$$R_C = \frac{U_T - U_{CE0} - U_{E0}}{I_{C0}} = \frac{12 \text{ V} - 5 \text{ V} - 1,5 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = \underline{2,75 \text{ k}\Omega}$$

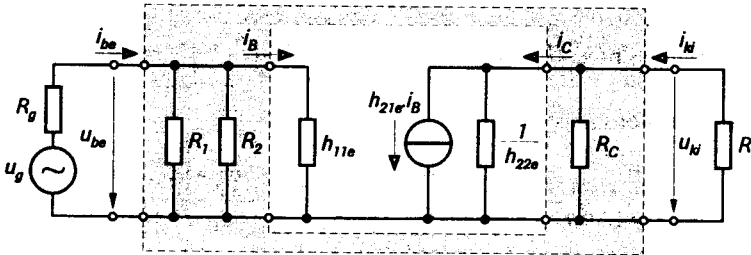
$$R_E = \frac{U_{E0}}{I_{C0}} = \frac{1,5 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = \underline{0,75 \text{ k}\Omega} = \underline{750 \Omega}$$

• A bázisosztó (feltételezve, hogy $I_0 = 10 \cdot I_{B0} = 10 \cdot 8 \mu\text{A} = 0,08 \text{ mA}$):

$$R_1 = \frac{U_T - U_{E0} - U_{BE0}}{I_0 + I_{B0}} = \frac{12 \text{ V} - 1,5 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,08 \text{ mA} + 0,008 \text{ mA}} = \underline{112,5 \text{ k}\Omega}$$

$$R_2 = \frac{U_{BE0} + U_{E0}}{I_0} = \frac{0,6 \text{ V} + 1,5 \text{ V}}{0,08 \text{ mA}} = \underline{26,25 \text{ k}\Omega}$$

b) A váltakozó áramú jellemzők számítására felhasználjuk a hibrid paraméteres helyettesítő kapcsolást.



• A kapcsolás feszültség erősítése:

$$A_{u(e)} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_C \times R_t \right) = -\frac{260}{10 \text{ k}\Omega} \cdot \left(\frac{1}{0,02 \text{ mS}} \times 2,75 \text{ k}\Omega \times 22 \text{ k}\Omega \right)$$

$$A_{u(e)} = -26 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 2,3 \text{ k}\Omega = \underline{\underline{-59,8}}$$

• Az áramerősítés:

$$A_{i(e)} = -A_{u(e)} \cdot \frac{R_1 \times R_2 \times h_{11e}}{R_t} = -A_{u(e)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t};$$

$$r_{be} = 112,5 \text{ k}\Omega \times 26,25 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega = \underline{\underline{6,8 \text{ k}\Omega}};$$

$$A_{i(e)} = -(-59,8) \cdot \frac{6,8 \text{ k}\Omega}{22 \text{ k}\Omega} = \underline{\underline{18,48}}$$

• A teljesítményerősítés:

$$A_{p(e)} = |A_{u(e)}| \cdot |A_{i(e)}| = |-59,8| \cdot |18,48| = \underline{\underline{1105}}$$

c) A kapcsolás bemeneti és kimeneti ellenállása:

$$r_{be} = R_1 \times R_2 \times h_{11e} = 112,5 \text{ k}\Omega \times 26,25 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega = \underline{\underline{6,8 \text{ k}\Omega}};$$

$$r_{ki} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_C = \frac{1}{0,02 \text{ mS}} \times 2,75 \text{ k}\Omega \approx \underline{\underline{2,75 \text{ k}\Omega}}$$

• A csatoló kondenzátorok kapacitása 3 dB szintcsökkenésre méretezve:

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{be} + R_g)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot (6,8 \cdot 10^3 \Omega + 2 \cdot 10^3 \Omega)} = \underline{\underline{9,04 \cdot 10^{-7} \text{ F}}};$$

☛ Választott érték: $C_{be} = \underline{\underline{1 \mu\text{F}}}$.

$$C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{ki} + R_t)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot (2,75 \cdot 10^3 \Omega + 22 \cdot 10^3 \Omega)} = \underline{3,21 \cdot 10^{-7} \text{ F}};$$

☞ Választott érték: $C_{ki} = \underline{330 \text{ nF}}$.

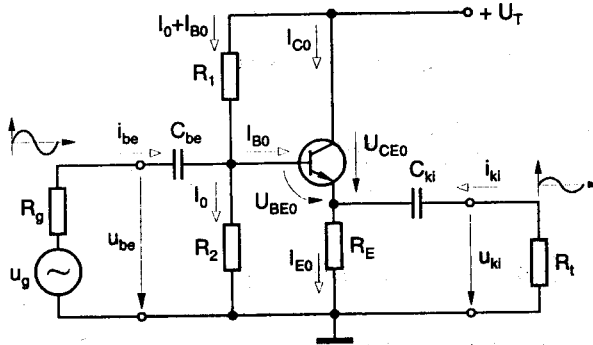
• Az emitterkondenzátor kapacitása:

$$C_E = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot R_E} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot 750 \Omega} = \underline{106 \cdot 10^{-6} \text{ F}};$$

☞ Választott érték: $C_E = \underline{150 \mu\text{F}}$.

7.2.2. Kollektorkapcsolású erősítőfokozat

A kollektorkapcsolású (*emitterkövető*) erősítő, egy lehetséges kapcsolása a 7.14. ábrán látható. A kollektor váltakozó áramú szempontból földpotenciálban van a tápfeszültséget 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.



7.14. ábra. Kollektorkapcsolású erősítőfokozat kapcsolása

Az elemek szerepe és a kapcsolás működése

A kapcsolást felépítő elemek szerepe a következő:

- R_1 és R_2 munkapont-beállító,
- R_E munkapont-beállító, munkapont-stabilizáló és munkaellenállás,
- R_t terhelő-ellenállás,
- C_{be} , C_{ki} egyenfeszültség-leválasztó és váltakozó feszültség csatoló kondenzátorok,
- a T tranzisztor erősítőelem.

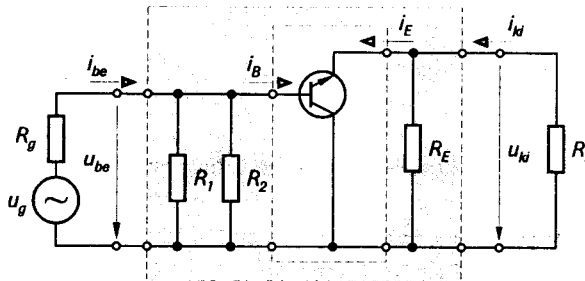
Feltételezve, hogy a bemeneti feszültség a pozitív félperiódusban nő, ez a bemeneti csatoló kondenzátoron keresztül növeli az U_{BE0} feszültséget és az I_{B0} áramot.

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

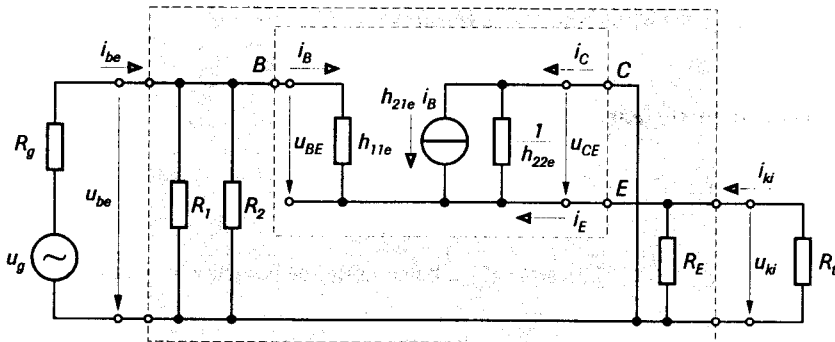
Megállapítható, hogy az emitterpotenciál követi a bázispotenciált, aminek a kapcsolás emitterkövető elnevezése tulajdonítható. A tranzisztor egyenáramú munkapont-beállítása ugyanúgy történik, mint az emitterkapcsolású erősítő fokozatnál.

Váltakozó feszültségű jellemzők

A kapcsolás jellemzőinek meghatározására szolgál a 7.15. ábrán látható váltakozó áramú helyettesítő kapcsolás és a 7.16. ábrán látható hibrid paraméteres helyettesítő kép.



7.15. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kapcsolás



7.16. 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 7.16. ábra alapján, felírható a kimeneti- és a bemeneti feszültség összefüggése:

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

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

A feszültségerősítés:

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

$$A_{u(c)} = \frac{S \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_t \right)}{1 + S \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_t \right)}$$

Felhasználva az $R_t \ll \frac{1}{h_{22e}}$ közelítő jellegű összefüggést:

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

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

A kapcsolás bemeneti ellenállása

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

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

$$r_{be}^* = \frac{u_{be}}{i_B} = \frac{u_{BE} + u_{ki}}{i_B} = \frac{u_{BE} + i_C \cdot R_t}{i_B},$$

ahol $R_t^* = R_E \times R_t$ a kapcsolás tényleges munkaellenállása.

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

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

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

A kapcsolás áramerősítésének meghatározása

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

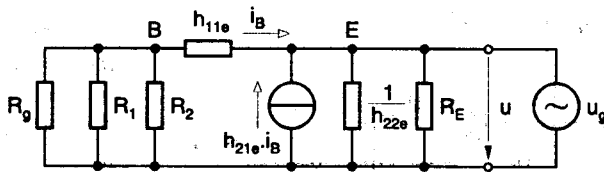
A kapcsolás teljesítményerősítése

$$\boxed{A_{p(c)} = |A_{u(c)}| \cdot |A_{i(c)}| \approx |A_{i(c)}|}$$

A kapcsolás kimeneti ellenállása

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

A belső áramkör kimeneti ellenállásának meghatározására a kimenetre u feszültségű generátort kapcsolunk (7.17. ábra). Az ábra felhasználásával kapjuk a belső áramkör kimeneti ellenállását:



7.17. ábra. A kimeneti ellenállás meghatározása

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

Abban az esetben, amikor a generátor belső ellenállása $R_g = 0$:

$$r_{ki}^{\bullet} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$$

A belső áramkör kimeneti ellenállásának az összefüggését felhasználva:

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

$$\boxed{r_{ki(c)} \approx \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times \frac{h_{11e}}{h_{21e}} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times \frac{1}{S}}$$

A kollektorkapcsolás jellemzői

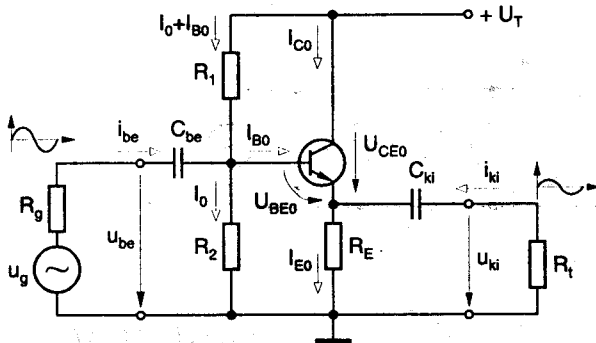
Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- Feszültségerősítés $A_{u(c)}$ – *fázisfordítás nélküli, egységnyi* feszültségerősítés $A_{u(c)} = 0,95 + 0,995.$
- Áramerősítés $A_{i(c)}$ – *nagy*, jellemző érték: $- 10 + - 500.$
- Teljesítményerősítés $A_{p(c)}$ – *közepes*, jellemző érték: $10 + 500.$
- Bemeneti ellenállás $r_{be(c)}$ – *közepes*, jellemző érték: $1 + 50 \text{ k}\Omega.$
- Kimeneti ellenállás $r_{ki(c)}$ – *nagyon kicsi*, jellemző érték: $10 + 100 \Omega.$
- Kivezérelhetőség – *nagy*, 1 V nagyságrendű jelet is képes lineárisan feldolgozni.

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

☞ Számítási példa:

Határozzuk meg az alábbi kollektorkapcsolású erősítő fokozat jellemzőit!



Adatok:

- $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$
- $u_g = 100 \text{ mV}$
- $R_g = 2 \text{ k}\Omega$
- $R_E = 3,3 \text{ k}\Omega$
- $R_L = 10 \text{ k}\Omega$
- $h_{11e} = 10 \text{ k}\Omega$
- $h_{21e} = 260$
- $h_{22e} = 20 \mu\text{S}$

Feladatok:

- a) A feszültségerősítés, áramerősítés, teljesítményerősítés meghatározása.
- b) A bemeneti ellenállás és a kimeneti ellenállás meghatározása.
- c) A kimeneti feszültség és a kimeneti áram meghatározása

Megoldás:

a) A kapcsolás feszültségerősítése:

$$A_{u(c)} = \frac{h_{21e} \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_L \right)}{1 + \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_E \times R_L \right)} = \frac{260}{10 \text{ k}\Omega} \cdot \left(\frac{1}{0,02 \text{ mS}} \times 3,3 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega \right)$$

$$A_{u(c)} = \frac{26 \cdot 2,35}{1 + 26 \cdot 2,35} = \frac{61,1}{1 + 61,1} = \underline{0,983}.$$

- A bemeneti ellenállás:

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

$$r_{be(c)} = 47 \text{ k}\Omega \times 47 \text{ k}\Omega \times [10 \text{ k}\Omega + 260 \cdot (3,3 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega)],$$

$$r_{be(c)} = 23,5 \text{ k}\Omega \times (10 \text{ k}\Omega + 644 \text{ k}\Omega) = \underline{22,68 \text{ k}\Omega}.$$

- A kapcsolás áramerősítése

$$A_{i(c)} = -A_{u(c)} \cdot \frac{r_{be(c)}}{R_t} = -0,983 \cdot \frac{22,68 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = \underline{-2,229}.$$

- A kapcsolás kimeneti ellenállása:

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

$$r_{ki(c)} = \frac{1}{0,02 \text{ mS}} \times 3,3 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{10 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega \times 47 \text{ k}\Omega \times 47 \text{ k}\Omega}{260} \right),$$

$$r_{ki(c)} = 3 \text{ k}\Omega \times 0,0453 \text{ k}\Omega \approx \underline{45,3 \Omega}.$$

- A kimeneti feszültség értéke:

$$u_{ki} = A_u \cdot u_{be} = A_u \cdot u_g \cdot \frac{r_{be}}{r_{be} + R_g} = 0,983 \cdot 100 \text{ mV} \cdot \frac{22,68 \text{ k}\Omega}{22,68 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} = \underline{90,33 \text{ mV}}.$$

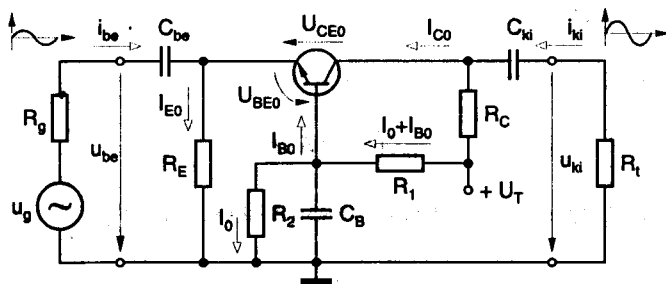
- A kimeneti áram értéke:

$$i_{ki} = \frac{u_{ki}}{R_t} = \frac{90,33 \text{ mV}}{10 \text{ k}\Omega} = \underline{9,033 \mu\text{A}}.$$

7.2.3. Báziskapcsolású erősítőfokozat

A báziskapcsolású (közös bázisú) erősítő kapcsolása a 7.18. ábrán látható. Az egyenáramú munkapont-beállítás feszültségosztós megoldású, a munkapont hőmérsékletváltozás okozta eltolódásának kompenzálását emitterellenállás biztosítja.

A báziskondenzátornak köszönhetően váltakozó áramú szempontból a bázis föltpotenciálón van.



7.18. ábra. Báziskapcsolású erősítőfokozat

Az elemek szerepe és a kapcsolás működése

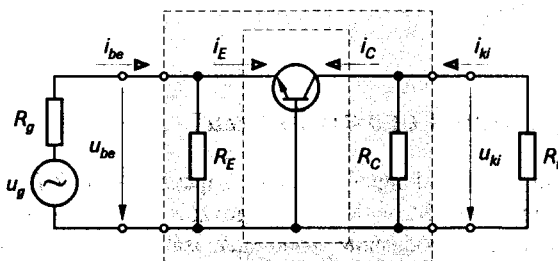
A kapcsolást felépítő elemek szerepe a következő:

- R_1, R_2 munkapont-beállító ellenállás,
- R_E munkapont-beállító, és munkapont-stabilizáló ellenállás,
- R_C munkapont-beállító, és munkaellenállás,
- R_t terhelő-ellenállás,
- C_{be}, C_{ki} egyenfeszültség-leválasztó és váltakozó feszültség csatoló kondenzátorok,
- C_B a tranzisztor bázisát váltakozó áramú szempontból földeli,
- a T tranzisztor erősítőelem.

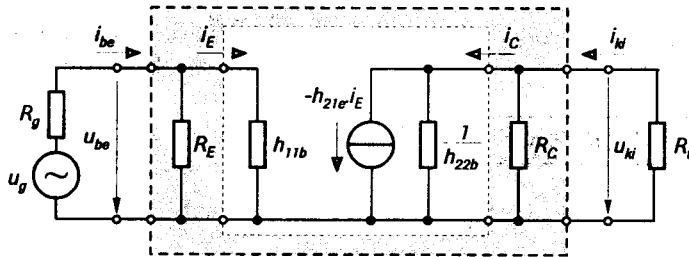
A bemeneti jel pozitív félperiódusában az emitterpotenciál nő, ami az U_{BE0} bázis-emitter feszültség csökkenéséhez vezet, mivel a bázispotenciál állandó. A bázis-emitter feszültség csökkenésének következményeként csökken az I_{EO} emitter- és az I_{CO} kollektoráram, ami az R_C kollektorellenálláson 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 váltakozó áramú helyettesítő képét a 7.19. ábra, hibrid paraméteres helyettesítő képét pedig a 7.20. ábra szemlélteti.



7.19. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kapcsolás



7.20. ábra. Hibrid paraméteres helyettesítő kapcsolás

A kapcsolás bemeneti ellenállása

A 7.20. ábra alapján, a tranzisztor r_{BE} bemeneti ellenállása:

$$r_{BE} = h_{11b} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$$

Az erősítő kapcsolás bemeneti ellenállása:

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

A báziskapcsolás bemeneti ellenállása β -ad része az emitterkapcsolás bemeneti ellenállásának és ennek megfelelően értéke néhány 10Ω 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 összehasonlíttjuk a tranzisztor 7.19. ábrán látható kapcsolását az emitterkapcsolású erősítőfokozat esetén érvényes váltakozó áramú képpel, akkor láthatjuk, hogy a jelgenerátor mindkét esetben ugyanarra a két kivezetésre csatlakozik. Ezért a báziskapcsolás feszültségerősítése megegyezik a közös emitteres kapcsolásával, viszont nem hoz létre fázisfordítást.

$$A_{u(b)} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -h_{21b} \cdot \frac{r_{ki} \times R_t}{r_{be}} \approx h_{21e} \cdot \frac{R_C \times R_t}{h_{11e}} = S \cdot (R_C \times R_t),$$

$$A_{u(b)} \approx S \cdot (R_C \times R_t).$$

A kapcsolás áramerősítésének meghatározása

A fokozat áramerősítése kisebb mint egy, mivel a tranzisztor i_E bemeneti árama nagyobb mint az i_C kimeneti árama.

$$A_{i(b)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = -\frac{R_C \times R_t}{R_t} < -1.$$

A kapcsolás teljesítményerősítése

A kapcsolás teljesítményerősítése, – az áramerősítés értékének köszönhetően – kisebb, mint a feszültségerősítés nagysága.

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* $A_{i(b)}$ – közelítően **egységnyi**, jellemző érték: – 0,1 + – 0,99.
- *Teljesítményerősítés* $A_{p(b)}$ – megegyezik a feszültségerősítés értékével.
- *Bemeneti ellenállás* $r_{be(b)}$ – **kicsi**, jellemző érték: 10 + 100 Ω.
- *Kimeneti ellenállás* $r_{ki(b)}$ – **nagy**, jellemző érték: 1 + 10 kΩ.

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.

7.2.4. Bipoláris tranzisztoros erősítő alapkapsolások tulajdonságainak összefoglalása

A bipoláris tranzisztoros erősítő alapkapsolások tulajdonságainak összefoglalását és jellemzőinek számítására alkalmas összefüggéseket a 7.1. táblázat tartalmazza.

Alap-kapsolás	EMITTERKAPCSOLÁS	BÁZISKAPCSOLÁS	KOLLEKTORKAPCSOLÁS
Fázis-fordítás	van	nincs	nincs
Z_{be}	közepes (1 + 50 k Ω) $= R_1 \times R_2 \times h_{11e} \approx h_{11e}$	kicsi (1 + 50 Ω) $= R_E \times r_{BE} \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}} = \frac{1}{S}$	nagy (100 k Ω + 5 M Ω) $= R_1 \times R_2 \times (h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E \times R_t)$ $\approx R_1 \times R_2 \times h_{21e} \cdot (R_E \times R_t)$
Z_{ki}	közepes (10 + 100 k Ω) $= \frac{1}{h_{22e}} \times R_C \approx R_C$	közepes (1 + 10 k Ω) $= \frac{1}{h_{22b}} \times R_C \approx R_C$	kicsi (10 + 1000 Ω) $\approx \frac{h_{11e} + (R_g \times R_1 \times R_2)}{h_{21e}}$
A_u	nagy (- 10 + - 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 + - 100) $= S \cdot (R_C \times R_t)$	egységnyél kisebb (0,95 + 0,995) $\approx \frac{S \cdot (R_E \times R_t)}{1 + S \cdot (R_E \times R_t)} \approx 1$
A_i	nagy (10 + 100) $\approx h_{21e} \cdot \frac{R_C \times R_t}{R_t}$	egységnyél kisebb (- 0,1 + - 0,99) $= -\frac{R_C \times R_t}{R_t} < -1$	nagy (- 10 + - 100) $= -A_{u(c)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t} \approx -h_{21e} \cdot \frac{R_E \times R_t}{R_t}$
A_p	nagyon nagy (10 ³ + 10 ⁴)	megegyezik a feszültségerősítéssel	megegyezik az áramerősítéssel

$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{N} \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$;	$h_{21b} = -\frac{h_{21e} + \Delta h_{(e)}}{N} \approx -1$;	$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{N} \approx \frac{h_{22e}}{h_{21e}}$;	$\Delta h_{(b)} = \frac{\Delta h_{(e)}}{N}$;
$h_{11c} = h_{11e}$;	$h_{21c} = -(h_{21e} + 1) \approx -h_{21e}$;	$h_{22c} = h_{22e}$;	$\Delta h_{(c)} = N \approx h_{21e}$;
$N = h_{21e} + 1 + \Delta h_{(e)} = h_{11e} \cdot h_{22e} + h_{21e} + 1 \approx h_{21e} + 1 \approx h_{21e}$;			$\Delta h_{(e)} = h_{11e} \cdot h_{22e} \cdot$

7.1. táblázat.

7.3. Erősítő alapkapsolások tervezérlésű tranzisztorral

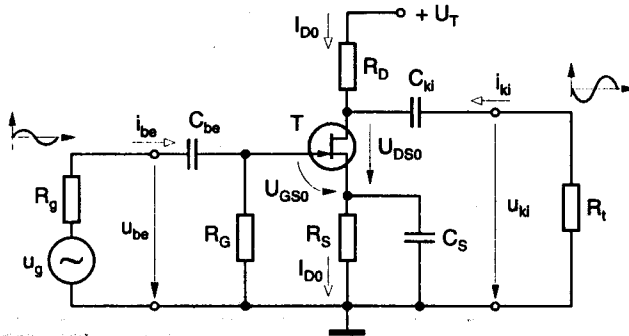
A tervezérlésű tranzisztorokkal kivitelezett erősítőkapcsolások, a bipoláris tranzisztoros fokozatokéhoz hasonlóan tárgyalható. A tervezérlésű tranzisztorok különleges előnye a nagyon nagy bemeneti ellenállás, amely gyakorlatilag teljesítménymentes vezérlést tesz lehetővé és így a bemeneti áram értéke nullának tekinthető.

Három alapkapsolást különböztetünk meg, amelyek elnevezése a négypólus be- és kimenete szempontjából közös elektródára utal:

- Source-kapcsolás** (forrás-kapcsolás)
- Drain-kapcsolás** (nyelő-kapcsolás)
- Gate-kapcsolás** (kapu-kapcsolás).

7.3.1. Source-kapcsolású erősítőfokozat

A 7.21. ábra egy source-kapcsolású - záróréteges tervezérlésű tranzisztorral (*J-FET*) kivitelezett - erősítő fokozat felépítését szemlélteti. A kapcsolás bemenete a *gate-source*, a kimenet a *drain-source*, a közös elektróda a *source*.



7.21. ábra. Source-kapcsolású erősítőfokozat

Az elemek szerepe és a kapcsolás működése

A kapcsolást felépítő elemek szerepe a következő:

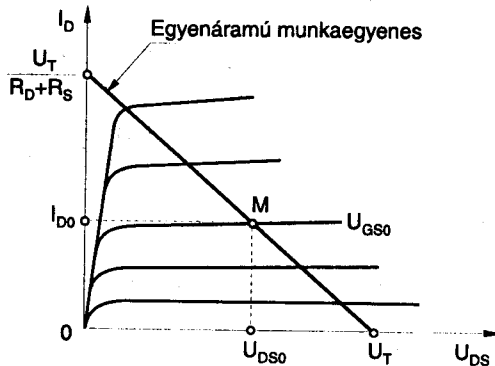
- R_G munkapont-beállító,
- R_S munkapont-beállító és munkapont-stabilizáló,
- R_D munkapont-beállító és munkaellenállás,
- C_{be} és C_{ki} egyenfeszültség-leválasztó, valamint váltakozó feszültség csatoló,
- C_S az R_S ellenállást váltakozó áramú szempontból rövidrezárja (a source váltakozó áramú szempontból testpotenciálra kerül),
- a T tranzisztor, erősítő elem,
- R_t terhelő-ellenállás,
- R_g a jelgenerátor belső ellenállása.

A működés során a tápegység egyenáramú teljesítménye alakul át a vezérlő u_g generátor által meghatározott ütemben váltakozó áramú teljesítménnyé, és az így felerősített feszültséget (áramot) az R_t terhelés használja fel.

Feltételezve, hogy az u_{be} bemeneti feszültség pozitív irányban nő, ez a változás csökkenti az U_{GS0} záróirányú feszültséget és az I_{D0} csatornaáram növekszik. A csatornaáram növekedése előidézi az R_D ellenálláson eső feszültség növekedését, amely ugyanakkor az U_{DS0} 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-kapcsolás fázist fordít*.

A munkaponti adatok meghatározása

A munkaponti adatokat az alkalmazott tranzisztor $I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS} = \text{állandó}}$ karakterisztikái alapján az *egyenáramú munkaegyenes* segítségével határozhatjuk meg. A szerkesztésnél az *M-munkapontot* az A-osztályú beállításra érvényesen, a munkaegyenes közepén kell felvenni (7.22. ábra). A kapcsolás egyenáramú munkaellenállása ebben az esetben: $R_D + R_S$. Ha a tápfeszültség (U_T), és az egyenáramú munkaellenállás értékét ismertnek tekintjük, a tranzisztor három munkaponti adata – I_{D0} , U_{DS0} , U_{GS0} – a karakterisztikáról leolvasható.



7.22. ábra. A tranzisztor $I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS} = \text{állandó}}$ karakterisztikája

A tranzisztor munkapontjának beállítása

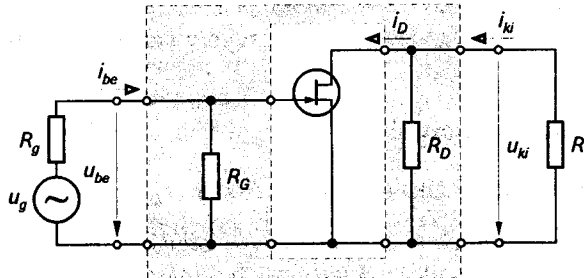
A két munkapont-beállító ellenállás értéke, - R_D , R_S - a munkaponti adatok ismeretében számítással meghatározható.

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

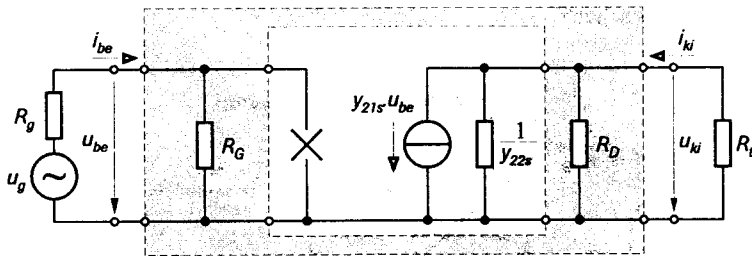
$$R_D = (R_D + R_S) - R_S.$$

A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása

Az erősítő kapcsolás váltakozó áramú helyettesítő képe a 7.23. ábrán, admittancia paraméteres helyettesítő képe a 7.24. ábrán látható. A helyettesítő képek értelmezésénél figyelembe kell venni, hogy közepes működési frekvencián (1 kHz) dolgozunk és ennek megfelelően a kondenzátorok rövidzárak tekinthetők. Váltakozó áramú szempontból a tápfeszültséget szolgáltató feszültséggenerátor szintén rövidzárak tekinthető.



7.23. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kapcsolás



7.24. ábra. Admittancia paraméteres helyettesítő kapcsolás

A helyettesítő képben szereplő áramgenerátor árama, a vele párhuzamosan kapcsolt három ellenállás eredőjén hozza létre az u_{ki} feszültséget. Mivel az áram iránya ellentétes a feszültség irányával, negatív előjel adódik:

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

A kapott kifejezést behelyettesítve a feszültségerősítés képletébe:

$$A_{u(s)} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{-y_{21s} \cdot u_{be} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_D \times R_t \right)}{u_{be}};$$

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

Abban az esetben mikor $R_c \ll \frac{1}{y_{22s}}$, 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 az áramerősítés:

$$A_{i(s)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = -A_{u(s)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t}$$

A kapcsolás teljesítményerősítése

A teljesítményerősítés, a feszültség- és az áramerősítés abszolút értékeinek a szorzatával egyenlő:

$$A_{p(s)} = |A_{u(s)}| \cdot |A_{i(s)}|$$

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.

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

Az admittancia paraméteres helyettesítő kép elemeinek figyelembevételével:

$$r_{be(s)} = R_G$$

A kapcsolás kimeneti ellenállása

A kimeneti ellenállás az üresjárati kimeneti feszültség és a rövidzárlati kimeneti áram hányadosa. Másként fogalmazva: – a kimeneti ellenállás az az ellenállás, amely az erősítő kimenetét lezárja, amikor terhelő ellenállás nem terheli a kimenetet.

$$r_{ki} = -\frac{u_{ki}(u)}{i_{ki}(r)}$$

A helyettesítő kép elemeivel:

$$r_{ki(s)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_D$$

A csatoló kondenzátorok méretezése

A csatoló kondenzátorok által az erősítő f_a alsó határfrekvenciáján beiktatott szintcsökkenés általában nem lehet nagyobb, mint 3 dB. Számításuk 3 dB szintcsökkenés esetén a bipoláris tranzisztoros erősítő kapcsolásoknál levezetett összefüggésekkel lehetséges.

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{be} + R_g)}$$

Ha a vezérlő generátor belső ellenállása elhanyagolható ($R_g = 0$), akkor:

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot r_{be}}$$

A kimeneti csatoló kondenzátor:

$$C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{ki} + R_l)}$$

A source-kondenzátor méretezése

Méretezésénél az a feltétel kell teljesüljön, hogy az erősítő alsó határfrekvenciáján is megközelítően zárja rövidre a source-ellenállást. A bipoláris erősítő kapcsolásoknál levezetett összefüggés felhasználásával:

$$C_s = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot R_s}$$

A source-kapcsolású erősítő fokozat jellemzői

Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- Feszültségerősítés $A_{u(s)}$ – *közepes*, jellemző érték: -1 + -20 (van fázisfordítás).
- Áramerősítés $A_{i(s)}$ – *nagy*, jellemző érték: 100 + 5000.
- Teljesítményerősítés $A_{p(s)}$ – *nagy*, jellemző érték: $10^3 + 10^4$.
- Bemeneti ellenállás $r_{be(s)}$ – *nagy*, jellemző érték: 1 + 10 MΩ.
- Kimeneti ellenállás $r_{ki(s)}$ – *közepes*, jellemző érték: 1 + 10 kΩ.

A source-kapcsolású erősítő fokozat olyan elektronikus áramkörökben kerül alkalmazásra, ahol nagy bemeneti ellenállásra van szükség és megfelel a közepes feszültségerősítés.

☞ Számítási példa:

Source-kapcsolású erősítőfokozat tervezése N -csatornás JFET felhasználásával.

Adatok:

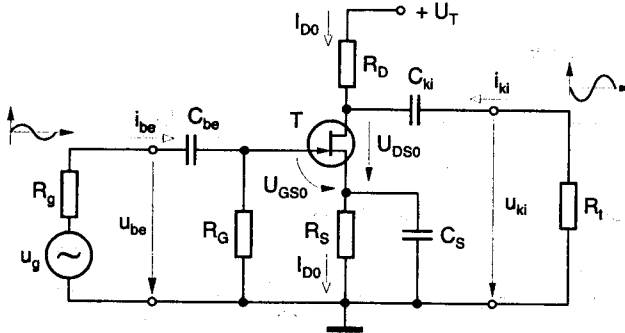
$$\begin{array}{lll} U_T = 12 \text{ V} & R_G = 1 \text{ M}\Omega & \\ I_{D0} = 1,5 \text{ mA} & R_t = 22 \text{ k}\Omega & y_{21s} = 2,5 \text{ mA/V} \\ U_{DS0} = 5 \text{ V} & R_g = 47 \text{ k}\Omega & y_{22s} = 25 \text{ }\mu\text{S} \\ U_{GS0} = -1,2 \text{ V} & f_u = 10 \text{ Hz} & \end{array}$$

Feladatok:

- A kapcsolás és a munkapont-beállító ellenállások meghatározása.
- A kapcsolás feszültségerősítésének és áramerősítésének a meghatározása.
- Az erősítő fokozat bemeneti és kimeneti ellenállásának meghatározása.
- A csatoló kondenzátorok és a source-kondenzátor kapacitásának meghatározása.

Megoldás:

a). Az erősítőfokozat kapcsolása az alábbi ábrán látható.



• A munkapont-beállító elemek:

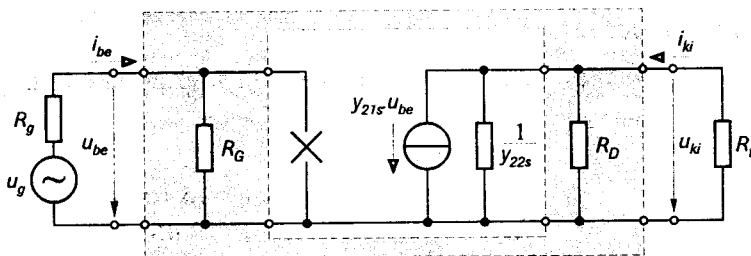
$$R_S = \frac{|U_{GS0}|}{I_{D0}} = \frac{|-1,2 \text{ V}|}{1,5 \text{ mA}} = 0,8 \text{ k}\Omega = \underline{800 \text{ }\Omega};$$

$$R_D = \frac{U_T - U_{DS0} - I_{D0} \cdot R_S}{I_{D0}} = \frac{12 \text{ V} - 5 \text{ V} - 1,5 \text{ mA} \cdot 0,8 \text{ k}\Omega}{1,5 \text{ mA}} = \frac{12 \text{ V} - 6,2 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = \underline{3,86 \text{ k}\Omega}.$$

b) A feszültségerősítés az admittancia paraméteres helyettesítő kép felhasználásával:

$$A_{u(s)} = -y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_D \times R_t \right);$$

$$A_{u(s)} = -2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot \left(\frac{1}{0,025 \text{ mS}} \times 3,86 \text{ k}\Omega \times 22 \text{ k}\Omega \right) = -2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 3,03 \text{ k}\Omega = \underline{-7,57}.$$



- A kapcsolás áramerősítése:

$$A_{i(s)} = -A_{u(s)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t}, \text{ ahol } r_{be} = R_G = \underline{1 \text{ M}\Omega};$$

$$A_{i(s)} = -(-7,57) \cdot \frac{1000 \text{ k}\Omega}{22 \text{ k}\Omega} = \underline{344}.$$

- c) A kapcsolás bemeneti és kimeneti ellenállása:

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

$$r_{ki(s)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_D = \frac{1}{0,025 \text{ mS}} \times 3,84 \text{ k}\Omega = \underline{3,52 \text{ k}\Omega}.$$

- d). A bemeneti csatoló kondenzátor kapacitása:

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{be} + R_g)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ Hz} \cdot (10^6 \Omega + 47 \cdot 10^3 \Omega)} = \underline{15,2 \cdot 10^{-9} \text{ F}};$$

- választott érték: $C_{be} = \underline{18 \text{ nF}}$.

- A kimeneti csatoló kondenzátor kapacitása:

$$C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{ki} + R_t)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ Hz} \cdot (3,52 \cdot 10^3 \Omega + 22 \cdot 10^3 \Omega)} = \underline{623,6 \cdot 10^{-9} \text{ F}};$$

- választott érték: $C_{ki} = \underline{680 \text{ nF}}$.

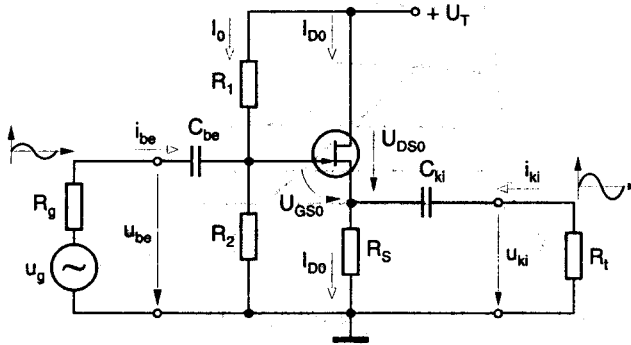
- A source-kondenzátor kapacitása:

$$C_S = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot R_S} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ Hz} \cdot 800 \Omega} = \underline{198,9 \mu\text{F}};$$

- választott érték: $C_S = \underline{220 \mu\text{F}}$.

7.3.2. Drain-kapcsolású (source-követő) erősítőfokozat

A 7.25. ábra egy drain-kapcsolású – önvezető térvezérlésű tranzisztorral (JFET) kivitelezett – erősítő fokozat felépítését szemlélteti. A kapcsolás bemenete a gate-drain, a kimenet a source-drain, a közös elektróda a drain.



7.25. ábra. Drain-kapcsolású erősítő fokozat

Az elemek szerepe és a kapcsolás működése

A kapcsolást felépítő elemek szerepe a következő:

- R_1 és R_2 munkapont-beállító ellenállás,
- R_S munkapont-beállító, stabilizáló és munkaellenállás,
- C_{be} , C_{ki} egyenfeszültség-leválasztó valamint váltakozó feszültség csatoló kondenzátor,
- a T tranzisztor, erősítő elem,
- R_t terhelő ellenállás,
- R_g a jelgenerátor belső ellenállása.

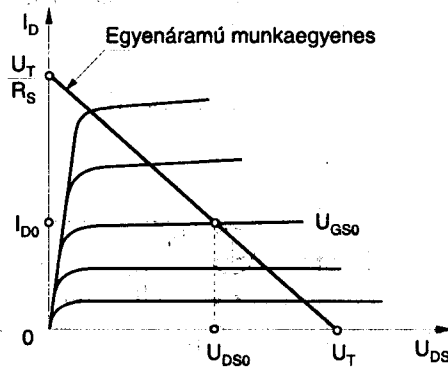
Feltételezve, hogy az u_{be} bemeneti feszültség pozitív irányban nő, ez a változás csökkenti az U_{GS0} záróirányú feszültséget és az I_{D0} csatornaáram növekszik. A csatornaáram növekedése előidézi az R_S ellenálláson eső feszültség növekedését. Ezt a változást a C_{ki} csatoló kondenzátor a kimenetre 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**.

Munkaponti adatok

A kapcsolás munkapont-beállítása gate-osztós megoldású a nagyobb kivezérelhetőség elérése érdekében. A munkaponti adatokat az alkalmazott tranzisztor

$I_D = f(U_{DS}) \Big|_{U_{GS} = \text{állandó}}$ karakterisztikái alapján, az *egyenáramú munkaegyenes* segítségével határozhatjuk meg. A szerkesztésnél az *M-munkapontot* az *A-osztályú* beállításra érvényesen a munkaegyenes közepén kell felvenni (7.26. ábra). A kapcsolás egyenáramú munkaellenállása ebben az esetben: R_S .

Ha a tápfeszültség (U_T), és az egyenáramú munkaellenállás értékét ismertnek tekintjük, a tranzisztor három munkaponti adata – I_{D0} , U_{DS0} , U_{GS0} – a karakterisztikáról leolvasható.



7.26. ábra. A tranzisztor $I_D = f(U_{DS})_{U_{GS}=\text{állandó}}$ karakterisztikája

A tranzisztor munkapontjának beállítása

A gate-osztó két ellenállásának értéke, (R_1 , R_2) a munkaponti adatok ismeretében számítással meghatározható.

$$R_1 = \frac{U_T - U_{GS0} - I_{D0} \cdot R_S}{I_0}, \quad \text{mivel } I_0 \gg I_{G0};$$

$$R_2 = \frac{U_{GS0} + I_{D0} \cdot R_S}{I_0}.$$

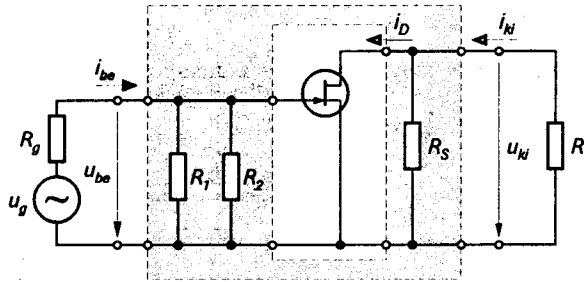
A kapcsolás feszültségerősítésének meghatározása

Az erősítő kapcsolás váltakozó áramú helyettesítő képe a 7.27. ábrán, admittancia paraméteres helyettesítő képe a 7.28. 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.

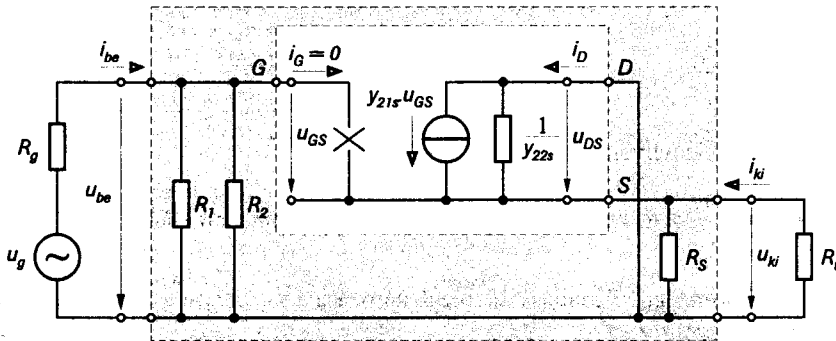
$$u_{ki} = y_{21s} \cdot u_{GS} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right), \quad u_{be} = u_{GS} + u_{ki}.$$

Az u_{GS} értékét behelyettesítve az első egyenletbe (Φ – jelölést alkalmazva):

$$u_{ki} = y_{21s} \cdot (u_{be} - u_{ki}) \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right) \Rightarrow \frac{u_{ki}}{(u_{be} - u_{ki})} = y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right) = \Phi$$



7.27. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kapcsolás



7.28. ábra. Admittancia paraméteres helyettesítő kapcsolás

$$\frac{u_{ki}}{(u_{be} - u_{ki})} = \Phi = \frac{A_{u(d)}}{1 - A_{u(d)}} \Rightarrow A_{u(d)} = \Phi - \Phi \cdot A_{u(d)} \Rightarrow A_{u(d)} = \frac{\Phi}{1 + \Phi};$$

$$A_{u(d)} = \frac{y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right)}{1 + y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right)}$$

A kapcsolás áramerősítése

$$A_{i(d)} = \frac{i_{ki}}{i_{be}} = -A_{u(d)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t}$$

A kapcsolás teljesítményerősítése

$$A_{p(d)} = |A_{u(d)}| \cdot |A_{i(d)}|$$

A kapcsolás bemeneti ellenállása

Az admittancia paraméteres helyettesítő kép elemeinek figyelembevételével, (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

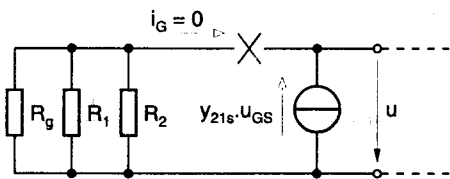
A kimeneti ellenállás az üresjáratú kimeneti feszültség és a rövidzárlati kimeneti áram hányadosa.

$$r_{ki} = - \frac{u_{ki(i)}}{i_{ki(r)}}.$$

A helyettesítő kép elemeivel:

$$r_{ki(d)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times r_{ki}^*, \text{ ahol } r_{ki}^* \text{ a belső áramkör kimeneti ellenállása;}$$

A belső áramkör kimeneti ellenállásának meghatározása a kimenetre u feszültségű generátort csatlakoztatunk (7.29. ábra).



$$r_{ki}^* = \frac{u}{-y_{21s} u_{GS}} = \frac{-u_{GS}}{-y_{21s} u_{GS}}, \Rightarrow$$

$$r_{ki}^* = \frac{1}{y_{21s}};$$

$$r_{ki(d)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times \frac{1}{y_{21s}}.$$

7.29. ábra. A belső áramkör kimeneti ellenállásának meghatározása

A kapcsolás jellemzői

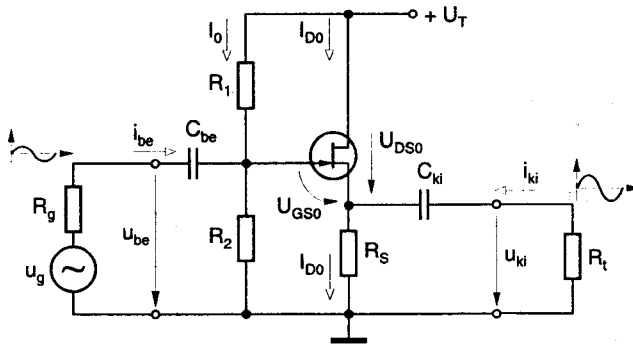
Az erősítő fokozat tanulmányozásánál a következő jellemzőket vizsgáltuk:

- Feszültségerősítés $A_{u(d)}$ – < 1 ; jellemző érték: 0,5 + 0,9 (nincs fázisfordítás).
- Áramerősítés $A_{i(d)}$ – **nagy**, jellemző érték: 100 ÷ 5000;
- Teljesítményerősítés $A_{p(d)}$ – **meggyezik a feszültségerősítéssel**.
- Bemeneti ellenállás $r_{be(d)}$ – **nagy**, jellemző érték: 1 + 10 MΩ.
- Kimeneti ellenállás $r_{ki(d)}$ – **kicsi**, jellemző érték: 100 ÷ 1000 Ω.

A drain-kapcsolású erősítőfokozat, olyan elektronikus áramkörökben kerül alkalmazásra ahol nagy bemeneti- és kis kimeneti ellenállásra van szükség, egységnyi feszültségerősítés mellett.

☞ Számítási példa:

Drain-kapcsolású erősítőfokozat jellemzőinek meghatározása (az erősítőfokozat kapcsolása az alábbi ábrán látható).



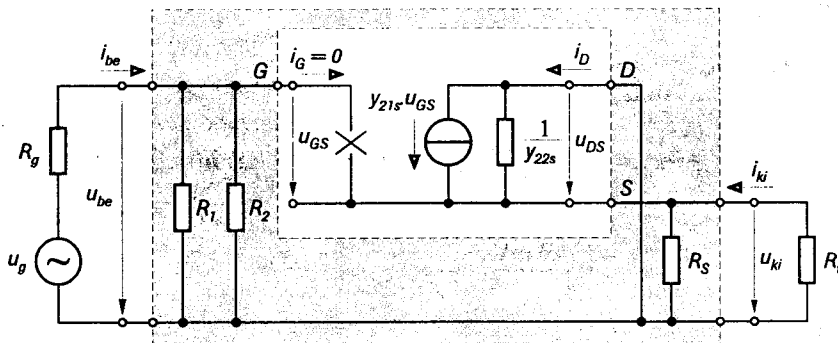
Adatok:

R_J	$= 820 \text{ k}\Omega$
R_2	$= 68 \text{ k}\Omega$
R_S	$= 1,5 \text{ k}\Omega$
R_t	$= 10 \text{ k}\Omega$
u_g	$= 200 \text{ mV}$
R_g	$= 10 \text{ k}\Omega$
y_{21s}	$= 2,5 \text{ mA/V}$
y_{22s}	$= 25 \text{ }\mu\text{S}$

Feladatok:

- Az erősítő fokozat feszültségerősítésének és áramerősítésének a meghatározása.
- Az erősítő fokozat bemeneti és kimeneti ellenállásának meghatározása.
- A kimeneti feszültség és a kimeneti áram meghatározása.

Megoldás:



a) Az erősítőfokozat feszültségerősítése:

$$A_{u(d)} = \frac{y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right)}{1 + y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right)} ;$$

$$y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right) = 2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot \left(\frac{1}{0,025 \text{ mS}} \times 1,5 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega \right) = 2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 1,26 \text{ k}\Omega = \underline{\underline{3,15}}.$$

$$A_{u(d)} = \frac{3,15}{1 + 3,15} = \underline{0,759}.$$

- A kapcsolás áramerősítése:

$$A_{i(d)} = -A_{u(d)} \cdot \frac{r_{be(d)}}{R_t},$$

$$r_{be(d)} = R_1 \times R_2 = 820 \text{ k}\Omega \times 68 \text{ k}\Omega = 62,79 \text{ k}\Omega,$$

$$A_{i(d)} = -0,759 \cdot \frac{62,79 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = \underline{-4,76}.$$

- c) A kapcsolás bemeneti ellenállása:

$$r_{be(d)} = R_1 \times R_2 = 820 \text{ k}\Omega \times 68 \text{ k}\Omega = \underline{62,79 \text{ k}\Omega}.$$

- A kimeneti ellenállás:

$$r_{ki(s)} = \frac{1}{y_{22s}} \times R_D = \frac{1}{0,025 \text{ mS}} \times 3,84 \text{ k}\Omega = \underline{3,52 \text{ k}\Omega}.$$

- d). A kimeneti feszültség:

$$u_{ki} = A_{u(d)} \cdot u_{be},$$

$$u_{be} = \frac{r_{be(d)}}{r_{be(d)} + R_g} \cdot u_g = \frac{62,79 \text{ k}\Omega}{62,79 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \cdot 200 \text{ mV} = 172,5 \text{ mV},$$

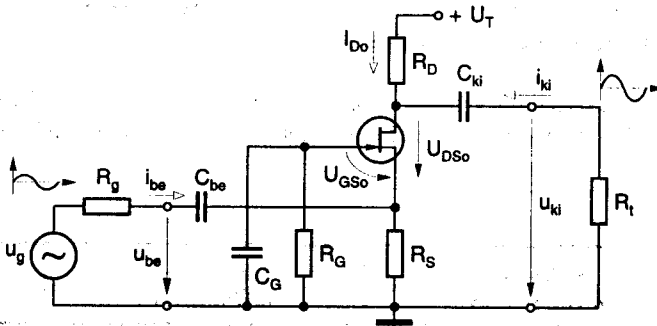
$$u_{ki} = 0,759 \cdot 172,5 \text{ mV} = \underline{130,9 \text{ mV}}.$$

- A kimeneti áram:

$$i_{ki} = \frac{u_{ki}}{R_t} = \frac{130,9 \text{ mV}}{10 \text{ k}\Omega} \cong \underline{13 \mu\text{A}}.$$

7.3.3. Gate-kapcsolású erősítőfokozat

A 7.30. ábra egy gate-kapcsolású – önvezető térvezérlésű tranzisztorttal (*J-FET*) kivitelezett – erősítőfokozat felépítését szemlélteti. A kapcsolás bemenete a *source-gate*, a kimenet a *drain-gate*, a közös elektróda a *gate*.



7.30. ábra. Gate-kapcsolású erősítőfokozat

Az elemek szerepe és a kapcsolás működése

A kapcsolást felépítő elemek szerepe a következő:

- R_G munkapont-beállító ellenállás;
- R_S munkapont-beállító és stabilizáló ellenállás;
- R_D munkapont-beállító és munkaellenállás;
- C_{be} , C_{ki} egyenfeszültség-leválasztó, valamint váltakozó feszültség csatoló kondenzátor;
- C_G a gate elektródát váltakozó áramú szempontból a földre kapcsolja;
- a T tranzisztor, erősítő elem;
- R_t terhelő ellenállás;
- R_g a jelgenerátor belső ellenállása.

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 közvetíti 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.**

A kapcsolás jellemzői

Az erősítőfokozat jellemzői a következők:

- Feszültségerősítés $A_{u(g)}$ – **közepes**, jellemző érték: $1 + 20$ (nincs fázisfordítás).
- Áramerősítés $A_{i(g)}$ – **egységnyi** ($A_{i(g)} \approx -1$).
- Teljesítményerősítés $A_{p(g)}$ – **megegyezik a feszültségerősítéssel.**
- Bemeneti ellenállás $r_{be(g)}$ – **kicsi**, jellemző érték: $0,1 + 1 \text{ k}\Omega$.
- Kimeneti ellenállás $r_{ki(g)}$ – **közepes**, jellemző érték: $1 + 10 \text{ k}\Omega$.

A gate-kapcsolású erősítőfokozat, kis bemeneti ellenállása miatt csak magasfrekvenciás hangolt bemeneti fokozatként alkalmazható, ha a jelgenerátor belső ellenállása megfelelően kis értékű.

7.3.4. Tervezélrészű tranzisztoros erősítő alapkapsolások tulajdonságainak összehasonlítása

A tervezélrészű tranzisztoros erősítő alapkapsolások tulajdonságainak összefoglalását és jellemzőinek számítására alkalmas összefüggéseket a 7.2. táblázat tartalmazza.

Alap-kapcsolás	SOURCE-KAPCSOLÁS	DRAIN-KAPCSOLÁS	GATE-KAPCSOLÁS
Fázis-fordítás	van	nincs	nincs
r_{be}	nagy (1 + 10 MΩ) = R_G	nagy (1 + 10 MΩ) = $R_1 \times R_2$	nagy (100 kΩ + 5 MΩ)
r_{ki}	közepes (1 + 10 kΩ) = $\frac{1}{y_{22s}} \times R_D \approx R_D$	kicsi (0,1 + 1 kΩ) = $\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times \frac{1}{y_{21s}}$	kicsi (10 + 1000 Ω)
A_u	közepes (- 1 + - 20) = $-y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_D \times R_t \right)$ = $-y_{21s} \cdot (R_D \times R_t)$	egységnyinél kisebb (0,5 + 0,9) = $\frac{y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right)}{1 + y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_S \times R_t \right)}$	közepes (1 + 20)
A_i	nagy (500 + 5000) $\approx -A_{u(s)} \cdot \frac{r_{be(s)}}{R_t} = -A_{u(s)} \cdot \frac{R_G}{R_t}$	nagy (100 + 5000) = $-A_{u(d)} \cdot \frac{r_{be}}{R_t}$	egységnyinél kisebb (- 0,9 + - 0,99) $A_{i(g)} \approx -1$
A_p	nagyon nagy ($10^3 + 10^4$)	megegyezik a feszültségerősítéssel	megegyezik a feszültségerősítéssel

$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{be} + R_g)}$	$C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (r_{ki} + R_t)}$	$C_s = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot R_s}$
---	---	--

7.2. táblázat.

7.4. Többfokozatú erősítők

7.4.1. 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 négy-pólusoknak tekinthetők (7.31. 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.



7.31. ábra. Többfokozatú erősítő felépítése

A főerősítő, amelynek felépítésével a továbbiakban foglalkozunk, a megfelelő feszültségerősítés biztosítására általában több erősítőfokozat (kettő, vagy három) összekapcsolásából áll (7.32. ábra). Három erősítőfokozat összekapcsolása esetén, ha A_{u1} , A_{u2} és A_{u3} az egyedi fokozatok erősítései:

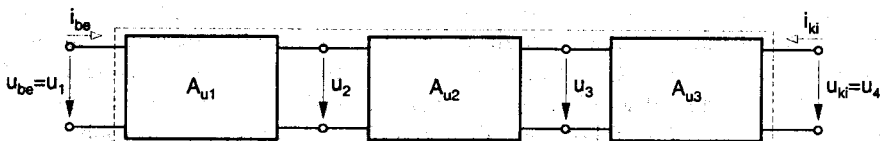
$$A_{u1} = \frac{u_2}{u_1}; \quad A_{u2} = \frac{u_3}{u_2}; \quad A_{u3} = \frac{u_4}{u_3}.$$

Az eredő feszültségerősítés, az egyedi erősítések *szorzatával egyenlő*:

$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = \frac{u_4}{u_1} = \frac{A_{u3} \cdot u_3}{u_1} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}; \quad \Rightarrow \quad \boxed{A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}}$$

A logaritmikus egységekben (dB) kifejezett feszültségerősítések *összeadódnak*:

$$\boxed{a_u = a_{u1} + a_{u2} + a_{u3} \text{ (dB)}}.$$



7.32. ábra. A főerősítő felépítése

7.4.2. Erősítőfokozatok csatolása

Erősítőfokozatok *csatolásának* nevezzük azt a folyamatot, amelynek során az egyik fokozat kimenetéről villamos jelet viszünk át a másik fokozat bemenetére. A csatolás négy-pólus segítségével valósítható meg, amelyet az egyik fokozat kimenetére és a másik fokozat bemenetére kapcsolunk. A csatoló négy-pólus belső felépítése függvényében különböző csatolási módokat különböztetünk meg:

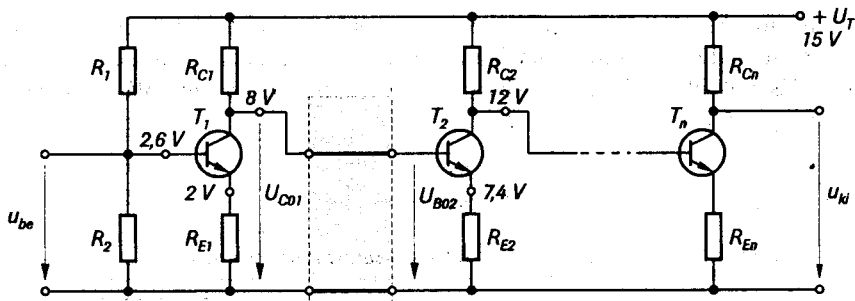
- **Közvetlen (galvanikus) csatolás:** a csatolás egyenáramú jelátvitelt biztosító elemekkel történik.
- **RC-csatolás:** a villamos jel átvitelét a fokozatok között RC-taggal valósítják meg.
- **Transzformátoros csatolás:** a jelátvitelt transzformátor biztosítja.

A következőkben a csatolási módokat emitterkapcsolású erősítők segítségével mutatjuk be.

Közvetlen csatolású erősítők

Közvetlen csatolás rövidzárral

A jelátvitel minőségét, az alsó határfrekvenciát ($f_u = 0$) 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 7.33. ábra közvetlen csatolású kétfokozatú erősítő kapcsolását mutatja, ahol a csatolást rövidzár valósítja meg.



7.33. ábra. Többfokozatú, közvetlen csatolású erősítő

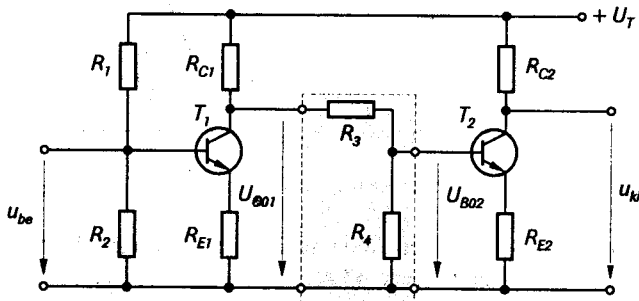
Megfigyelhető, hogy a második erősítőfokozat munkapontját az első fokozat állítja be, mivel $U_{C01} = U_{B02}$. Feltételezve, hogy a két tranzisztor azonos munkapontban dolgozik, ez csak úgy állítható be ha $R_{E2} > R_{E1}$ és $R_{C2} < R_{C1}$. Ennek következménye a második fokozat erősítéscsökkenése az elsőhöz viszonyítva. Kettőnél 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 kettőnél 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 tranzisztora igényel bázispotenciál-beállító ellenállásokat (R_1 , R_2). A csatolás hátrányai kiküszöbölhetők a *szinteltolóknak* nevezett áramköri megoldásokkal.

Közvetlen csatolás szinteltolóval

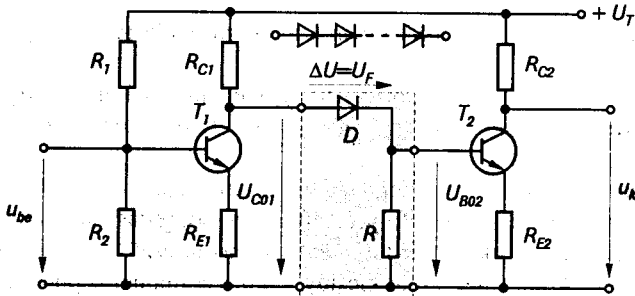
A szinteltolók olyan négypólus típusú áramkörök, amelyek az egyes fokozatok közé kapcsolva úgy hozzák létre a szükséges egyenfeszültség-esést (megakadályozva a munkapont-eltolódást), hogy közben a felerősítendő jelet minimális mértékben csillapítják. A legegyszerűbb közülük a *feszültségosztós szinteltoló* (7.34. ábra).



7.34. ábra. Közvetlen csatolás feszültségosztós szinteltolóval

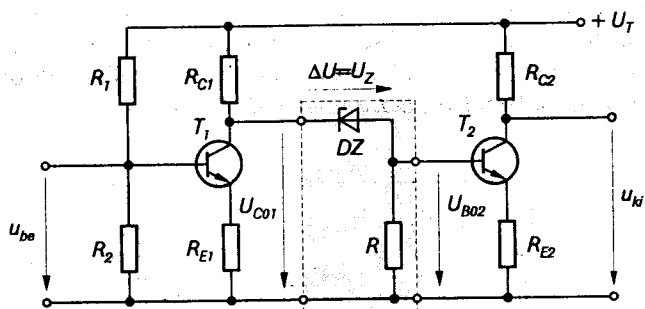
Az egyenfeszültség megfelelő leosztását az R_3 , R_4 ellenállásokból álló feszültségosztó biztosítja. A ΔU feszültségeltolás: $\Delta U = U_{C01} - U_{B02}$. Hátránya ennek a kapcsolásnak, hogy az erősítendő jelet is osztási arányának függvényében leosztja.

A 7.35. ábrán látható *diódás szinteltoló* kis egyenfeszültség-különbségek esetén alkalmazható eredményesen. A kapcsolás a dióda nyitóirányú tartományának lineáris szakaszát használja ki. Az R ellenállás a dióda munkapontját állítja be. Az egyenfeszültségű szinteltolás mértéke megegyezik a dióda nyitóirányú feszültségeseésével. Si diódák esetén ez kb. $0,6 \div 0,8$ V. Több diódát sorbakapcsolva kb. $2 \div 3$ V-ig hozható létre szinteltolás az átviteli jellemzők jelentősebb romlása nélkül.



7.35. ábra. Közvetlen csatolás diódás szinteltolóval

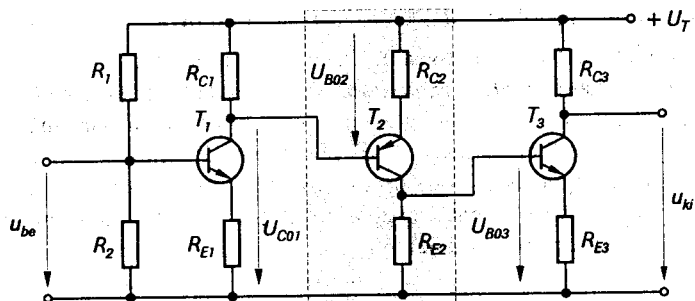
A diódás szinteltoló előnye, hogy a T_1 kollektorfeszültség változását csillapítás nélkül továbbítja a T_2 tranzisztor bázisára, mivel a dióda kis értékű differenciális ellenállásán elhanyagolható feszültségesés jön létre. Nagyobb szinteltolás megvalósítására alkalmas a **Zener-diódás szinteltoló** (7.36. ábra). A Zener-dióda munkapontját az R ellenállás, a letörési tartományban állítja be. Ebben az esetben a diódán a **Zener-feszültséggel** azonos feszültségesés jön létre. A Zener-dióda differenciális (váltakozó áramú) ellenállása nagyon kicsi, ezért a hasznos jelet csillapítás nélkül viszi át a T_2 bázisára.



7.36. ábra. Közvetlen csatolás Zener-diódás szinteltolóval

A kapcsolás hátránya, hogy a Zener-dióda működése a letörési jelenségek következtében (Zener- és lavinaletörés) nagy zajtényezővel rendelkezik, ezért nagy erősítésű fokozatoknál alkalmazása nem célszerű.

Magasabb minőségi követelményeket elégítenek ki a **tranzistoros szinteltolók**. A 7.37. ábra komplementer (kiegészítő) tranzistoros szinteltoló kapcsolási rajzát mutatja.



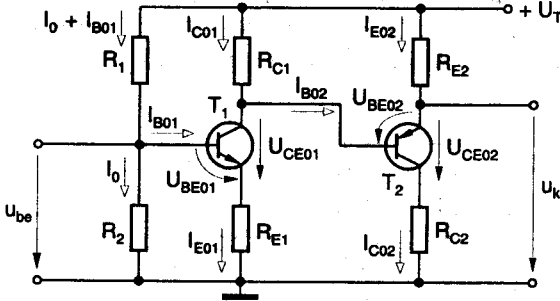
7.37. ábra. Közvetlen csatolás, komplementer tranzistoros szinteltolóval

A T_2 PNP-tranzisztor a T_1 kollektorfeszültségét ellentétes irányba tolja az R_{C2} és R_{E2} ellenállások értékeinek függvényében, így a T_3 tranzisztor bázisának előfeszítése megfelelően alacsony szintű lesz.

A közvetlen csatolt erősítők egyik legnagyobb problémája a **munkapont eltolódása** vagy a **drift** (nem azonos a tranzisztorban folyó drift- vagy sodródási árammal). A munkapont eltolódása, vándorlása azért okoz gondot, mert az egyenfeszültség és a jel között nincs semmilyen különbség. A bemeneti áram kicsiny változása mindenképpen nagy változásokat idéz elő a kimeneti teljesítményben, akár a jel hatására, akár valamilyen más ok miatt (pl. hőmérsékletváltozás, tápfeszültség-változás) tolődott el a munkapont.

☞ Számítási példa:

Határozzuk meg a 7.43. ábrán látható közvetlen csatolt, kétfokozatú erősítő munkapont-beállító elemeit!



7.43. ábra.

Adatok:

- $U_T = 15 \text{ V}$
- $U_{CE02} = 7 \text{ V}$
- $U_{BE02} = 0,6 \text{ V}$
- $B_1 = 100$
- $I_{C02} = 5 \text{ mA}$
- $I_{C01} = 5 \text{ mA}$
- $U_{C02} = 4 \text{ V}$
- $U_{CE01} = 7 \text{ V}$
- $U_{BE01} = 0,7 \text{ V}$
- $I_0 = 10 \cdot I_{B0}$
- I_{B02} elhanyagolható!

Megoldás:

$$R_{C2} = \frac{U_{C02}}{I_{C02}} = \frac{4 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = \underline{800 \Omega}$$

$$R_{E2} = \frac{U_{E02}}{I_{E02}} = \frac{U_T - U_{C02} - U_{CE02}}{I_{C02}} = \frac{15 \text{ V} - 4 \text{ V} - 7 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = \underline{800 \Omega} \quad (I_{C02} \approx I_{E02})$$

$$I_{C01} \cdot R_{C1} = U_{E02} + U_{BE02} = 4 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 4,6 \text{ V}$$

$$U_{E01} = U_T - U_{CE01} - I_{C01} \cdot R_{C1} = 15 \text{ V} - 7 \text{ V} - 4,6 \text{ V} = 3,4 \text{ V} \quad (U_{E01} = I_{E01} \cdot R_{E1})$$

$$R_{C1} = \frac{4,6 \text{ V}}{I_{C01}} = \frac{4,6 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = \underline{920 \Omega}$$

$$R_{E1} = \frac{U_{E01}}{I_{E01}} = \frac{3,4 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = \underline{680 \Omega} \quad \text{mivel } (I_{C01} \approx I_{E01})$$

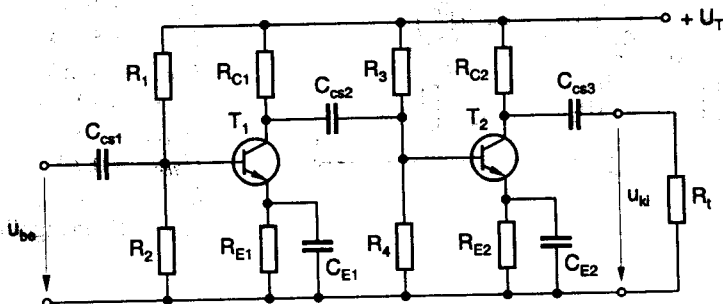
$$I_{B01} = \frac{I_{C01}}{B_1} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{100} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ A} \Rightarrow I_0 = 10 \cdot I_{B01} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ A}$$

$$R_2 = \frac{U_{B01}}{I_0} = \frac{U_{E01} + U_{BE01}}{I_0} = \frac{3,4 \text{ V} + 0,7 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-4} \text{ A}} = \underline{8200 \Omega} = \underline{8,2 \text{ k}\Omega}$$

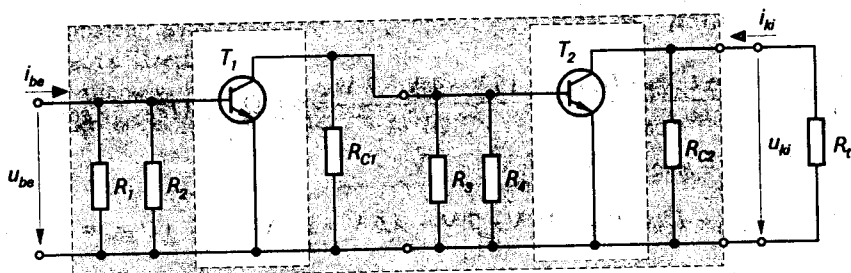
$$R_1 = \frac{U_T - U_{B01}}{I_0 + I_{B01}} = \frac{15 \text{ V} - 4,1 \text{ V}}{5,5 \cdot 10^{-4} \text{ A}} = \underline{19,8 \text{ k}\Omega} \approx \underline{20 \text{ k}\Omega}$$

RC csatolású erősítők

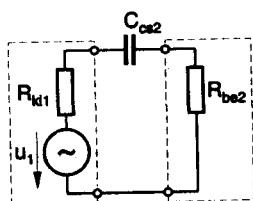
A 7.38. ábra RC csatolású kétfokozatú erősítő kapcsolási rajzát mutatja. Váltakozó áramú helyettesítő képe a 7.39. ábrán látható. Az RC csatolás elnevezése annak tulajdonítható, hogy a C_{cs2} csatoló kondenzátor reaktanciája az első fokozat kimeneti ellenállásával és a második fokozat bemeneti ellenállásával feszültségosztót képez (7.40. ábra). Ez a leggyakrabban alkalmazott csatolási mód váltakozó feszültségű jelek erősítésére. Az ilyen csatolású erősítőket **AC-erősítőknek** (Alternating Current Amplifier) is nevezik.



7.38. ábra. Kétfokozatú, RC csatolású erősítő kapcsolási rajza



7.39. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kép



7.40. 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 szintcsökkenés esetén:

$$C_{cs2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_a \cdot (R_{ki1} + R_{be2})}$$

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 ÷ 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:

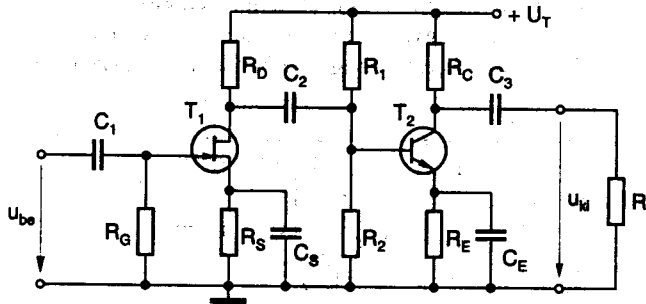
$$A_{u1} = -S \cdot \left(\frac{1}{h_{22e(1)}} \times R_{C1} \times R_{be2} \right) \quad A_{u2} = -S \cdot \left(\frac{1}{h_{22e(2)}} \times R_{C2} \times R_t \right).$$

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.

☞ Számítási példa:

Határozzuk meg a 7.44. ábrán látható RC csatolású, kétfokozatú erősítő bemeneti és kimeneti ellenállását, valamint feszültségerősítését!



Adatok:

$$\begin{aligned} R_G &= 1,2 \text{ M}\Omega \\ R_D &= 5,6 \text{ k}\Omega \\ R_S &= 820 \text{ }\Omega \\ R_1 &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 3,3 \text{ k}\Omega \\ R_C &= 4,7 \text{ k}\Omega \\ R_E &= 2,2 \text{ k}\Omega \\ R_t &= 10 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

7.44. ábra.

A T_1 tranzisztor adatai: $y_{21s} = 2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$; $y_{22s} = 20 \text{ }\mu\text{S}$.

A T_2 tranzisztor adatai: $h_{11e} = 2 \text{ k}\Omega$; $h_{21e} = 80$; $h_{22e} = 40 \text{ }\mu\text{S}$.

Megoldás:

$$r_{be} = R_G = \underline{1,2 \text{ M}\Omega} \quad r_{ki} = r_{ki2} = \frac{1}{h_{22e}} \times R_C = \frac{1}{0,05 \text{ mS}} \times 4,7 \text{ k}\Omega = \underline{3,8 \text{ k}\Omega}$$

Az erősítő erősítése: $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2}$

$$A_{u1} = -y_{21s} \cdot \left(\frac{1}{y_{22s}} \times R_D \times r_{be2} \right)$$

$$\frac{1}{y_{22s}} = \frac{1}{0,02 \text{ mS}} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be2} = R_1 \times R_2 \times h_{11e} = 10 \text{ k}\Omega \times 3,3 \text{ k}\Omega \times 2 \text{ k}\Omega = \underline{1,1 \text{ k}\Omega}$$

$$A_{u1} = -2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot (50 \text{ k}\Omega \times 5,6 \text{ k}\Omega \times 1,2 \text{ k}\Omega) = -2,5 \cdot (5 \times 1,1) = -2,5 \cdot 0,9 = \underline{-2,25}$$

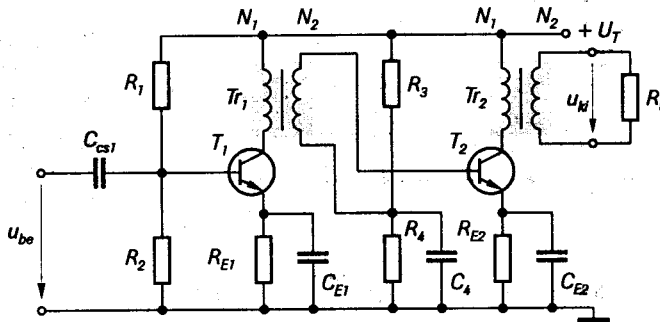
$$A_{u2} = -S \cdot \left(\frac{1}{h_{22e}} \times R_C \times R_t \right), \text{ ahol } \frac{1}{h_{22e}} = \frac{1}{0,04 \text{ mS}} = 25 \text{ k}\Omega; \quad S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} = \frac{80}{2 \text{ k}\Omega} = 40 \frac{\text{mA}}{\text{V}}.$$

$$A_{u2} = -40 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot (25 \text{ k}\Omega \times 4,7 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega) = -40 \cdot 2,83 \approx -113$$

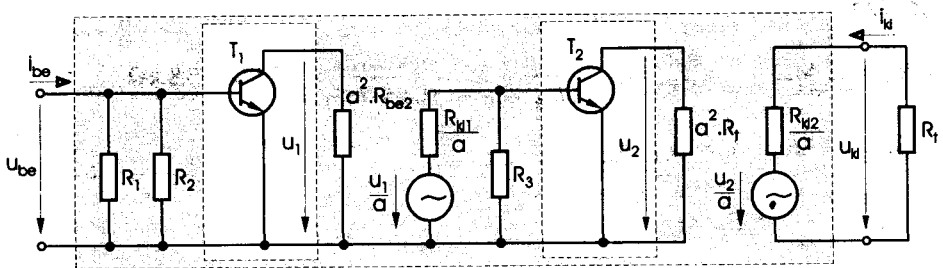
$$A_u = -2,25 \cdot (-113) = \underline{\underline{254,25}}$$

Transzformátoros csatolású erősítők

A 11.41. ábra kétfokozatú transzformátoros csatolású váltakozó feszültségű erősítő kapcsolását, a 11.42. ábra váltakozó áramú helyettesítő képét mutatja. Feltételezzük, hogy a két transzformátor áttétele $a = \frac{N_1}{N_2}$. A transzformátoros csatolást 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.



11.41. ábra. Kétfokozatú transzformátoros csatolású erősítő



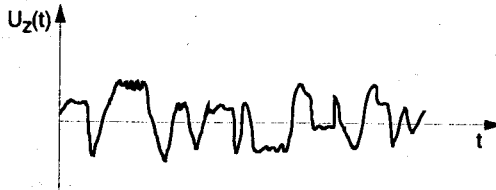
11.42. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kép

Hátránya a transzformátoros csatolásnak, hogy kisteljesítményű üzemben rossz a hatásfoka és frekvencia-átvitel nem megfelelő. Ezen kívül a transzformátor a legnehezebb, a legnagyobb méretű és a legdrágább áramköri elem.

7.5. Zajviszonyok az erősítőkben

7.5.1. 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 (7.45. ábra).



7.45. ábra. Zajfeszültség időfüggvénye

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, szórt elektromágneses terek 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 kiküszöbölhetők.

- 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 elemekben és az aktív félvezető elemekben is fellépnek.

7.5.2. Az erősítőkben keletkező zajok típusai

A rendezetlen elektronmozgásból eredő zajok több típusát különböztetjük meg:

- termikus zaj,
- sörétzaj,
- 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 vezetõn 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:

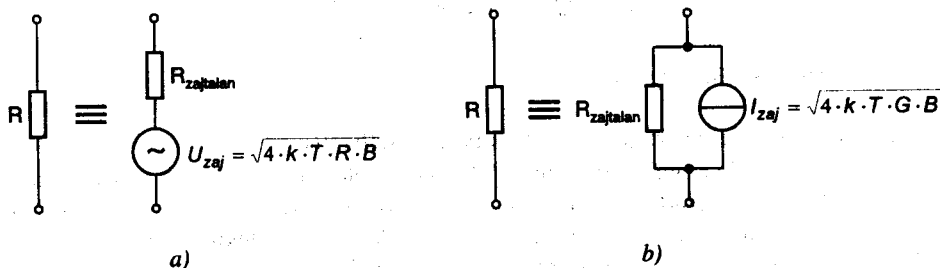
$$P_{zaj} = k \cdot T \cdot B$$

ahol $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{W} \cdot \text{s}}{\text{K}}$, a Boltzmann-állandó.

Ha egy R belső ellenállású generátor illesztett állapotban P teljesítményt ad le, a generátor forrásárama $I = \sqrt{4 \cdot P \cdot G}$, a generátor forrásfeszültsége pedig $U = \sqrt{4 \cdot P \cdot R}$. Az összefüggéseket B sáv szélességben alkalmazva, egy R ellenállású termikus zajgenerátor esetén (7.46. ábra):

- az átlagos termikus zajfeszültség $U_{zaj} = \sqrt{4 \cdot P_{zaj} \cdot R} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R}$;
- az átlagos termikus zajáram $I_{zaj} = \sqrt{4 \cdot P_{zaj} \cdot G} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot G}$.

A B frekvenciasáv szélességet az elektronikában a felhasznált berendezések vagy áramkörök sáv szélessége határozza meg.



7.46. ábra. Ellenállás, mint zajforrás

a) ellenállás, mint zajfeszültség-forrás b) ellenállás, mint zajáram-forrás

Számítási példa: Mekkora zajfeszültség lép fel szobahőmérsékleten, 1000 Hz sáv szélességben egy 1000 Ω-os ellenálláson. ($T = 300 \text{ K}$)?

Megoldás:

$$U_{zaj} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^3 \cdot 10^3} = 1,3 \cdot 10^{-7} \text{ V} = 13 \mu\text{V}.$$

A termikus zaj kisebb nagyobb mértékben minden passzív és aktív áramköri elemekben létrejön. Kondenzátorok esetén a termelt zaj a veszteségi ellenállás nagyságának függvénye.

Sörétzaj

Sörétzajnak azt a jelenséget nevezzük, amely félvezető eszközökben kíséri az áramot. A töltéshordozók potenciálkültségben (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 térvézrlésű tranzisztorokban és félvezető diódákban. Különösen nagy sörétzajt termelnek a Zener-diódák.

Villódzási zaj

A villódzási vagy flicker-zaj az elektromikai alkatrészek nem tökéletes gyártástechnológiájának következménye. A működési frekvencia csökkenése növeli a zaj nagyságát. A flicker-zaj minden aktív és passzív áramköri elemekben fellép. Igen nagy értékű flicker-zajjal rendelkeznek a MOSFET-ek.

7.5.3. Az erősítők zajtényezője

Egy erősítő $U_{zaj\ ki}$ kimeneti zajfeszültsége az erősítő zajforrásainak együttes hatását fejezi ki és a helyettesítő képben elhelyezett zajgenerátorokkal adható meg:

$$U_{zaj\ ki} = \sqrt{U_{zaj\ 1}^2 + U_{zaj\ 2}^2 + \dots + U_{zaj\ n}^2}, \quad (U_{zaj\ 1}, U_{zaj\ 2}, \dots, U_{zaj\ n} \text{ kimeneti zajösszetevők}).$$

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 hányadosával egyenlő:

$$\frac{P_{jel}^{(dB)}}{P_{zaj}} = 10 \cdot \lg \frac{P_{jel}}{P_{zaj}}.$$

A zajtényezőt a be- és kimenetre vonatkoztatott jel/zaj viszony hányadosa adja meg:

$$F = \frac{\frac{P_{jel\ be}}{P_{zaj\ be}}}{\frac{P_{jel\ ki}}{P_{zaj\ ki}}} = \frac{1}{A_p} \cdot \frac{P_{zaj\ ki}}{P_{zaj\ be}};$$

$$\text{ahol } A_p = \frac{P_{jel\ ki}}{P_{jel\ be}} \text{ a teljesítményerősítés.}$$

A zajtényező kifejezése dB-ben: $F^{(dB)} = 10 \cdot \lg F.$

A zajtényező ideális esetben nulla, a valóságban mindig $F > 0$. Egy erősítő zajtényezőjét, legnagyobb mértékben, mindig 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.

7.6. Torzítások az erősítőkben

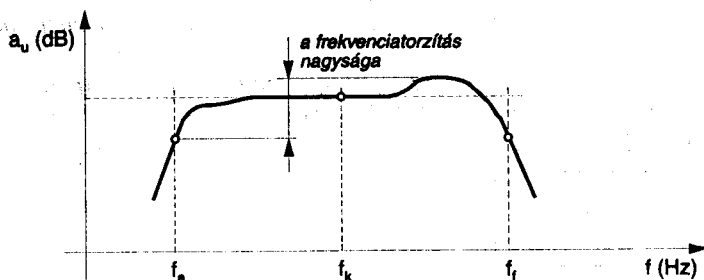
Torzításról beszélünk, ha egy analóg jel időfüggvénye az erősítő bemenetétől a kimenetéig nem kívánt módon megváltozik. Másként megfogalmazva: torzítás jön létre, ha a jel *spektruma* (különböző frekvenciájú komponensei) az erősítés folyamán megváltozik. A valóságos erősítők tulajdonságai a bemeneti jel frekvenciájának és amplitúdójának függvényében bizonyos mértékben változnak. Ezért a torzítás mindig 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*
- Nemlineáris torzítások*

7.6.1. Lineáris torzítások

Lineáris a torzítása az erősítőnek, ha a különböző frekvenciájú jeleket nem egyformán erősíti, vagy megváltoztatja a jelösszetevők egymáshoz viszonyított fázishelyzetét: Ha a jel különböző frekvenciájú összetevőit az erősítő nem egyformán erősíti, akkor *frekvenciatorzítás* jön létre.

A frekvenciatorzítás mértékét az erősítő *amplitúdó karakterisztikájával* jellemzik (7.47. ábra). Ilyenkor megadják, hogy a vizsgált frekvenciatartományban ($f_a - f_f$), mekkora az erősítés legnagyobb eltérése a közepes frekvencián (f_k) mért értéktől.



7.47. ábra. Erősítő amplitúdó karakterisztikája

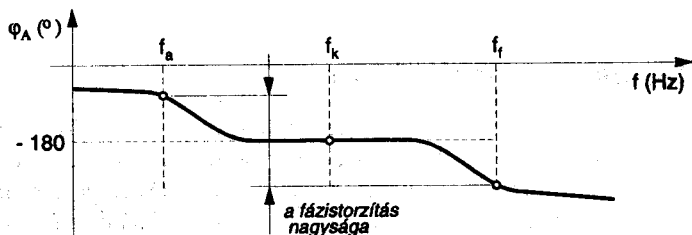
☛ **Pl. :** a frekvenciatorzítás nagysága: 10 Hz20 kHz: ± 3 dB

(Értelmezése: $\triangleright f_a = 10$ kHz és $f_f = 20$ kHz között az erősítés, maximum 3 dB-el tér el a közepes frekvencián érvényes értéktől).

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 (7.48. ábra). Ez megadja, hogy a vizsgált frekvenciatartományban ($f_a - f_f$) mekkora az erősítés szögének (φ_A) legnagyobb eltérése az ideális fáziskarakteristikától.

☛ **Pl. :** a fázistorzítás nagysága: 10 Hz20 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).



7.48. ábra. Erősítő fáziskarakterisztikája

A valóságos erősítők minden jelösszetevőt bizonyos mértékben késleltetnek. A fázistorzítás akkor nem lép fel, ha az erősítés szöge egyenesen arányos a frekvenciával.

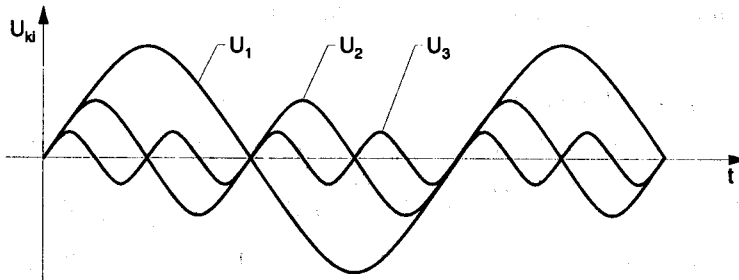
A lineáris torzításokat a frekvenciafüggő lineáris elemek (L és C -tagok) hozzák létre. Ennek következtében a lineáris torzítások úgy csökkenthetők, ha lehetőleg közvetlen csatolást alkalmazunk az erősítőfokokozatok között és elhagyjuk az emitterkondenzátorokat; a szükséges csatoló- és emitterkondenzátorok értékét megfelelően nagyra kell választani.

Hangfrekvenciás erősítők esetén a frekvenciatorzítás kellemetlen, a fellépő alacsony- (mély hangok) és magasfrekvenciás (magas hangok) erősítéscsökkenés következtében. Az emberi fül sajátossága, hogy a hang összetevőinek fázishelyzetét nem érzékeli. Ezért a fázistorzítás a hallható frekvenciatartományban nem zavaró, de sztereo átvitel esetén a térhatást meghamisítja.

7.6.2. Nemlineáris torzítások

Nemlineáris a torzítása az erősítőnek, ha a különböző amplitúdójú jeleket nem egyformán erősíti. 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 $f_{be} = 1$ kHz, akkor a termelt jelösszetevők frekvenciája: $f_{ki1} = 2$ kHz, $f_{ki2} = 3$ kHz, ..., $f_{kin} = n \times 1$ kHz.
- **Modulációs torzítások**; a termelt jelösszetevők frekvenciája a bemeneti jelösszetevők frekvenciájának összege és különbsége. Pl., ha a bemeneti jelek frekvenciája $f_{be1} = 4$ kHz, $f_{be2} = 1$ kHz, akkor a termelt jelösszetevők frekvenciája: $f_{ki1} = f_{be1} + f_{be2} = 5$ kHz; $f_{ki2} = f_{be1} - f_{be2} = 3$ kHz; $f_{ki3} = 2 \times f_{ki1} = 10$ kHz; $f_{ki4} = 2 \times f_{ki2} = 6$ kHz; és így tovább.



7.49. 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 torzítás kényelmesebben mérhető a következő meghatározás alapján:

$$k_h = \frac{\text{a felharmonikusok effektív értéke}}{\text{az alapharmonikus effektív értéke}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}$$

A torzítási tényezőket, amelyek értéke $k_h < 1$, általában százalékban fejezik ki egy adott kimeneti teljesítményre érvényesen.

- **Pl.:** $k_h = 0,5\%$, $P_{ki} = 500$ 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 torzítást 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 % körüli 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 karakterisztikáinak minél lineárisabb szakaszán történő működtetéssel.

A torzítások igen hatásosan csökkenthetők negatív visszacsatolás alkalmazásával, amelynek tárgyalásával a következőkben foglalkozunk.

7.7. A visszacsatolás

Egy elektronikus erősítővel - ha azt a rendelkezésre álló elektronikus alkatelemekből felépített egyszerű erősítő alapkapcsolások 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.

7.7.1. A visszacsatolás elve

A visszacsatolás lényege, hogy az erősítő kimeneti jelének egy részét visszavezetjük a bemenetére egy visszacsatoló négyfókus 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

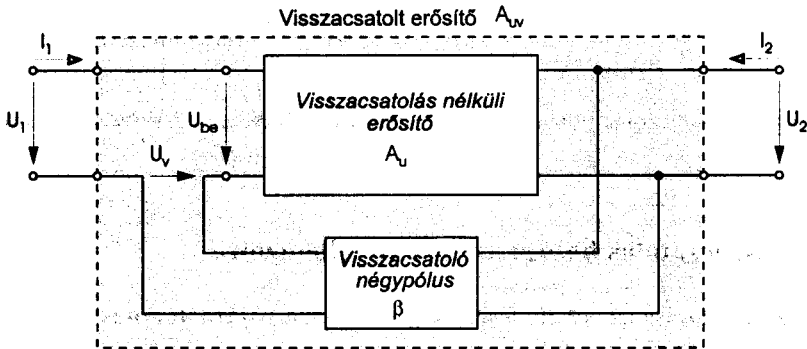
□ **Pozitív visszacsatolást:** a kimeneti jelnek a bemenetre visszavezetett része fázisban van a bemeneti jellel, a két jel összeadódik.

A nagyobb mértékű pozitív visszacsatolás begerjedést idéz elő, ezért erősítőkben nem alkalmazzák. A pozitív visszacsatolást az oszcillátorokról szóló fejezetben fogjuk részletesen tárgyalni. A 7.50 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 $\beta \leq 1$)

Ha ismerjük a nem visszacsatolt erősítő A_u feszültségerősítését és a visszacsatoló négyfókus tulajdonságait (β), akkor meghatározható a visszacsatolt erősítő erősítése (A_{uv}). Kirchhoff huroktörvényét alkalmazva a bemeneti körben:

$$U_{be} = U_1 + U_v, \text{ mivel } U_v = \beta \cdot U_2 \text{ és } U_2 = A_u \cdot U_{be} \Rightarrow U_2 = A_u \cdot (U_1 + \beta \cdot U_2).$$



7.50. ábra. Visszacsatolt erősítő tömbvázlata

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:

$\beta \cdot A_u = \frac{U_v}{U_{be}}$, megállapítható, 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

$$A_{uv} \approx -\frac{1}{\beta}$$

alakban írható fel, vagyis az összetett, visszacsatolt négypólus feszültségerősítése függetlenné válik a tranzisztor paramétereitől és erősítésétől. Mivel a β 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:

$$a) \quad A_{uv} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} = \frac{150}{1 - 0,006 \cdot 150} = 1500 \quad (\text{pozitív visszacsatolás})$$

$$b) \quad A_{uv} = \frac{A_u}{1 - \beta \cdot A_u} = \frac{150}{1 - (-0,006) \cdot 150} = 78,94 \quad (\text{negatív visszacsatolás})$$

A pozitív visszacsatolás növeli az eredő erősítés értékét, a negatív visszacsatolás pedig csökkenti.

7.7.2. A visszacsatolás hatása az erősítő jellemzőire

A visszacsatolás hatása az erősítő feszültségerősítésére, zajára, torzítására

A visszacsatolt erősítő jellemzői megváltoznak az eredeti erősítő jellemzőihez képest:

- pozitív visszacsatolás esetén feszültségerősítése, zaja, torzítása $\frac{1}{1 - \beta \cdot A_u}$ -szorososa az eredeti értéknek.
- negatív visszacsatolás esetén feszültségerősítése, zaja, torzítása $\frac{1}{1 + \beta \cdot A_u}$ -szorososa az eredeti értéknek.

A negatív visszacsatolás tehát erősítőkben alkalmazható előnyösen. Az erősítés-csökkenés árán lényegesen jobb jellemzőket érhetünk el.

A pozitív visszacsatolás jelerősítésre nem alkalmas, mivel kedvezőtlenül befolyásolja az erősítő jellemzőit. Jelentősége viszont annak tulajdonítható, hogy erős pozitív visszacsatolás esetén a βA_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 *oszillátorok* (csillapítatlan rezgéseket előállító áramkörök).

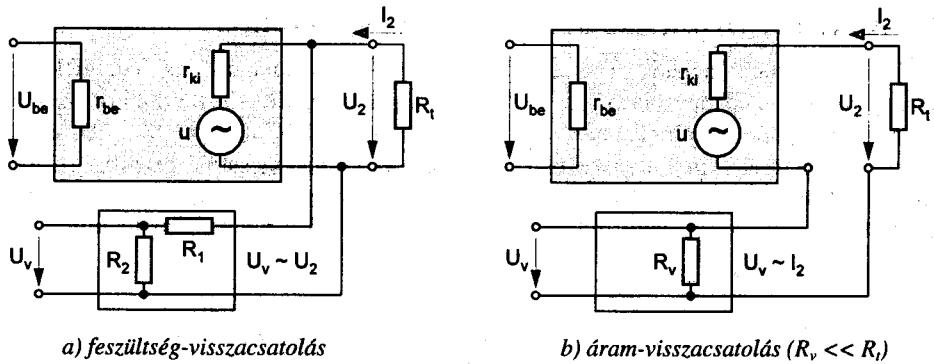
A negatív visszacsatolás hatása az erősítő kimeneti és bemeneti ellenállására

A visszacsatolások osztályozásának egyik módszere szerint *feszültség-* és *áram-visszacsatolást* különböztetünk meg, attól függően, hogy a visszacsatolt jel a kimeneti feszültséggel vagy a kimeneti árammal arányos (7.51. ábra). Egy további felosztás szerint *soros* vagy *párhuzamos* a visszacsatolás (7.52. ábra). A besorolást ebben az esetben az dönti el, hogy a visszacsatolt jel sorosan 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*.

Vizsgáljuk meg *negatív feszültség-visszacsatolás* esetén az erősítő r_{ki} kimeneti ellenállásának a változását:

- feltételezve, hogy R_i 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*.

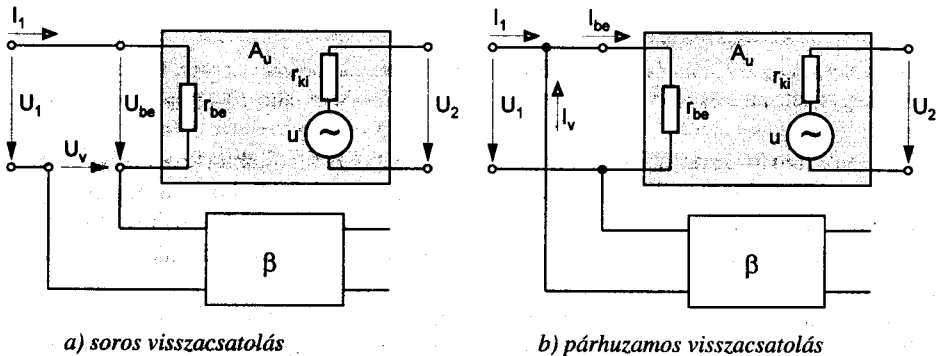


7.51. ábra. A visszacsatolás megvalósítása az erősítő kimenetén

Negatív áram-visszacsatolás esetén:

• feltételezve, hogy R_i 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.



7.52. ábra. A visszacsatolás megvalósítása az erősítő bemenetén

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:

$$r_{bev} = \frac{r_{be}}{1 + \beta \cdot A_u}$$

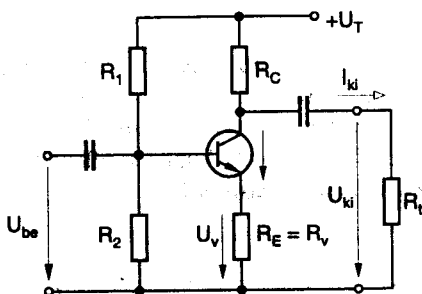
Az ideális erősítő bemeneti ellenállása végtelenül nagy, kimeneti ellenállása pedig végtelenül kicsi. Ezért az erősítőknél a bemeneti ellenállás növelése és a kimeneti ellenállás csökkentése a cél. Ennek megvalósítására az erősítő bemenetén általában soros visszacsatolást, a kimenetén pedig feszültség-visszacsatolást alkalmaznak.

7.7.3. A negatív visszacsatolás gyakorlati megvalósítása

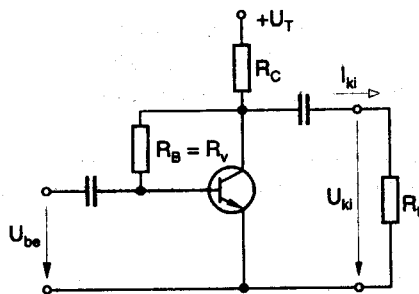
A legegyszerűbb negatív visszacsatolásokat már alkalmaztuk az eddigiek során megismert erősítő alapkapsolásoknál. A 7.53. ábra soros negatív visszacsatolást szemléltet. Az emitterellenállás tulajdonképpen a visszacsatoló ellenállás szerepét tölti be, amelyen létrejön a kollektorárammal arányos feszültségesés (az U_v visszacsatoló feszültség). Az így kapott feszültség sorosan adódik hozzá a bemeneti jelhez és stabilizálja a munkapontot. A visszacsatolási tényező (közepes frekvencián a kondenzátorokat rövidzárnak tekintve):

$$\beta = \frac{U_v}{U_{ki}} = \frac{I_{ki} \cdot R_E}{I_{ki} \cdot R_t} = \frac{R_E}{R_t}$$

A soros áram-visszacsatolásnál az áramerősítés független a visszacsatolástól, a feszültségerősítés viszont csökken. A bemeneti ellenállást és a kimeneti ellenállást egyaránt növeli a visszacsatolás.



7.53. ábra. Soros negatív áram-visszacsatolást tartalmazó egyfokozatú erősítő



7.54. ábra. Párhuzamos negatív feszültség-visszacsatolást tartalmazó egyfokozatú erősítő

A 7.54. 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 főerősítő határozza meg. Az feszültségerősítés stabilizálása itt is negatív visszacsatolás alkalmazásával valósítható meg. A negatív visszacsatolás alkalmazására többfokozatú erősítők esetén két lehetőség van:

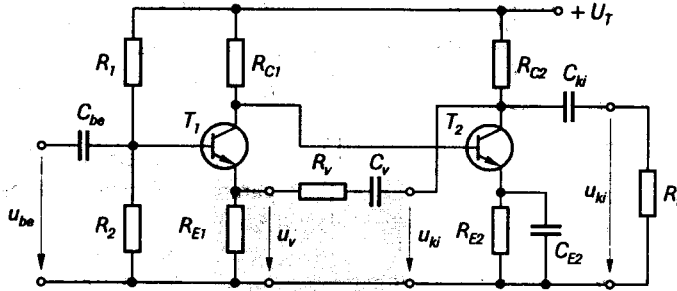
- egyedi, negatív visszacsatolású erősítőfokozatokat kapcsolunk egymás után;
- több (legalább két) fokozatot átfogó negatív visszacsatolást alkalmazunk.

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 négyfókus esetén azonos fázisban, a bázisra visszafutó visszacsatoló négyfókus esetén viszont ellentétes fázisban legyen egymással.

Soros negatív visszacsatolás alkalmazására láthatunk példát a 7.55. ábrán, egy kétfokozatú galvanikusan csatolt erősítő esetén. A visszacsatoló négyfókus 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 jellel való vezérlés esetén) érvényesül a C_v kondenzátor egyenáramú leválasztó hatása miatt.

A visszacsatolás működése a következő:

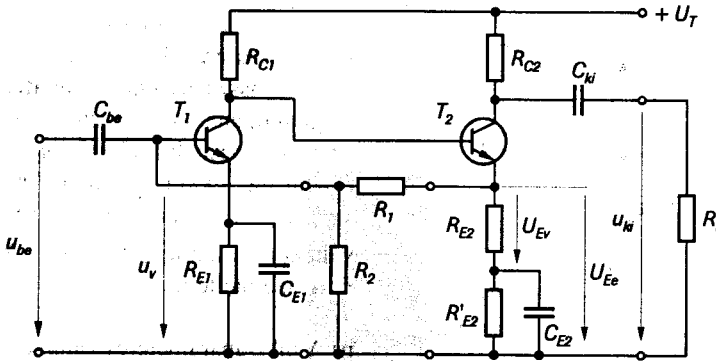
- ha az u_{be} bemeneti feszültség nő, nő az u_{ki} kimeneti feszültség, tehát az u_v visszacsatoló feszültség is nő. A visszacsatoló feszültség növekedése a T_1 tranzisztor vezérlő jelét csökkenti, tehát a bemeneti jel növekedése ellen hat.



7.55. ábra. Soros negatív feszültség-visszacsatolást tartalmazó kétfokozatú erősítő

A 7.56. ábra párhuzamos, negatív áram-visszacsatolású, kétfokozatú erősítő kapcsolási rajzát mutatja. A T_1 tranzisztor nyugalmi bázisáramát feszültségosztós megoldással az R_1 , R_2 ellenállások állítják be, felhasználva az R_{E2} és R'_{E2} soros eredőjén fellépő feszültségesést. Ezáltal egyenáramú negatív visszacsatolást is létesítünk, amit a munkapont stabilitásának a növelésére alkalmaznak (pl. hőmérsékletváltozás esetén).

Ha a hőmérséklet nő, növekszik a T_1 tranzisztor kollektorárama és csökken kollektor-feszültsége (ami azonos a T_2 bázisfeszültségével). Ennek következtében a T_2 kollektorárama és emitterfeszültsége csökken, ami csökkenti a visszacsatolás révén a T_1 bázisáramát. Ez a T_1 kollektoráramának növekedése ellen hat. Váltakozó áram esetén a C_{E2} rövidzárként viselkedik és az R'_{E2} ellenállást kiiktatja az áramkörből. Váltakozó áramú esetben az R_1 , R_2 osztó az U_{Ee} egyenfeszültséget és az U_{Ev} váltakozó feszültséget is visszacsatolja.



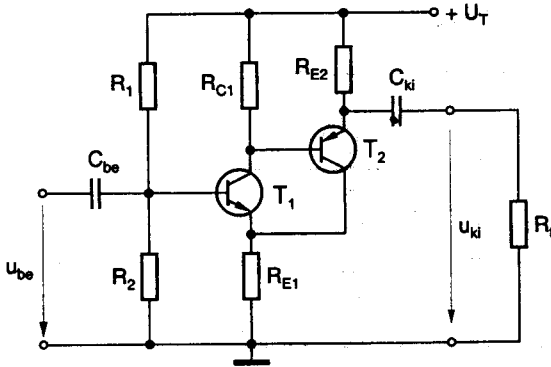
7.56. ábra. Párhuzamos negatív áram-visszacsatolást tartalmazó kétfokozatú erősítő

A β' egyenáramú visszacsatolási tényező és a β váltakozó áramú visszacsatolási tényező:

$$\beta = \frac{R_{E2}}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_{E2}}{R_{C2}} \quad \beta' = \frac{R_{E2} + R'_{E2}}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_{E2} + R'_{E2}}{R_{C2}}$$

Számítási példa:

Visszacsatolt erősítőfokozat számítása (7.57. ábra).



Adatok:

- $R_1 = 2 \text{ M}\Omega$ $R_2 = 12 \text{ M}\Omega$
- $R_{E2} = 2,7 \text{ k}\Omega$ $R_t = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_{E1} = 200 \text{ }\Omega$ $R_{C1} = 68 \text{ k}\Omega$

A T_1 és T_2 tranzisztorok hibrid paraméterei megegyeznek:

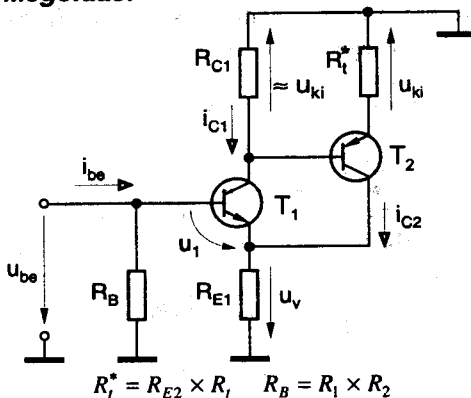
- $h_{11e} = 50 \text{ k}\Omega$
- $h_{21e} = 200$

7.57. ábra. Az erősítő kapcsolási rajza

Feladatok:

- a) Határozza meg az erősítőfokozatban alkalmazott visszacsatolás típusát és jellemzőit! Rajzolja le az erősítőfokozat váltakozó áramú helyettesítő képét, jelölve a fellépő fontosabb feszültségeket és áramokat, közepes működési frekvenciát feltételezve!
- b) Rajzolja le az erősítőfokozat váltakozó áramú hibridparaméteres helyettesítő képét, jelölve a fellépő fontosabb feszültségeket és áramokat, közepes működési frekvenciát feltételezve!
- c) Határozza meg az erősítőfokozat feszültségerősítését, közepes frekvencián!
- d) Határozza meg az erősítőfokozat bemeneti impedanciáját, közepes frekvencián!

Megoldás:



$$R_t^* = R_{E2} \times R_t \quad R_B = R_1 \times R_2$$

7.58. ábra. Váltakozó áramú helyettesítő kép

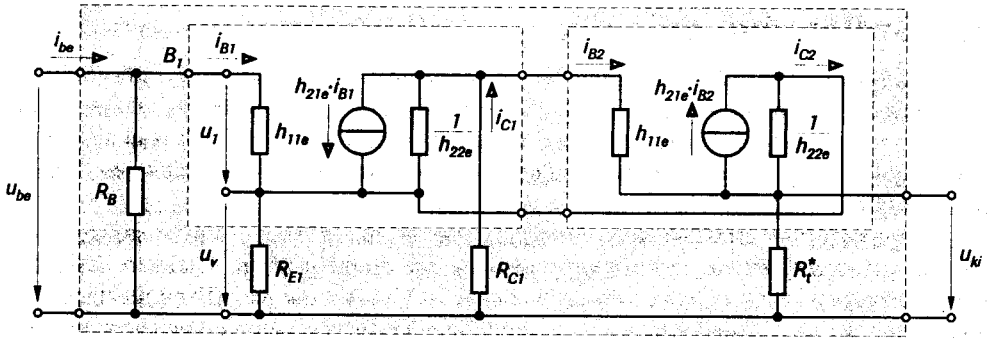
a) Az R_{E2} ellenálláson megjelenő kimeneti árammal arányos feszültséget, sorosan csatoljuk vissza a bemenetre; a visszacsatolás típusa tehát: – soros áramvisszacsatolás.

A visszacsatolás negatív, mivel a meghajtógenerátor feszültségével, u_{be} -vel azonos fázishelyzetű az u_v visszacsatoló feszültség. Ekkor az erősítő bemenetére az $u_1 = u_{be} - u_v$ különbségi jel kerül. A váltakozó áramú helyettesítő képet a 7.58 ábra szemlélteti.

b) A hibridparaméteres váltakozó áramú helyettesítő képet a 7.59 ábra szemlélteti.

c) A visszacsatolt feszültség: $u_v = (i_{c1} + i_{c2}) \cdot R_{E1} \cong - \left(\frac{u_{ki}}{R_{C1}} + \frac{u_{ki}}{R_t^*} \right) \cdot R_{E1} = - u_{ki} \cdot \frac{R_{E1}}{R_{C1} \times R_t^*}$

ahol $R_t^* = R_{E2} \times R_t = 2,7 \times 10 = 2,12 \text{ k}\Omega$ és $R_B = R_1 \times R_2 = 2 \times 12 = 1,71 \text{ M}\Omega$.



7.59. ábra. Hibridparaméteres váltakozó áramú helyettesítő kép

Mivel a T_2 emitterkövetőként működik, felírhatjuk a következő közelítő összefüggést:

$$u_{ki} \cong -\frac{h_{21e(1)} \cdot R_{C1}}{h_{11e(1)}} \cdot u_1 \Rightarrow u_1 \cong -\frac{h_{11e(1)}}{h_{21e(1)} \cdot R_{C1}} \cdot u_{ki}$$

A sorosan visszacsatolt fokozat alapegyenletét felhasználva:

$$u_{be} = u_1 + u_v = -u_{ki} \cdot \left(\frac{1}{S_1 \cdot R_{C1}} + \frac{R_{E1}}{R_{C1} \times R_i^*} \right)$$

ebből

$$A_{uv} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{S_1 \cdot R_{C1}}{1 + S_1 \cdot R_{C1} \cdot \frac{R_{E1}}{R_{C1} \times R_i^*}} = -\frac{|A_{u0}|}{1 + |A_{u0}| \cdot \beta_u}$$

$$|A_{u0}| = S_1 \cdot R_{C1} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 68 \cdot 10^3 = 272 \quad - \text{nyílthurkú feszültségerősítés}$$

$$\beta_u = \frac{R_{E1}}{R_{C1} \times R_i^*} = \frac{200}{68 \cdot 10^3 \times 2,12 \cdot 10^3} \cong 0,1 \quad - \text{feszültség-visszacsatolási tényező}$$

$$A_{uv} = -\frac{272}{1 + 272 \cdot 0,1} = -9,64$$

d) A T_1 tranzisztor bázispontjánál a bemeneti ellenállás:

$$r_{bev(T_1)} = \frac{u_{be}}{i_{B1}} = \frac{u_1 + u_v}{i_{B1}} = \frac{u_1}{i_{B1}} + \frac{u_v}{i_{B1}},$$

$$\text{ahol } \frac{u_1}{i_{B1}} = h_{11e} \quad \text{és} \quad \frac{u_v}{i_{B1}} = h_{11e} \cdot S_1 \cdot R_{C1} \cdot \frac{R_{E1}}{R_{C1} \times R_i^*} = h_{11e} \cdot |A_{u0}| \cdot \beta_u$$

$$r_{bev(T_1)} = (1 + |A_{u0}| \cdot \beta_u) \cdot h_{11e} = (1 + 272 \cdot 0,1) \cdot 50 \cdot 10^3 = 1,41 \cdot 10^6 \Omega$$

A bázisosztó terhelőhatását is figyelembe véve:

$$r_{bev} = \frac{u_{be}}{i_{be}} = R_B \times r_{bev(T_1)} = 1,71 \cdot 10^6 \times 1,41 \cdot 10^6 = 772 \cdot 10^3 \Omega.$$

7.8. Szélessávú erősítők

A *szélessávú erősítők* sok tekintetben megegyeznek a kisméretű erősítővel, de átviteli frekvenciasávjuk a legkisebb hangfrekvenciáktól (egyenáramú esetben 0 Hz-től) több száz kilohertzig, esetleg néhány megahertzig terjed. A szélessávú erősítők is általában több fokozatból állnak és megkülönböztetünk bemeneti fokozatot, főerősítőt és kimeneti fokozatot (teljesítményerősítőt).

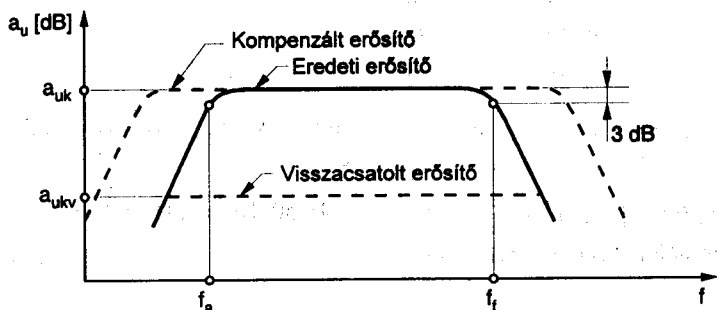
A tranzisztoros erősítők sávzélességét, vagyis az erősítés frekvenciafüggését az alkalmazott tranzisztorok határfrekvenciája és az áramkörükben található különböző reaktanciák (nem-ohmos elemek, ill. azok ellenállása) határozzák meg. Ilyen reaktanciáknak tekinthetők a csatoló kondenzátorok, az emitterkondenzátorok (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 korlátoznák a frekvenciasávot és jelentős torzítást okoznának. A jó szélessávú erősítőkben nagy teljesítményerősítésre és széles frekvenciasávra van szükség (pl. video erősítők, oszcilloszkópok erősítői, elektronikus voltmérők). Az ilyen erősítők minősége egyenesen arányos az A_{uk} erősítés és a B sávzélesség szorzatával. Mivel a száz kilohertz nagyságú f_f felső határfrekvenciához képest a néhány száz Hz f_a alsó határfrekvencia elhanyagolható, a sávzélesség 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 sávzélesség* (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 sávzélességének bizonyos mértékű növelésére mód van a közepes frekvencián elért erősítés csökkenése nélkül is. Ilyenkor külső frekvenciafüggő elemek alkalmazásával megpróbáljuk kiegyenlíteni a kis- és nagyfrekvenciás erősítés-csökkenést okozó elemek hatását. A sávzélesség növelésének ezt a módszerét *kompenzálásnak* nevezjük. A negatív visszacsatolás és a kompenzáció sávzélességre gyakorolt hatását a 7.60. ábra szemlélteti.

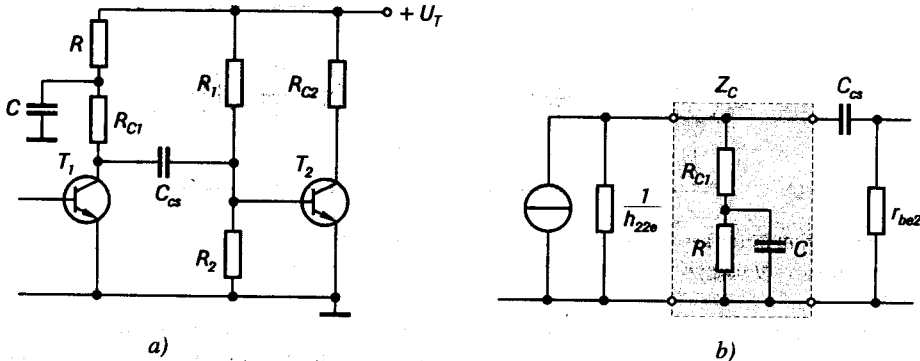


7.60. ábra. A sávzélesség növelésének lehetőségei

7.8.1. Kisfrekvenciás kompenzálás

A kisfrekvenciás kompenzálás segítségével az erősítők kisfrekvenciás átvitelét javíthatjuk. A kisfrekvenciás átvitel szempontjából nem okoz különösebb nehézséget a tranzisztor, mert paraméterei valóságos 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 7.61. 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 feszültségesés ezen a kondenzátoron. A csillapítás mértékét kompenzálhatjuk 7.61.a. ábrán látható RC taggal, amely az R_{C1} kollektor ellenállással sorosan egy Z_C kollektor-impedanciát alkot. A Z_C impedancia (7.61.b. ábra) a frekvencia csökkenésével növekszik és az így előidézett kisfrekvenciás erősítésnövekedés megfelelő méretezés esetén kiegyenlíti a csatoló kondenzátor által előidézett feszültségesést.



7.61. 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):

$$R_{C1} = 2 \cdot R \quad \text{és} \quad C \cdot R_{C1} = C_{cs} \cdot r_{be}$$

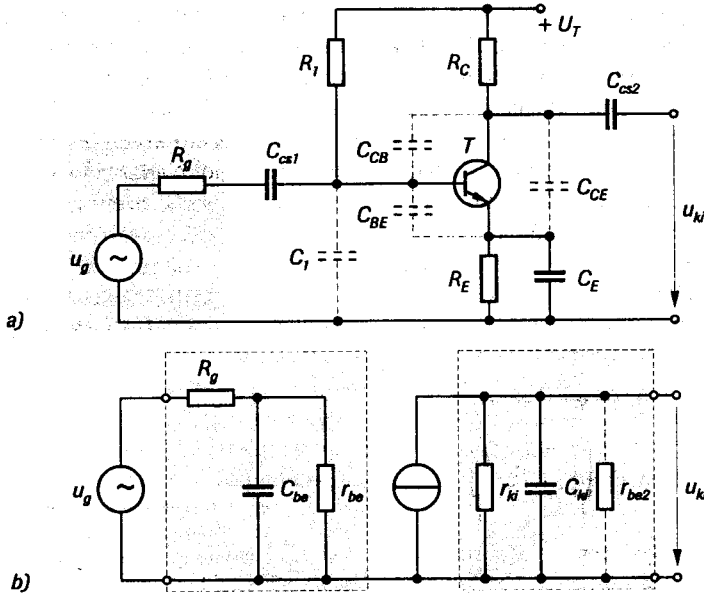
7.8.2. Nagyfrekvenciás kompenzálás

A 100 kHz feletti határfrekvenciával rendelkező erősítők felső határfrekvenciáját (vagyis magasfrekvenciás erősítését) két tényező befolyásolja döntően:

1. A h_{21e} áramerősítési tényező csökkenése a frekvencia növekedése esetén (a tranzisztor belső felépítése határozza meg).
2. Az erősítőelem belső kapacitásainak és a szórt kapacitásoknak az erősített jelre gyakorolt söntölő hatása.

A tranzisztor- és a szórt kapacitások

Az erősítő kapcsolások mindenképpen tartalmaznak tranzisztor- és szórt kapacitásokat, amelyek az áramkör ellenállásaival együtt aluláteresztő szűrőt alkotnak (7.62. ábra).



7.62. ábra. A tranzisztor kapacitásainak hatása emitterkapcsolásban
 a) kapcsolási rajz b) nagyfrekvenciás, váltakozó áramú helyettesítő kép

A bemeneti oldalon a C_1 (a kivezetés szórt kapacitása), C_{BE} (a bázis-emitter kapacitása) és a C_{CB} (a kollektor-bázis kapacitása) az R_g ellenállással aluláteresztő szűrőt képez. 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 $|A_u|$ -szorosára kapcsolódik a bemenetre, mivel ezen a kondenzátoron a bemeneti feszültség $|1 - A_u|$ -szorosára lép fel. Ezt a jelenséget **Miller-hatásnak** nevezik. Mivel $A_u \gg 1$ a bemeneti kapacitás közelítőleg:

$$C_{be} \approx |A_u| \cdot C_{CB} .$$

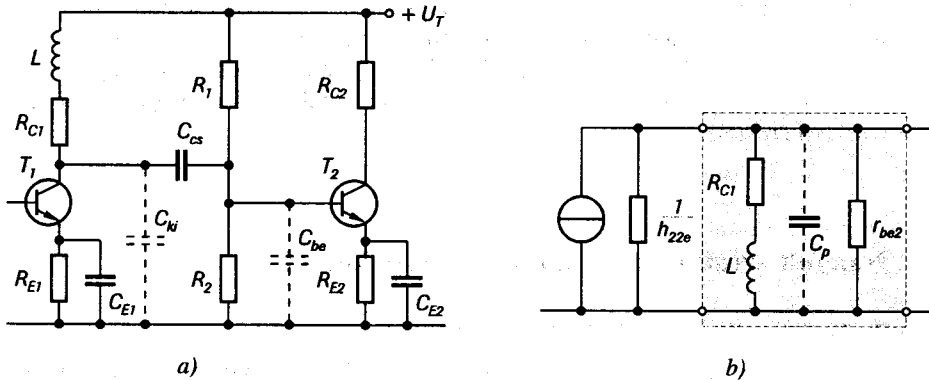
A kimeneti oldalon a C_{CB} és C_{CE} (kollektor-emitter kapacitás) kondenzátorok az erősítő párhuzamosan kapcsolódó r_{ki} kimeneti ellenállásával és esetleg a következő fokozat r_{be2} bemeneti ellenállásával ugyancsak aluláteresztő szűrőt hoznak létre.

A kimeneti és a bemeneti oldalon képződő aluláteresztő szűrők a közepes frekvenciánál nagyobb frekvenciákon csökkentik a feszültségerősítést, mivel:

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} .$$

Nagyfrekvenciás kompenzálás gyakorlati megvalósítása

A nagyfrekvenciás kompenzálás célja a felső határfrekvencia növelése. A nagyfrekvenciás kompenzálásnak egy lehetséges változatát, amelyet *párhuzamos kompenzálásnak* neveznek, a 7.63. ábra szemlélteti.



7.63. ábra. Nagyfrekvenciás kompenzálás

- a) az erősítést a frekvenciasáv felső végén kompenzáló áramkör
b) nagyfrekvenciás váltakozó áramú helyettesítő kép

Az R_{C1} ellenállással sorosan beiktatott L tekercs *párhuzamos rezgőkört* képez a C_p parazita kapacitásokkal:

$$C_p = C_{ki} + C_{be} + C_{szerelés}$$

- ahol C_{ki} – a T_1 tranzisztoros fokozat kimeneti kapacitása;
 C_{be} – a T_2 tranzisztoros fokozat bemeneti kapacitása;
 $C_{szerelés}$ – a szerelés során kialakuló szórt kapacitások.

Általában gondos tervezés, szerelés esetén $C_{szerelés}$ 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 $\frac{1}{h_{22e}}$, 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 kiegyenlítsse.

7.9. 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 erősítsék. Ilyen erősítőket általában csak magasabb frekvenciákon alkalmaznak ($f_a > 100$ kHz) ezért a következőkben nagyfrekvenciás (rádiófrekvenciás) hangolt erősítőkkel foglalkozunk.

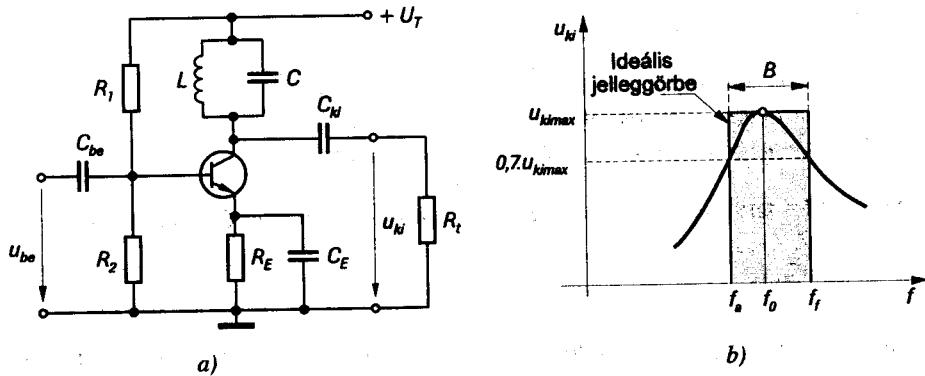
A nagyfrekvenciás hangolt erősítők jellemzője, hogy munka-ellenállásuk frekvenciafüggő: **párhuzamos rezgőkör** vagy **sávszűrő**. A hangolt erősítők rendszerint egy, vagy két hangolt rezgőkört (ill. sávszűrőt) tartalmazó kapcsolásban működnek (*egy-hangoltkörű, vagy két-hangoltkörű erősítő*).

7.9.1. Hangolt erősítő párhuzamos LC rezgőkörrel

Emitterkapcsolású, hangolt fokozat egy rezgőkörrel

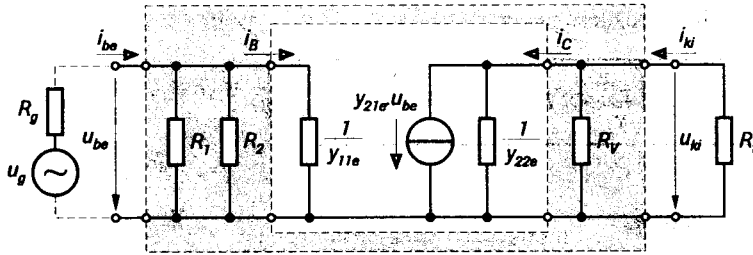
A 7.64. ábra emitterkapcsolású párhuzamos rezgőkörrel kivitelezett hangolt erősítő kapcsolását és kimeneti feszültségének frekvenciafüggvényét mutatja. A fokozat munkaellenállása a kívánt átviteli frekvenciatartomány közepére hangolt párhuzamos LC rezgőkör. A rezgőkör jósága fogja meghatározni az erősítő B sávzélességét.

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.



7.64. ábra. Nagyfrekvenciás hangolt erősítő
a) kapcsolási rajza b) a kimeneti feszültség frekvenciafüggvénye

A 7.65. ábra az erősítő admittancia paraméteres helyettesítő képét mutatja f_0 rezonanciafrekvencián. A nagyfrekvenciás tartományban alkalmazott tranzisztorok (BF xxx jelzésűek általában) kisjelű jellemzői az y paraméterekkel adottak.



7.65. 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:

$$Q_0 = \frac{R_V}{X_L} = \frac{X_L}{r_V}; \text{ ahol } \begin{array}{ll} r_V & - \text{ a rezgőkör soros veszteségi ellenállása;} \\ R_V & - \text{ a rezgőkör párhuzamos veszteségi ellenállása.} \end{array}$$

A helyettesítő képek alapján végzett számításoknál mindig 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:

$$R_V = R_{CV} \times R_{LV}; \text{ ahol } \begin{array}{ll} R_{CV} & - \text{ a kondenzátor párhuzamos veszteségi ellenállása;} \\ R_{LV} & - \text{ a tekercs párhuzamos veszteségi ellenállása.} \end{array}$$

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_t sávszélességét a rezgőkör Q_{ot} tényleges (terhelt) jóssága határozza meg:

$$Q_{ot} = \frac{R_{eredő}}{X_L} = \frac{R_{eredő}}{X_C}; \quad (Q_o > Q_{ot}).$$

A sávszélesség :

$$B_t = \frac{f_o}{Q_{ot}}; \quad (B_t > B).$$

☛ Számítási példa:

Határozzuk meg a 7.64. ábrán látható hangolt erősítő feszültségerősítését, jóssági tényezőjét, sávszélességét és a rezgőkör jellemzőit !

Adatok:

- Az alkalmazott tranzisztor paraméterei: $y_{11e} = 2 \text{ mS}$; $y_{21e} = 30 \text{ mS}$; $y_{22e} = 20 \text{ } \mu\text{S}$.
- A rezgőkör adatai: $f_o = 300 \text{ kHz}$; $C = 4,7 \text{ nF}$; a soros veszteségi ellenállás $r_V = 3 \text{ } \Omega$.
- A terhelő-ellenállás: $R_t = 10 \text{ k}\Omega$.

Megoldás:

Az $X_C = X_L$ rezonancia-feltételből a rezgőköri tekerics induktivitása:

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_o^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (3 \cdot 10^5 \text{ Hz})^2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \text{ F}} = 59,8 \cdot 10^{-6} \text{ H} = \underline{59,8 \text{ } \mu\text{H}}.$$

A kapacitás reaktanciája: $X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^5 \text{ Hz} \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \text{ F}} \cong \underline{113 \text{ } \Omega}.$

A terheletlen jóssági tényező: $Q_o = \frac{X_C}{r_V} = \frac{113 \text{ } \Omega}{3 \text{ } \Omega} = \underline{37,66}.$

A párhuzamos veszteségi ellenállás: $R_V = r_V \cdot Q_o^2 = 3 \text{ } \Omega \cdot (37,66)^2 = \underline{4254 \text{ } \Omega}.$

A rezgőkör sávszélessége: $B = \frac{f_o}{Q_o} = \frac{300 \text{ kHz}}{37,66} = \underline{7,966 \text{ kHz}}.$

A rezgőkört terhelő eredő ellenállás:

$$R_{eredő} = \frac{1}{y_{22e}} \times R_V \times R_t = \frac{1}{0,02 \text{ mS}} \times 4,25 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega = \underline{2,814 \text{ k}\Omega}.$$

Az erősítő feszültségerősítése: $A_u = -y_{21e} \cdot R_{eredő} = -30 \text{ mS} \cdot 2,814 \text{ k}\Omega = \underline{-84,42}.$

Az erősítő jósági tényezője: $Q_{ot} = \frac{R_{eredő}}{X_C} = \frac{2814 \text{ }\Omega}{113 \text{ }\Omega} = \underline{24,9}.$

Az erősítő sávzélessége: $B_t = \frac{f_o}{Q_{ot}} = \frac{300 \text{ kHz}}{24,9} = \underline{12,048 \text{ kHz}}.$

7.9.2. Hangolt erősítő sávszűrős csatolással

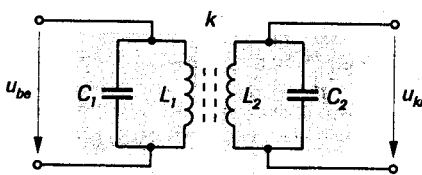
Sávszűrők felépítése és jellemzői

Az egy rezgőkörrel rendelkező hangolt erősítők átviteli karakterisztikája sok gyakorlati alkalmazásban nem megfelelő, mivel: *sávzélessége kicsi, a sávzéleken nem elég meredek a levágás és az átviteli sávban nem elég egyenletes a feszültségerősítés.* Jobb eredményeket érhetünk el sávszűrő alkalmazásával.

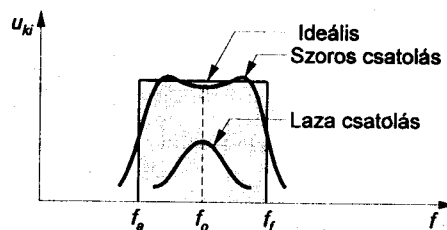
Sávszűrős csatolás esetén a jel az egyik rezgőkörből a másikba valamilyen csatolás (induktív vagy kapacitív csatolás) révén jut át. A 7.66. ábra induktív csatolású sávszűrőt és átviteli karakterisztikáját szemlélteti.

A megfelelő átvitel érdekében a két rezgőkör rezonanciafrekvenciája azonos:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}}; \Rightarrow L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2.$$



a) kapcsolási rajz



b) átviteli karakterisztika

7.66. ábra. Induktív csatolású sávszűrő

A sávszűrő fontos jellemzője a k csatolási tényező:

$$k = \frac{\Phi_2}{\Phi_1};$$

ahol Φ_1 – az L_1 primer tekercsen áthaladó fluxus;

Φ_2 – a primer tekercs fluxusának az L_2 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 közeli értékei *szoros csatolást*, 1-től távol eső értékei *laza csatolást* eredményeznek. A előnyei:

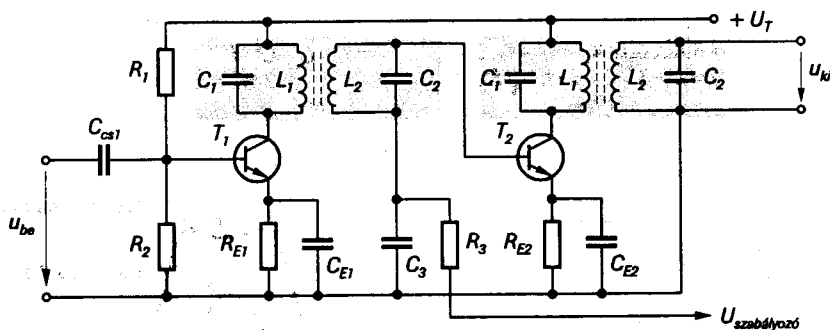
- Igen egyenletes feszültségerősítés az átviteli tartományban;
- Nagy sávszélesség;
- A sávszéleken nagy meredekségű levágás.

Hátránya a sávszűrős csatolásnak, hogy – az átviteli veszteségek következtében – kisebb feszültségerősítés érhető el, mint az egy rezgőkörös esetben.

Hangolt erősítő kapcsolása sávszűrős csatolással

A 7.67. ábra közös emitteres, kétfokozatú, sávszűrős csatolású, hangolt erősítő kapcsolását mutatja. A kapcsolásban található négy rezgőkör biztosítja – megfelelő hangolás esetén – a nagyon jó szelektivitást és az ideálist megközelítő átviteli karakterisztikát.

Érdekessége 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.



7.67. ábra. Kétfokozatú közös emitteres erősítő sávszűrős csatolással

A T_2 tranzisztor munkapontját az R_3 , L_2 vonalon az $U_{szabalyozo}$ 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.

7.10. Nagyjelű erősítők

7.10.1. 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 hatások és minél kisebb torzítás mellett. Üzem módjuk 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 négy pólus-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 feszültség erősítők:** 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).

□ **Teljesítmény erősítők:** olyan áramkörök, amelyekben alapvető követelmény a nagy kimeneti teljesítmény, a feszültség erősítés értéke viszont kevésbé jelentős szempont. Egy teljesítmény erősítő terhelése lehet egy hangszóró, egy távközlési vonal, egy szervomotor 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 alapkapcsolás és a fokozatok közötti csatolás megválasztására vonatkozólag ismertettünk. A munkapont körüli 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 alapkövetelmények a határértékekre és a torzításokra vonatkoznak.

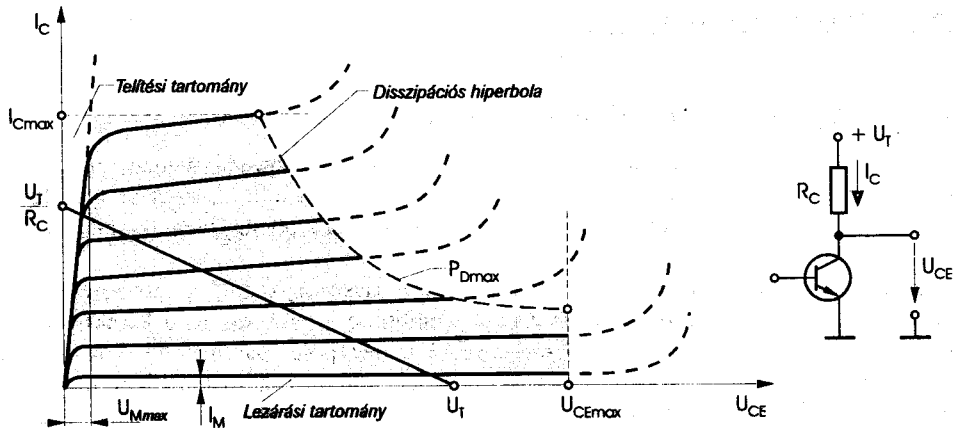
7.10.2. Az erősítőelemek határértékei

A tranzisztorok kimeneti jelleggörbéiből (7.68. 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 hőelvezetéstől 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 kivezérlelhetőséget korlátozza.
- A **lezárási tartomány**, amely kis áramerősségek esetén határt szab a kivezérlelésnek.

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:

$$P_{Dmax} = \frac{T_j - T_k}{R_{th}}; \quad (T_j - \text{legnagyobb megengedett záróréteg hőmérséklet}).$$



7.68. ábra. A teljesítménytranszisztorok korlátozó tényezői

A különböző környezeti hőmérsékletre és R_{th} hőellenállásokra (pl. hűtőbordákhoz) vonatkozó P_{Dmax} veszteségi teljesítményt görbesereggel vagy közvetlenül számértékben 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 telítődéséig és (vagy) lezárásáig (a durva torzítás határáig) történő vezérlését. A vezérlési tartomány növelhető olyan speciális teljesítménytranszisztorok 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 nonlinearitása: a bemeneti áram nem arányos a feszültséggel. A nagy jelfeszültségek miatt a nonlinearitás sokkal erőteljesebben jelentkezik, mint a kisjelű fokozatoknál. A torzítás csökkentése nagyjelű erősítőknél nagy hurokerősítésű negatív visszacsatolással valósítható meg.

7.10.3. Teljesítményerősítők jellemzői

A teljesítményerősítők feladata adott jelteljesítmény előállítása, amelyhez meghatározott feszültség- és áramértékek tartoznak. A teljesítményerősítők tehát tulajdonképpen energia-átalakítók, 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 melegítve 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 szükségessé.

A kollektorkapcsolású (emitterkövető) fokozatok kapcsolástechnikája a legegyszerűbb és a kis kimeneti impedancia lehetővé teszi sok esetben a kimenő transzformátor mellőzését. Az emitterkövető feszültségerősítése egységnyi, 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;

$$P_D = P_T - P_{ki}.$$

- η – 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

7.10.4. 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.

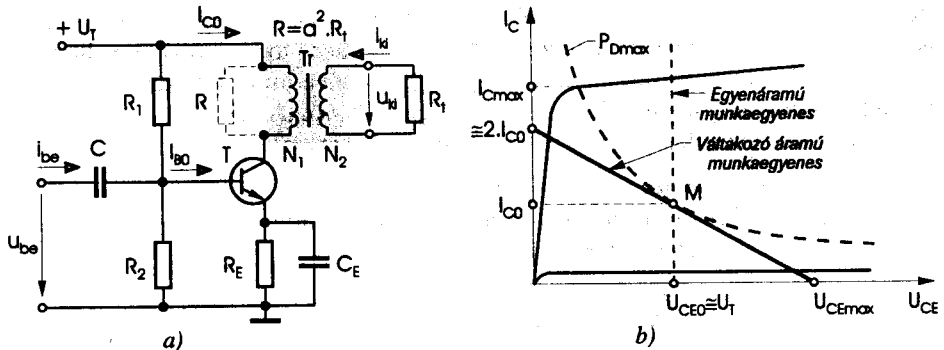
A 7.69.a. ábra emitterkapcsolású, A-osztályú üzemmódban működő (a bemeneti váltakozó áramú jel mindkét félperiódusát erősíti) teljesítményerősítő kapcsolását mutatja. A kollektor ellenállás szerepét a T_r illesztő transzformátor primer tekercse tölti be, amelynek kis ohmos ellenállása határozza meg az egyenáramú munkaegyenest meredekségét, úgy hogy közel függőleges egyenest kapunk (7.69.b. ábra). A kimenő transzformátor feladata az erősítő illesztése az R_l terhelő ellenálláshoz, a maximális teljesítmény-átvitel érdekében. Az a menetszám-átétel megfelelő megválasztásával bármilyen terhelés jól illeszthető a kollektorkörhöz:

$$R = a^2 \cdot R_l$$

A lehetséges legnagyobb kivezérléshez és kimeneti teljesítménynek megfelelően választott munkapont a legnagyobb veszteségi teljesítmény hiperboláján helyezkedik el, ami az:

$$I_{CO} = \frac{P_{Dmax}}{U_{CE0}}$$

összefüggés révén bizonyítható



7.69. ábra. Emitterkapcsolású A-osztályú erősítő
a) kapcsolási rajz b) kimeneti jelleggörbék

A kollektoráram legnagyobb értéke kétszer nagyobb a nyugalmi áramnál:

$$I_{Cmax} \geq 2 \cdot I_{C0}$$

A váltakozó áramú (dinamikus) munkaegyenes, – amely meghatározza az erősítő optimális munkaellenállását is – az:

$$R_l = R_{optim.} = \frac{U_{CEmax}}{I_{Cmax}} \approx \frac{U_{CE0}}{I_{C0}} \approx \frac{U_T}{I_{C0}} = R_E$$

összefüggések egyike alapján határozható meg. Megállapítható, hogy az U_T/I_{C0} hányados, 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 hányadosa. 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 tranzisztor-veszteségeket ebben a számításban elhanyagoljuk. Így tehát:

$$P_{ki} = m_v \cdot \frac{\hat{U}_{CE}}{\sqrt{2}} \cdot m_v \cdot \frac{\hat{I}_C}{\sqrt{2}} \approx \frac{m_v^2}{2} \cdot U_{CE0} \cdot I_{C0} = \frac{m_v^2}{2} \cdot U_T \cdot I_{C0}$$

A hatásfok, a tranzisztor veszteségeit elhanyagolva:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_T} \cdot 100 \approx \frac{m_v^2}{2} \cdot 100 \text{ [%]};$$

- teljes kivezérlésnél ($m_v = 1$): $\eta = 50 \text{ %}$;
- fél kivezérlésnél ($m_v = 0,5$): $\eta = 12,5 \text{ %}$.

A tranzisztorvesztések 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:

$$P_D = P_T - P_{ki} = P_{ki} = 0,5 \cdot U_{CE0} \cdot I_{C0}$$

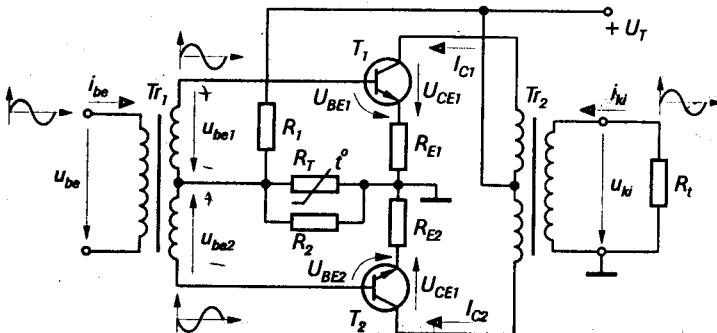
Tehát teljes kivezérlés esetén fele akkora a tranzisztort melegítő teljesítmény, mint kivezérlés nélkül; a kivezérlés csökkenésével a disszipációs teljesítmény nő.

7.10.5. Ellenütemű teljesítményerősítők

Az ellenütemű fokozatokban lévő két teljesítménytranzisztort két egyenlő nagyságú de fázisban 180° -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 7.70. 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 hőmegfűtás elleni védelmet 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 kapcsolás két teljesítménytranzisztora ugyanolyan típusú (NPN), egyenáramú szempontból párhuzamosan, váltakozó áramú szempontból sorosan kapcsolódnak. Ebben az esetben a kimenő transzformátor alkalmazása feltétlenül szükséges.

Az ilyen teljesítményfokozatok csak alacsony minőségi követelményeket képesek kielégíteni a transzformátoros csatolások miatt, ezért csak ritkán használják. Alkalmazására olyankor kerül sor, amikor a rendelkezésre álló tápfeszültség túl kicsi (pl. a zsebrádiók végerősítő fokozata, ahol $U_T = 1,5 + 3$ V), vagy a terhelés ellenállása és a tápfeszültség között aránytalanság áll fenn.



7.70. ábra. Ellenütemű teljesítményerősítő kimenő transzformátorral

Ellenütemű teljesítményfokozat A-osztályú működése, tulajdonságai

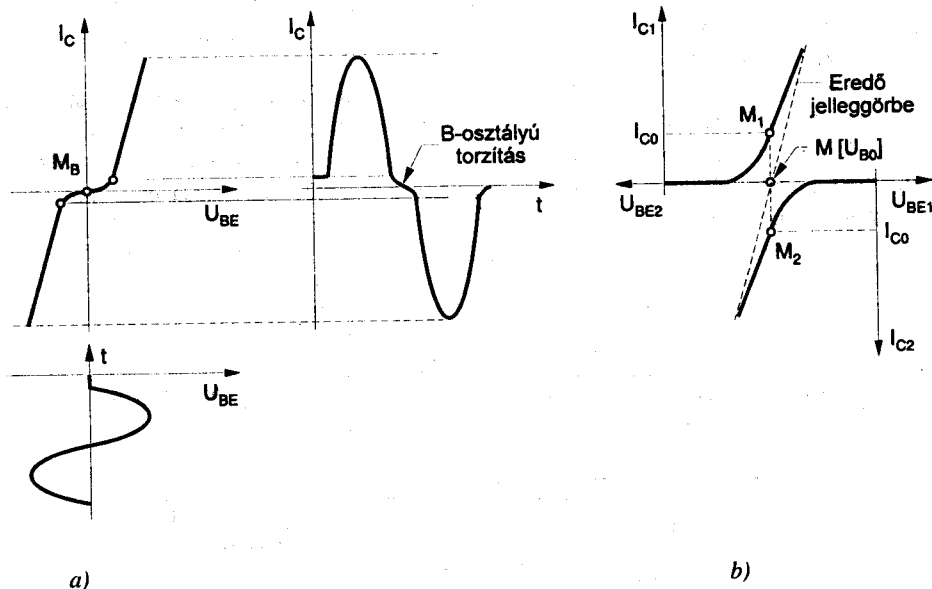
Az ellenütemű teljesítményfokozat A-osztályú beállítása esetén a hatásfok ugyanakkora, mint az egyszerű A-osztályú fokozaté, kimeneti jelteljesítménye viszont az egyszerű fokozat kétszerese, azonos munkapont-beállítást feltételezve (két erősítő elem működik).

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 alkalmaznak A-osztályú ellenütemű teljesítményerősítőket.

Ellenütemű teljesítményfokozat B-, AB-osztályú működése, tulajdonságai

A B-osztályú erősítőkben a munkapont közvetlenül a vízszintes tengely mellett, $I_C \approx 0$ 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 (7.71.a. ábra). A kimenő transzformátor kimenetén a teljes szinuszjel megjelenik. Az $I_C(U_{BE})$ karakterisztika alsó görbülete miatt – kis értékű vezérlőjeleknél – *nemlineáris torzítás* jelentkezik a kimeneti jelben, amely a karakterisztika megtörésében nyilvánul meg. Ezt a torzítást *B-osztályú vagy átváltási torzításnak* nevezzük.



7.71. ábra. Ellenütemű teljesítményerősítő működési jelleggörbéi
 a) B-osztályú működés b) AB-osztályú működés

A torzítás megszüntethető, ha a tranzisztorok bázis-emitter feszültségét a 7.71.b. ábrán szemléltetett U_{BE0} feszültséggel állítjuk be, amely egy I_{C0} értékű nyugalmi áramot eredményez. Ezzel az erősítő **AB-osztályú** üzemenk megfelelő beállításba kerül. Ilyenkor a két tranzisztor árama megegyezik és ellentétes irányú, az eredő áram pedig nulla. Az erősítő vezérlő 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, úgyhogy a B-osztályú ellenütemű erősítők vizsgálatakor 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 kollektoráram 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 P_{ki} 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:

$$\eta = \frac{P_{ki}}{P_T} \cdot 100 = \frac{\frac{1}{2} \cdot m_v^2 \cdot U_T \cdot I_{Cmax}}{2 \cdot U_T \cdot m_v \cdot \frac{I_{Cmax}}{\pi}} \cdot 100 = m_v \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 100 \quad [\%];$$

- 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 üzemenk és fél kivezérlésnél is csak a felére csökken. Érdemes megjegyezni, hogy a hatásfok a B-osztályú teljesítményerősítőknél 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).

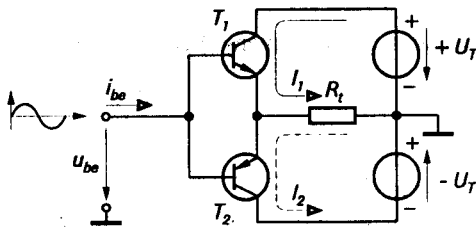
□ Az egy tranzisztoron fellépő disszipációs teljesítmény:

- vezérlés nélkül $P_D = 0$, mivel a tranzisztor le van zárva;

- vezérlés esetén $P_D = P_T - P_{ki} = U_T \cdot I_{Cmax} \cdot \left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right) = 0,136 \cdot U_T \cdot I_{Cmax}$

7.10.6. Komplementer teljesítményerősítők

Az ellenütemű vezérlést igen egyszerűen lehet megvalósítani 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 7.72. 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.



7.72. ábra. *B*-osztályú komplementer végerősítő elvi kapcsolása

Jellemzők:

- Feszültségerősítés: $A_v \approx 1$;
- Áramerősítés: $A_i = \beta$;
- Hatásfok teljes, szinuszos kivezérlés esetén: $\eta = 78,5 \%$.

A kapcsolás működése a következő:

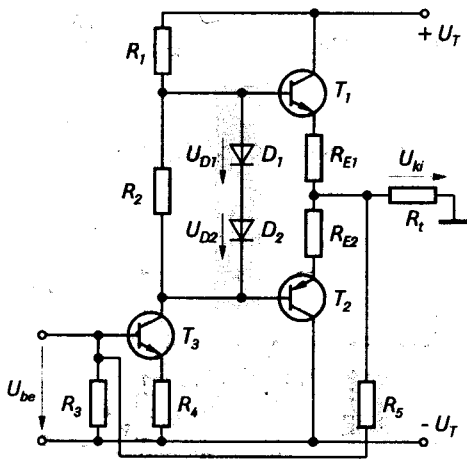
- Ha nincs vezérlőjel ($u_{be} = 0$), mindkét tranzisztor lezár, ezért az áramkör nem vesz fel egyenáramú teljesítményt.
- A vezérlőjel pozitív félperiódusában T_1 nyit (T_2 lezár), a terhelésen a vezérlőjel nagyságától függő I_1 áram folyik (a felső $+U_T$ tápegység-részt terhelve).
- A vezérlőjel negatív 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 7.73. ábrán látható *AB*-osztályú komplementer végerősítő esetén.

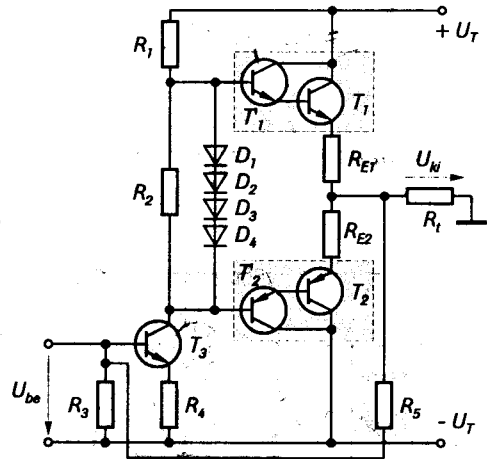
A teljesítménytranzisztorok munkapontját a D_1 és D_2 nyitóirányban polarizált Si-diódák segítségével állítják be. A diódákon eső feszültség ($U_{D1} = U_{D2} \approx 0,7 \text{ V}$) a T_1 és T_2 tranzisztorokat előfeszítve, kis értékű munkaponti áramot eredményez. A diódák kis értékű differenciális 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 hőkompenzálás megvalósítására a diódákat a tranzisztorok tokjára vagy hűtőlemezeire 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.



7.73. ábra. AB-osztályú komplementer teljesítményerősítő elvi kapcsolása



7.74. ábra. AB-osztályú Darlington-tranzisztoros komplementer teljesítményerősítő elvi kapcsolása

A 7.74. 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 (pl. $\beta_{eredő1} = \beta_1 \cdot \beta'_1$). A Darlington-kapcsolású tranzisztorok jellemzőit részletesen a 8. fejezetben tárgyaljuk.

A négy sorbakapcsolt $D_1 + D_4$ dióda azért szükséges, mert az összekapcsolt tranzisztorok munkaponti feszültségigénye kétszerese az egyedi tranzisztorénak (kb. 1,4 V).

7.10.7. 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 védelmé érdekében a kimeneti áramot egy elektronikus áramkörrel meghatározott maximális értékre korlátozzuk.

A 7.75.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:

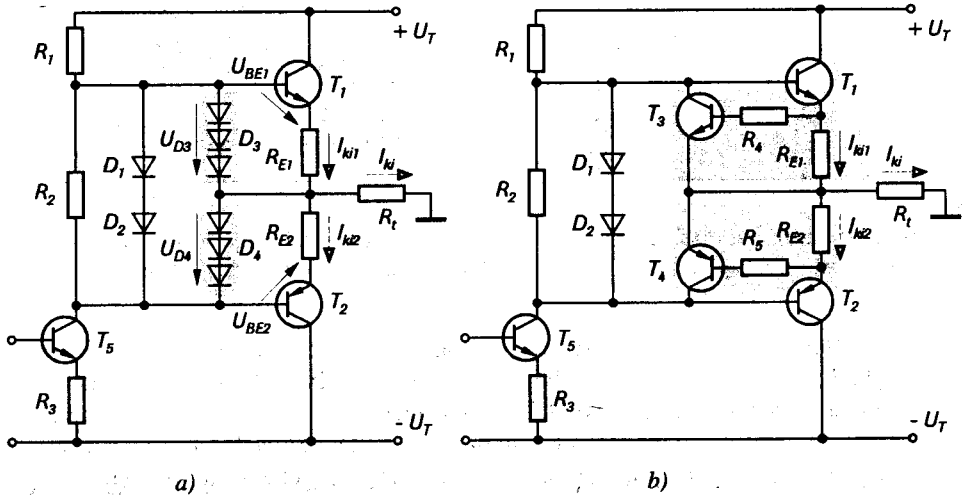
- A teljesítménytranzisztorok emitter-ellenállásain (R_{E1} és R_{E2}) a tranzisztorok emitter-árama (I_{ki1} és I_{ki2}) feszültségesést hoz létre. A feszültségesés egy bizonyos értékénél a D_3 és D_4 diódasor kinyit és kapcsain közelítően állandó értékű feszültség jön létre.
- Ettől a pillanattól kezdve a tranzisztorok vezérlő feszültsége nem fog tovább nőni, tehát a teljesítménytranzisztorok bázisáramának növekedése megszűnik és a határolás létrejön.
- A maximális kimeneti áram, n -nel jelölve a diódasorok sorba kötött diódáinak számát:

$$I_{ki\ max1} = \frac{U_{D3} - U_{BE1}}{R_{E1}} \cong \frac{0,7\ V}{R_{E1}} \cdot (n-1); \quad n = 3 \text{ esetén}$$

$$I_{ki\ max1} \cong \frac{1,4\ V}{R_{E1}}$$

$$|I_{ki\ max2}| = \frac{U_{D4} - |U_{BE2}|}{R_{E2}} \cong \frac{0,7\ V}{R_{E2}} \cdot (n-1); \quad n = 3 \text{ esetén}$$

$$|I_{ki\ max2}| \cong \frac{1,4\ V}{R_{E2}}$$



7.75. ábra. Teljesítményerősítők védelme (AB-osztályú komplementer fokozat)
 a) diódás áramkorlátozó kapcsolás b) tranzisztoros áramkorlátozó kapcsolás

A 7.75.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_{ki1} és I_{ki2}).
- 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 (a kimeneti áram növekedése esetén egyre nagyobb részét) elvezetik. Ennek hatására a teljesítménytranzisztorok bázisáramának növekedése megszűnik.
- A maximális kimeneti áram:

$$I_{ki\ max1} \cong \frac{0,7\ V}{R_{E1}};$$

$$I_{ki\ max2} \cong \frac{0,7\ V}{R_{E2}}.$$

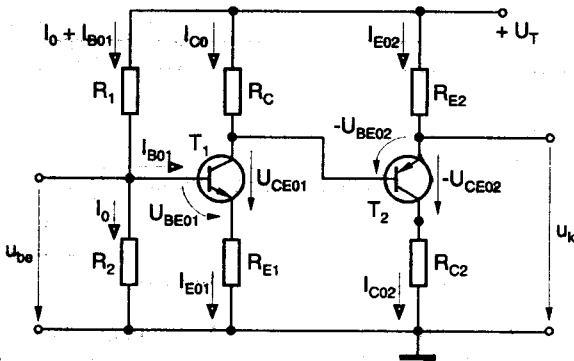
A tárgyalt védelmi megoldások a teljesítménytranzisztorok maximális áramának a túllépése esetén lépnek működésbe függetlenül attól, hogy mi okozza a túllépést. Ezek a védelmi megoldások nemkívánatos áram-határolást hozhatnak létre nagyon alacsony értékű terhelőellenállások esetén, és bizonyos kapacitív terhelések hatására.

Összefoglaló kérdések:

1. Milyen fontos jellemzői vannak egy erősítő kapcsolásnak?
2. Hasonlítsd össze az emitterkapcsolást és a kollektorkapcsolást!
3. Milyen hatása van az emitterkondenzátornak alacsony frekvencián?
4. Milyen előnyökkel jár a térvezérlésű tranzisztorok alkalmazása erősítő áramkörökben?
5. Mi a szinteltoló szerepe, többfokozatú erősítők esetén?
6. Sorold fel az erősítőkben keletkező zajok típusait?
7. Mit nevezünk harmonikus torzításnak?
8. Milyen hatása van a negatív visszacsatolásnak az erősítő jellemzőire?
9. Mi a kisfrekvenciás kompenzálás?
10. Mi a feladata a teljesítményerősítőknek?
11. Hasonlítsd össze a tanult teljesítményerősítő fokozatok hatásfok viszonyait!

Összefoglaló feladatok:

1. **Feladat:** Határozza meg a 7.76. ábrán látható többfokozatú erősítő munkapont-beállító elemeit!

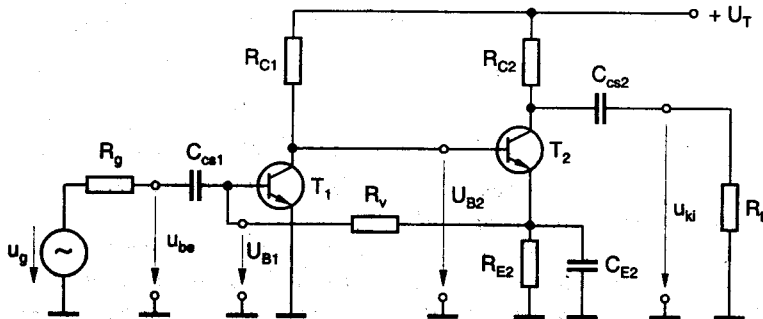


7.76. ábra.

Adatok:

$U_T = 12 \text{ V}$
 $U_{CE02} = 6 \text{ V}$
 $U_{BE02} = 0,6 \text{ V}$
 $B_1 = 100$
 $I_{C01} = I_{C02} = 4 \text{ mA}$
 $U_{C02} = 4 \text{ V}$
 $U_{CE01} = 6 \text{ V}$
 $U_{BE01} = 0,7 \text{ V}$
 $I_0 = 10 \cdot I_{B01}$
 $I_{B02} - \text{elhanyagolható!}$

2. **Feladat:** Kétfokozatú erősítőkapcsolás egyen- és váltakozó áramú jellemzőinek számítása (7.77. ábra)!



7.77. ábra.

Adatok:

A két tranzisztor paraméterei megegyeznek ($T_1 = T_2$):

$h_{11e} = 33 \text{ k}\Omega$, h_{12e} = elhanyagolható, $B = h_{21e} = 120$, $h_{22e} = 20 \text{ }\mu\text{S}$.

A T_1 tranzisztor munkaponti adatai: $U_{BE01} = 0,6 \text{ V}$; $I_{C01} = 0,3 \text{ mA}$; $R_v = 470 \text{ k}\Omega$.

A T_2 tranzisztor munkaponti adatai: $U_{BE02} = 0,7 \text{ V}$; $I_{C02} = 0,4 \text{ mA}$; $U_{C02} = \frac{1}{2} \cdot U_T$.

A tápfeszültség és a terhelés értéke: $U_T = 15 \text{ V}$; $R_l = 10 \text{ k}\Omega$.

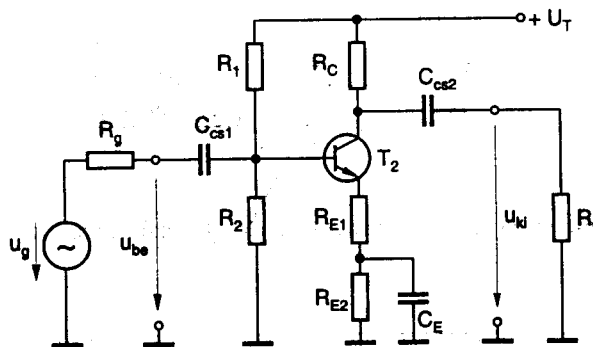
A meghajtó generátor adatai: $u_g = 1 \text{ mV}$; $R_g = 12 \text{ k}\Omega$.

Feladatok:

- Határozza meg a tranzisztorok munkapontját beállító ellenállások értékeit! Válasszon szabványos, az E24-es értéksornak megfelelő értékeket!
- Határozza meg az erősítőfokokozatok feszültségerősítését és a kapcsolás eredő feszültségerősítését!
- Határozza meg a terhelésen fellépő feszültség értékét!
- Határozza meg az erősítő alsó határfrekvenciáját, ha a csatoló kondenzátorok kapacitása $C_1 = C_2 = 220 \text{ nF}$ és egy kondenzátor által beiktatott szintcsökkenés 1,5 dB!

E 24 ($\pm 5\%$)																							
1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

3. Feladat*: Tranzisztoros erősítőfokozat váltakozó áramú számítása (7.78. ábra).



7.78. ábra.

Adatok:

Az áramkör adatai:

$R_1 = 120 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$
 $R_C = 4,7 \text{ k}\Omega$ $R_{E1} = 680 \text{ }\Omega$
 $R_g = 2 \text{ k}\Omega$ $R_l = 10 \text{ k}\Omega$

A tranzisztor h paraméterei:

$h_{11e} = 2 \text{ k}\Omega$
 h_{12e} – elhanyagolható
 $h_{21e} = 150$
 $h_{22e} = 0,2 \text{ mS}$

Feladatok:

- Rajzolja le az erősítőfokozat váltakozó áramú hibridparaméteres helyettesítő képét, közepes működési frekvenciát feltételezve! Határozza meg az erősítőfokozatban alkalmazott visszacsatolás típusát!
- Határozza meg az erősítőfokozat feszültségerősítését közepes frekvencián!
- Határozza meg az erősítőfokozat áramerősítését közepes frekvencián!
- Határozza meg az erősítőfokozat kimeneti impedanciáját közepes frekvencián!

8. 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 szilícium félvezető kristályon alakítják ki, tehát egyetlen tömbből (*monolit*) áll. A gyártás és tervezés során arra törekednek, hogy az adott áramkört 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 tranzistoros kapcsolásokat alkalmaznak. Ennek oka nagyon egyszerű: egy nagy értékű ellenállás sokkal nagyobb szilícium-felületet foglal el mint egy tranzisztor. Például egy 1 k Ω nagyságú ellenállás kétszer akkora felületet foglal el mint egy közepes tranzisztor.

Hasonló problémák vannak a kondenzátorok esetében is. Egy 10 pF értékű kondenzátor kb. háromszor annyi felületet igényel mint egy közepes tranzisztor.

Az említett okok olyan – a monolit integrált áramkörökre jellemző – kapcsolástechnikai megoldások kidolgozását tették szükségessé, amelyekkel alkalmasak 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 relatív kicsi kimeneti teljesítmény esetén. A mai felhasználókat már kismértékben érdekli belső felépítésük, csak az a fontos, hogyan kell vele meghatározott paraméterekkel rendelkező áramkört tervezni és megépíteni.

A továbbiakban a jelenleg egyeduralmukodóvá vált monolit integrált áramkörös technológiával készült műveleti erősítők belső felépítésével, áramköri megoldásaival és működésével foglalkozunk.

8.1. Egyenáramú erősítők

Az egyenáramú erősítők jellemzője, hogy a váltakozó feszültségű erősítőkkal 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 mérés technika, valamint a szabályozástechnika gyakori feladata.

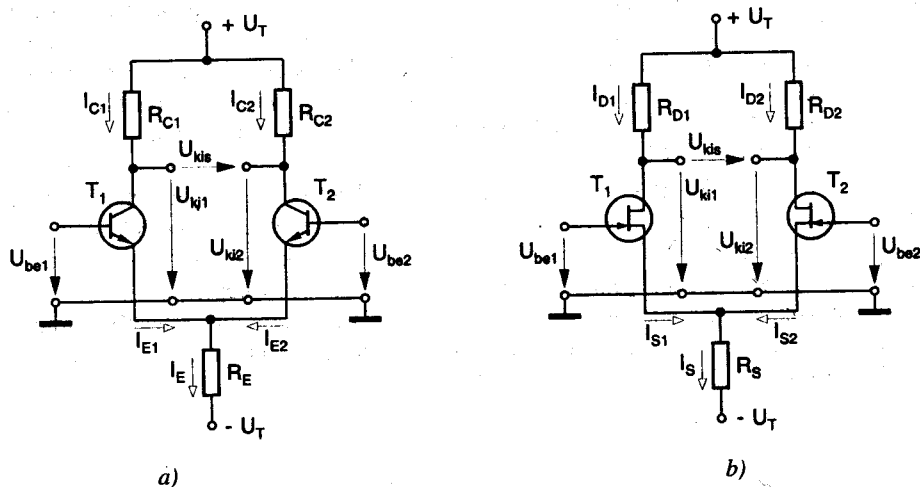
Az egyenáramú erősítőkkel kapcsolatban egyes kérdésekről a „Többfokozatú erősítők” című 7.4. pontban már volt szó. Ezek szerint a legegyszerűbb egyenáramú erősítő közvetlen (rövidzárral) csatolt erősítőfokozatokból alakítható ki, amelynek kedvezőtlen tulajdonságai csak igen korlátozott alkalmazhatóságot biztosítanak.

Az egyenáramú erősítők nagyon fontos adata az a legkisebb jelszint, amelyen erősítést lehet még elérni valamint a munkapont eltolódása, amelyet *nullpont-vándorlásnak (driftnek)* is neveznek. A legkisebb jelszint a tranzisztor zajától függ. E zaj csökkenthető egyrészt kiszajú tranzisztorok alkalmazásával másrészt a munkapont optimális megválasztásával.

Az erősítők *nullpont-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 egyenlőfeszültségek változásainak felerősítése már kellemetlen következményekkel jár. A bemeneti fokozat szimmetrikus kialakításával a hőmérsékleti hatások kiegyenlíthetők.

8.1.1. 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 térvezérlésű tranzisztor alkalmazásával a 8.1. ábrán látható.



8.1. ábra. Differenciálerősítő alapkioscsolások
a) bipoláris tranzisztorral b) térvezérlésű tranzisztorral

A tranzisztorok két bázisa (FET-nél a kapuelektrodája) képezi a földhöz képest szimmetrikus bemeneti pontokat. A szimmetrikus kimeneti feszültség (U_{kis}) a két kollektor (FET-nél a két drain-elektroda) között jelenik meg. A differenciálerősítő ideálisnak tekinthető, ha a két tranzisztor paraméterei és a megfelelő ellenállások tökéletesen egyformák, tehát felépítésében és tulajdonságaiban szimmetrikus a kapcsolás.

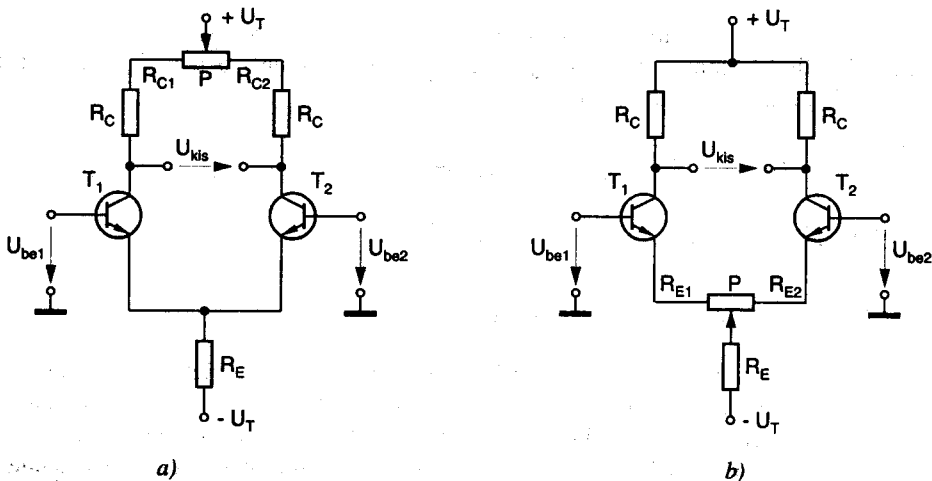
Ebben az esetben, ha vezérlőjel nincs a differenciálerősítőt jellemző adatok a következők:

$$U_{be1} = U_{be2}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} \cdot I_E \quad (\text{a JFET esetén: } I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} \cdot I_S)$$

$$U_{ki1} = U_{ki2} \Rightarrow U_{kis} = U_{ki1} - U_{ki2} = 0.$$

A valóságos differenciálerősítők esetén is a szimmetrikus felépítésre törekszünk, de a tökéletes szimmetria csak megközelítő. Ugyanis válogatással, vagy monolit integrált áramkörös technológiával sem tudunk teljesen egyforma tulajdonságokkal rendelkező tranzisztorokat és tökéletesen azonos ellenállásokat alkalmazni. Ezért azonos bemeneti feszültség beállítása nem jelent azonos kollektoráramot. A nemkívánatos asszimmetria miatt nulla bemeneti jelnél is $U_{kis} \neq 0$. Ennek a kompenzálása ellentétes asszimmetria létesítésével lehetséges, amelyet *nullázásnak* vagy *ofszetkiegyenlítésnek* nevezünk. Az ofszetkiegyenlítés egyik módja, hogy az eltérő kollektoráramokat eltérő kollektor-ellenállásokon engedjük át, a két kollektor potenciálját azonosra állítva (8.2.a. ábra). A második lehetséges megoldásban a bemeneti feszültségeket állítjuk be úgy aszimmetrikusra, hogy a kollektoráramok azonos értékűek legyenek (8.2.b. ábra).



8.2. ábra. Differenciálerősítő nullázási lehetőségei

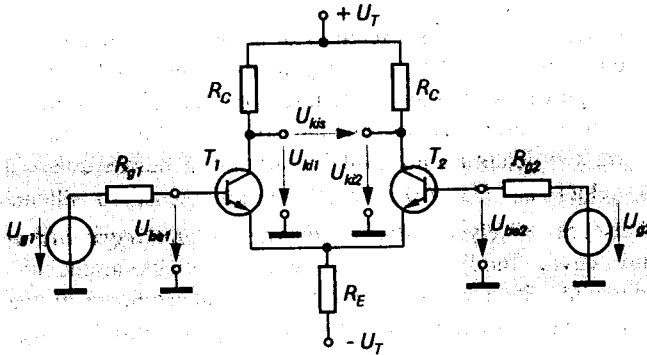
Mivel a differenciálerősítők két fele közötti asszimmetria általában nem nagy, tulajdonságai úgy vizsgálhatók, hogy a kapcsolást felépítésében ideálisnak tekintjük.

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 (8.3. 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:

$$U_{kis} = -A_{us} (U_{be1} - U_{be2}) = 0.$$



8.3. ábra. Differenciálerősítő vezérlése

Feltételezzük, hogy a differenciálerősítőt az U_{be1} és U_{be2} feszültségek vezérlik. A két bemeneti feszültséget mindig felbonthatjuk egy U_{bek} közös módusú és egy U_{bes} szimmetrikus (differenciális) feszültség-összetevőre:

$$U_{be1} = U_{bek} + \frac{1}{2} \cdot U_{bes}, \quad U_{be2} = U_{bek} - \frac{1}{2} \cdot U_{bes}.$$

Ebből a szimmetrikus és a közös módusú bemeneti feszültség:

$$U_{bes} = U_{be1} - U_{be2}; \quad U_{bek} = \frac{1}{2} \cdot (U_{be1} + U_{be2}). \quad (8.1)$$

A bemenetekre kapcsolt vezérlő jelek hatására a kimeneteken keletkező feszültségek is két - egy szimmetrikus és egy közös módusú - összetevőre bonthatók. A tranzisztorok - amelyeken a bemeneti szimmetrikus feszültség egyenlő arányban de ellentétes irányban megoszlik - úgy működnek, mintha terheletlen emitterkapcsolású fokozatok lennének, amelyek erősítése:

$$\frac{\Delta U_{ki1}}{\Delta U_{bes}} = \frac{-\Delta U_{ki2}}{\Delta U_{bes}} = -\frac{1}{2} \cdot S \cdot r_{ki} = A_{us},$$

megegyezik a szimmetrikus (differenciális) erősítéssel. Ideális differenciálerősítő esetében:

$$U_{kis} = A_{us} \cdot U_{bes} = A_{us} \cdot (U_{be1} - U_{be2}).$$

A közös módusú vezérlés esetén a differenciálerősítő két párhuzamosan kapcsolt, - gyakorlatilag terheletlen, R_E közös emitterellenállással rendelkező - emitterkapcsolású fokozatnak tekinthető.

Ilyenkor az emitterfeszültség megváltozása ΔU_k , az emitteráramé 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 mindkét kollektoron 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 $A_{uk} \approx 10^{-3}$, $A_{us} \approx 10^2$ nagyságrendben van.

A valóságos differenciálerősítők minőségét a differenciális és közös módusú feszültségerősítések hányadosa fejezi ki, amelyet *közös módusú feszültségnyomási tényezőnek* (KME; angol megfelelője CMRR – Common Mode Rejection Ratio) neveznek.

$$\boxed{KME = \frac{A_{us}}{A_{uk}} \approx S \cdot R_E} \quad (8.2.)$$

☞ Következtetések:

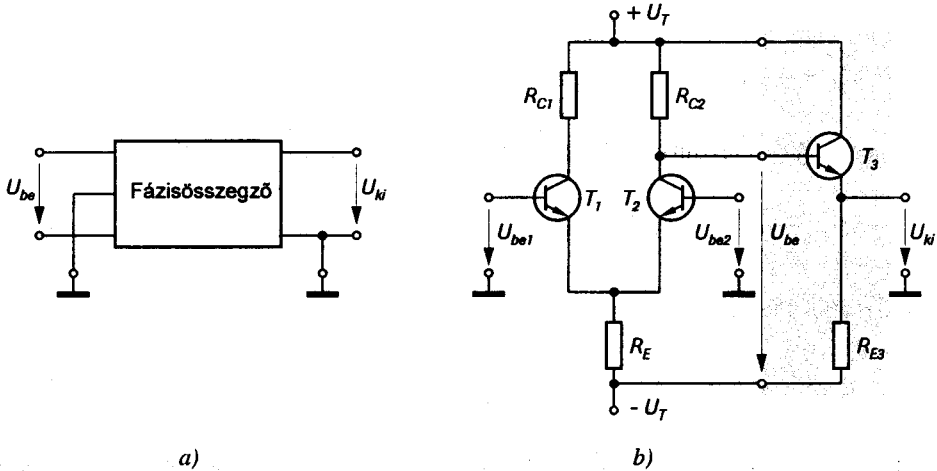
Az ideális differenciálerősítő csak a bemenetére kapcsolt U_{bes} szimmetrikus (differenciális) feszültséget erősíti, az U_{bek} közös módusú feszültséget nem. A bemenetek potenciáljának ugyanolyan irányú változása (pl. olyan zavaró jelek esetén, amelyek mindkét bemeneten jelen vannak) a kimeneten nem érzékelhető.

- **Pl. :** az U_{BE1} és U_{BE2} feszültség a hőmérséklet hatására igen erőteljesen változik (-2 mV/°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 végzik. Ilyen esetekben a szimmetriaillesztést egy *fázisösszegzőnek* nevezett áramkör végzi.

8.1.2. Fázisösszegző áramkör

A fázisösszegző áramkör a differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jelét asszimmetrikussá alakítja át. Elvi felépítését és lehetséges áramkörü megvalósítását a 8.4. ábra szemlélteti.



8.4. ábra. Fázisösszegző áramkör
a) elvi felépítése b) asszimmetrikus kimenetű differenciálerősítő

A T_3 tranzisztorral felépített emitterkövető kapcsolás bemeneti jelét a differenciálerősítő egyik felének a kimeneti feszültsége szolgáltatja. Hátránya a megoldásnak, hogy a differenciálerősítő erősítésének csak a felét használja ki.

8.1.3. Darlington-kapcsolás

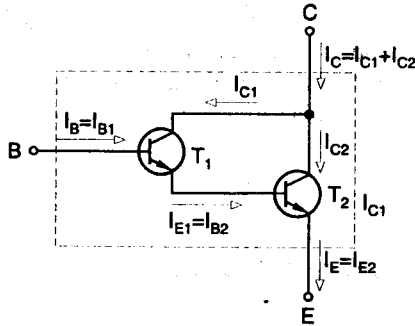
Gyakran előfordul különböző alkalmazásoknál, hogy a bipoláris tranzisztorok áramerősítési tényezője túl kicsi. Ilyenkor használható előnyösen a 8.5. ábrán látható kapcsolástechnikai elrendezés, amelyet *Darlington-kapcsolásnak* neveznek. A kapcsolás tulajdonképpen egy összetett tranzisztornak felel meg E, B, C kivezetésekkel, amelynek a bemeneti ellenállása és áramerősítési tényezője sokkal nagyobb mint a kapcsolást alkotó egyedüli tranzisztoroké.

Az ábra alapján, ismerve a T_1 és T_2 tranzisztor adatait, meghatározhatók a Darlington-kapcsolású eredő tranzisztor jellemzői:

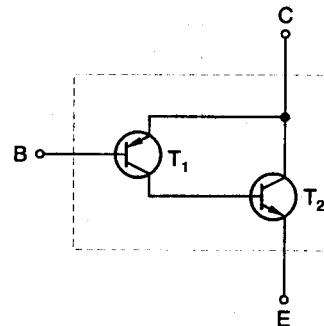
$$I_{C1} = h_{21e(1)} \cdot I_{B1}; \quad I_{B2} = I_{E1} = I_{B1} \cdot (h_{21e(1)} + 1).$$

$$I_{C2} = I_{B2} \cdot h_{21e(2)} = I_{B1} \cdot (h_{21e(1)} + 1) \cdot h_{21e(2)}; \quad I_B = I_{B1}.$$

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = I_{B1} \cdot [h_{21e(1)} + (h_{21e(1)} + 1) \cdot h_{21e(2)}] = I_B \cdot (h_{21e(1)} + h_{21e(2)} + h_{21e(1)} \cdot h_{21e(2)}).$$



8.5. ábra. Darlington-kapcsolás



8.6. ábra. Komplementer Darlington-kapcsolás

Az összetett tranzisztor áramerősítési tényezője:

$$h_{21eD} = h_{21e(1)} + h_{21e(2)} + h_{21e(1)} \cdot h_{21e(2)} \approx h_{21e(1)} \cdot h_{21e(2)}; \quad (\beta_D \approx \beta_1 \cdot \beta_2). \quad (8.3.)$$

Tehát a Darlington-kapcsolású tranzisztor áramerősítési tényezője az egyes tranzisztorok áramerősítési tényezőinek szorzatával egyenlő.

A Darlington-kapcsolású tranzisztor bemeneti ellenállása:

$$h_{11D} = h_{11e(1)} + h_{21e(2)} \cdot h_{11e(2)} \approx h_{21e(2)} \cdot h_{11e(2)}$$

Ha $T_1 \equiv T_2$ ($h_{21e(1)} = h_{21e(2)} = h_{21e}$), a Darlington-kapcsolású tranzisztor paraméterei a következők:

$$h_{11eD} \approx h_{21e} \cdot h_{11e}$$

$$h_{21eD} \approx h_{21e}^2$$

$$h_{12eD} \approx 2 \cdot h_{12e}$$

$$h_{22eD} \approx h_{21e} \cdot h_{22e}$$

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 (8.6. 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 tranzisztornak tekinthető, amelynek paraméterei:

$$h_{11eD} \approx h_{11e(1)}; \quad h_{21eD} \approx h_{21e(1)} \cdot h_{21e(2)} \quad (\beta_D \approx \beta_1 \cdot \beta_2).$$

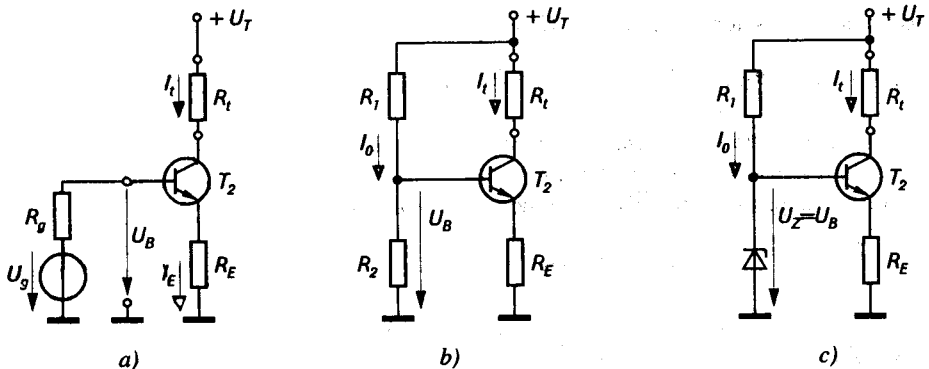
8.1.4. Tranzisztoros áramgenerátorok

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 nagyra választani. Elvileg, ha egy normál működési tartományban működő, *negatív áram-visszacsatolással* ellátott tranzisztoros erősítő bázisfeszültségét állandó értéken tartjuk, az I_i kollektoráram állandó és független az R_i kollektor-ellenállás értékétől (8.7.a. ábra):

$$I_i \cong I_E = \frac{U_E}{R_E} \cong \frac{U_g - U_{BE0}}{R_E}; \quad (\beta \gg 1).$$

A 8.7.b. ábrán látható megoldásban a tranzisztor bázisfeszültségét bázisosztó biztosítja, a 8.7.c. ábrán látható kapcsolásban a bázisfeszültséget Zener-dióda stabilizálja. A Zener-diódás megoldásban a bázisfeszültség független a tápfeszültség-ingadozástól.



8.7. ábra. Tranzisztoros áramgenerátorok
 a) elvi megoldás b) áramgenerátor feszültségosztóval
 c) áramgenerátor Zener-diódával

Mindkét kapcsolás I_i kimeneti árama az:

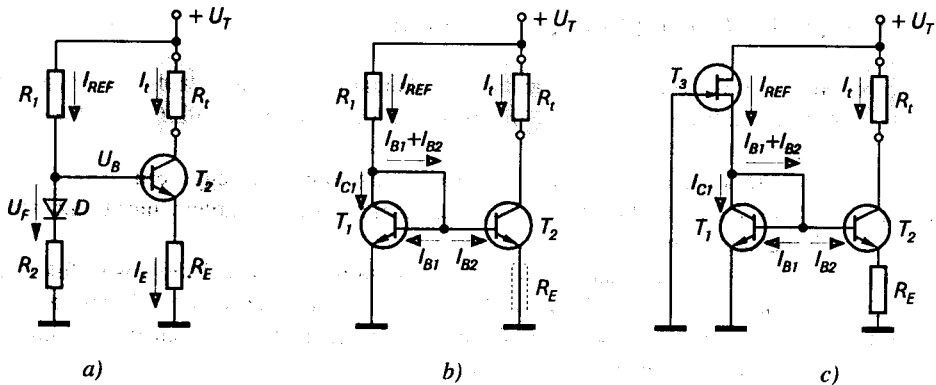
$$I_i \cong I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{U_B - U_{BE0}}{R_E}, \quad (8.4.)$$

egyenlettel számítható. A bázis-emitter feszültség (és a kollektoráram) hőfüggésének elhanyagolása érdekében a generátorfeszültség választása az $U_B \gg U_{BE}$ összefüggés szerint történhet. Az integrált áramkörös technikában kerülnek a nagy ellenállások és feszültségek alkalmazását. Ezért ezeknek az áramgenerátoroknak nagy hátránya a kimeneti áramuk erőteljes hőfüggése; mivel $\Delta U_{BE} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, az emitterfeszültség 2 mV-tal nő 1°C hőmérséklet-növekedés hatására.

A hőmérséklet hatását úgy kompenzálhatjuk, hogy az U_B bázisfeszültséget is ugyanennyivel növeljük a polarizáló körbe nyitóirányban kapcsolt dióda alkalmazásával (8.8.a. ábra).

Az áramkör kimeneti árama (feltételezve, hogy $U_F \approx U_{BE0}$):

$$I_i \cong I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{U_B - U_{BE0}}{R_E} = \frac{I_{REF} \cdot R_2 + U_F - U_{BE0}}{R_E} \approx \frac{R_2}{R_E} \cdot I_{REF}. \quad (8.5.)$$



8.8. ábra. Tranzisztoros áramgenerátorok

a) egyszerű áramtűkőr

b) dióda kapcsolású tranzisztorral felépített áramtűkőr

c) kis kimeneti áramú áramtűkőr, JFET-es aktív munka-ellenállással

Az I_i és az I_{REF} arányossága miatt az ilyen áramgenerátorokat **áramtűkörnek** is nevezik.

Ha a dióda helyett egy dióda-ként bekötött T_1 tranzisztort használunk (8.8.b. ábra), és a két tranzisztor termikus jellemzői megegyeznek, a hőkompenzáció 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 $B = I_i/I_B$ statikus áramerősítési tényezőt:

$$I_{REF} = 2 \cdot I_B + B \cdot I_B = I_B \cdot (B + 2); \quad I_i = B \cdot I_B$$

$$I_i = \frac{B}{B + 2} \cdot I_{REF} \approx I_{REF}; \quad (\text{ha } B \gg 1).$$

Az áramtűkőr kimeneti ellenállása az R_E negatív áram-visszacsatoló ellenállás hiánya miatt kisebb (100 k Ω nagyságrendű, az R_E vel érvényes 1 + 3 M Ω értékhez viszonyítva), és az együttfutási hiba kompenzációja is elmarad. Ezért általában a T_2 emitter-ellenállás nem hagyható el.

Az integrált áramkörök erősítő fokozatainak előfeszítésére gyakran alkalmazott μA nagyságrendű stabilizált áramerősség megvalósítható az R_E ellenállás vagy az I_{REF} áram értékének csökkentésével (lásd a 8.5. összefüggést). Az I_{REF} referencia-áram csökkentése elvileg egy nagy értékű R_1 ellenállás alkalmazásával is megvalósítható.

Monolit integrált áramkörökben a nagy értékű ellenállások nagy félvezető felületet igényelnek, ezért alkalmazásuk nem célszerű. A referencia-áram csökkentésének egy hatásos megoldása a 8.8.c. ábra kapcsolásában látható, ahol az R_1 ellenállást egy T_3 záróréteges térvezérlésű tranzisztorral (JFET) helyettesítjük. A JFET nagy értékű aktív munka-ellenállásként működik és gyakorlatilag áramgenerátorként viselkedik.

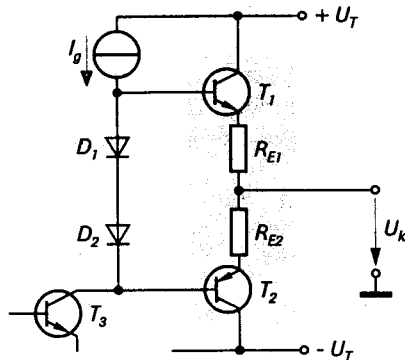
8.1.5. Műveleti erősítők kimeneti fokozatai

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 erősítő 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 (8.9. ábra), amelynek működésével a „Teljesítményerősítők” című fejezet keretein belül már foglalkoztunk. A kettős tápfeszültséggel működő erősítő kimenete – megfelelően kialakított szimmetria-viszonyok mellett – vezérlés nélküli esetben feszültségmentes.



8.9. ábra. Műveleti erősítő kimeneti fokozata (komplementer emitterkövetővel)

A D_1 és D_2 diódák a T_1 és T_2 tranzisztorok nyitóirányú előfeszítését biztosítják a telítés határáig, kiküszöbölve a tranzisztorok átviteli karakterisztikájának vezérlésre nem alkalmas tartományát. Így a T_3 kollektorfeszültségének pozitív félperiódusaiban a T_1 tranzisztor, a negatív félperiódusokban a T_2 tranzisztor azonnal vezet.

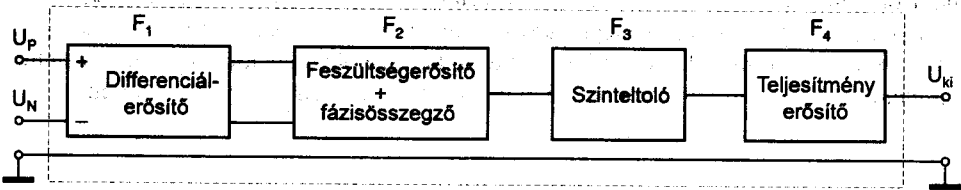
A nyitóirányban működő diódák alacsony értékű differenciális ellenállásának és az I_g áramgenerátor jelenlétének köszönhetően, a végfokozat tranzisztorai egyforma vezérlőjelet kapnak. Az R_{E1} és R_{E2} ellenállások a T_1 és T_2 tranzisztorokon folyó nyugalmi (munkaponti) áramok kiegyenlítését segítik elő. A diódák és az emitterellenállások a T_1 és T_2 tranzisztorok munkapont-stabilizálását is biztosítják.

8.2. Integrált műveleti erősítők

Az integrált műveleti erősítők általában az eddig ismertetett fokozatok összekapcsolásából állnak. A drift kis szinten tartására a bemeneten mindig 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 mA) leadását teszik lehetővé a terhelés számára.

A műveleti erősítő felépítését a 8.10. ábrán látható tömbvázlat szemlélteti.

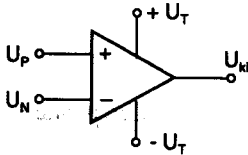


8.10. ábra. Műveleti erősítő belső felépítése

A bemeneti fokozatban (F₁) elhelyezkedő differenciálerősítő nagy érzékenységet és feszültség erősítést biztosít. A következő fokozatban található fázisösszegző áramkör (F₂) a differenciálerősítő szimmetrikus kimeneti jelét aszimmetrikussá alakítja, amelyet szintillesztés után egy újabb feszültség erősítő fokozat erősít megfelelő szintre.

A kimeneten elhelyezkedő végerősítő fokozat (F₄) egy újabb szinteltoló fokozaton (F₃) keresztül kapja a vezérlőjelet. A jelenleg gyártott integrált műveleti erősítők kimenetét a túlterhelés ellen áramkorlátozó elektronika védi.

Az integrált műveleti erősítők szabványos rajzjele a 8.11. ábrán látható. Minden feszültség egy közös pontra vonatkozik (ez általában a testpont), amelyet a kapcsolási rajzokon feltüntetnek (8.12. ábra).



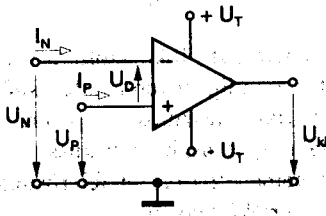
8.11. ábra. Műveleti erősítő rajzjele

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 adatlapján szerepel.

A “-” jellel jelölt bemenetet *invertáló* vagy *fázisfordító bemenetnek* nevezik, mivel erre a bemenetre kapcsolt feszültség (U_N) a kimeneten fordított polaritással, illetve 180°-os fáziseltolással jelenik meg (szinuszos feszültség esetén). Az erősítő az invertáló bemenetére kapcsolt feszültséget felerősíti és invertálja.

A “+” jellel jelölt bemenetet *neminvertáló bemenetnek*, vagy *fázist nem fordító bemenetnek* nevezik, mivel a rákapcsolt feszültség (U_P) azonos polaritással, illetve azonos fázishelyzetben jelenik meg a kimeneten. Tehát



8.12. ábra: Műveleti erősítő vonatkoztatási pontjai és feszültségei

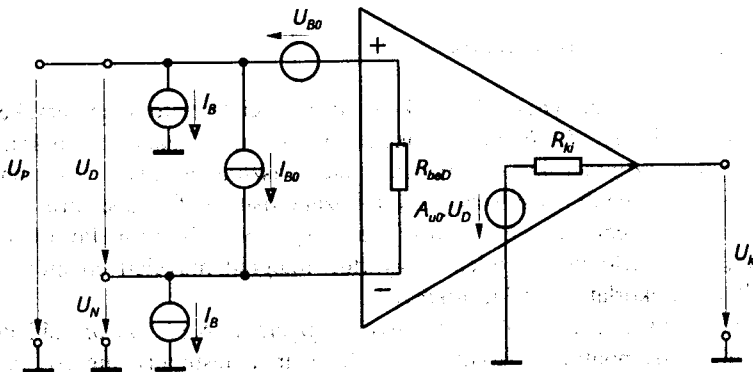
Ha a műveleti erősítő két bemenetére a 8.12. ábrán látható módon feszültséget kapcsolunk, a kimeneten a két feszültség felerősített különbsége jelenik meg.

$$U_{ki} = A_{u0} \cdot (U_P - U_N) = A_{u0} \cdot U_D,$$

ahol U_D a két bemenet közötti feszültségkülönbséget, míg A_{u0} a differenciális nyílthurkú erősítést jelöli.

8.2.1. Integrált műveleti erősítők tulajdonságai

A következőkben összefoglaljuk a műveleti erősítők legfontosabb katalógusadatait, a jellemzők jelölését és értelmezését. Természetesen a gyártók ezeket az adatokat mindig rögzített tápfeszültség esetén és meghatározott hőmérséklettartományban értelmezik. A 8.4. ábrán látható műveleti erősítő helyettesítő kép szemlélteti a kicsi vezérlő jelszinttel és megfelelően alacsony frekvencián működő műveleti erősítő fontosabb paramétereit.



8.13. 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 differenciálerősítő munkaponti bázisáramainak számtani középértéke:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

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 ofsztet áram (input offset current), I_{B0}

A műveleti erősítő bemeneti ofsztet árama az a szimmetrikus bemeneti áram, amely a nulla kimeneti feszültség eléréséhez szükséges.

$$I_{B0} = I_{B1} - I_{B2}$$

3. Bemeneti ofsztet feszültség (input offset voltage), U_{B0}

A műveleti erősítő bemeneti ofsztet 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 hányadosa (alacsony frekvencián).

$$R_{be} = \frac{U_D}{I_B}$$

5. Kimeneti ellenállás (output impedance) R_{ki}

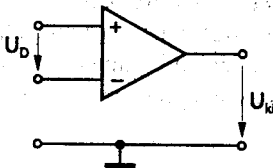
A műveleti erősítő kimeneti ellenállása az üresjárású kimeneti feszültség és a rövidzárási kimeneti áram hányadosa (alacsony frekvencián).

$$R_{ki} = \frac{U_{ki}(ü)}{I_{ki}(r)}$$

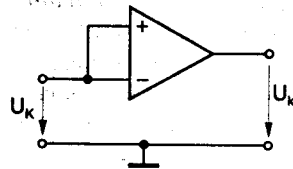
6. Üresjárású (nyílthurkú) feszültségerősítés, A_{u0}

A nyílthurkú feszültségerősítés a műveleti erősítő terheletlen kimenettel, visszacsatolás nélkül, alacsony frekvencián, szimmetrikus bemeneti jellel mért feszültségerősítése (8.5.a. ábra).

$$A_{u0} = \frac{U_{ki}}{U_D}$$



a)



b)

8.14. 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 erősítésnek (A_{uk}) nevezzük. A közös módusú feszültségerősítés a műveleti erősítő terheletlen kimenettel, visszacsatolás nélkül, alacsony frekvencián, közös módusú bemeneti jellel mért feszültségerősítése (8.14.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.

$$G = \frac{A_{u0}}{A_{uk}}, \quad \text{logaritmikus kifejezése:} \quad G = 20 \cdot \lg \frac{A_{u0}}{A_{uk}} \quad (\text{dB}).$$

9. Bemeneti közös módusú feszültségtartomány, $U_{K \max}$

A bemeneti közös módusú feszültség maximális pozitív és negatív csúcserőteke.

10. Bemeneti differenciális feszültségtartomány, $U_{D \max}$

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 csúcserőtekének maximuma, meghatározott terhelő-ellenállás esetén.

12. Maximális kimeneti áram, $I_{ki \max}$

Az a maximális pozitív és negatív kimeneti csúcserő, amellyel az erősítőt terhelni szabad.

13. Sávszélesség, f_0

Az a frekvencia, amelynél a nyílthurkú feszültség-erősítés értéke 3 dB-el ($\sqrt{2}$ -ed részére) csökken a kisfrekvencián (*tipikus értéke 10Hz*) mért értékhez képest.

14. Az egységnyi erősítés határfrekvenciája, f_1

Az a frekvencia, amelynél a nyílthurkú feszültség-erősítés értéke egységnyire csökken.

Meg kell említeni, hogy a műveleti erősítő feszültség-erősítésének csökkenése a frekvencia növekedésével két tényezőre vezethető vissza. Ezek:

- a belső felépítésben található *PN*-átmenetek parazita kapacitásainak hatása;
- a félvezető-szerkezetben a kisebbségi töltéshordozók tárolása révén keletkező hatások.

15. A kimeneti feszültség maximális változási sebessége (slew-rate), S

A műveleti erősítő jelkövetési sebességét, vagy másként fogalmazva a kimeneti feszültség véges változási sebességét jellemzi. Az S paraméter az erősítő kimeneti feszültségének maximális változási sebességét adja meg, bemeneti egységugrás esetén. A jelváltozási sebesség a nullátmenetnél a legnagyobb:

$$S = \left. \frac{dU_{ki}}{dt} \right|_{\max} = 2 \cdot \pi \cdot \hat{U}_{ki} \cdot f$$

A kimeneti jel akkor tekinthető torzítatlannak ebből a szempontból, ha a kimeneti feszültség változási sebessége nagyobb, mint a nullátmeneti változási sebesség.

$$S > 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \hat{U}_{ki}$$

16. Tápfeszültség tartomány, $\pm U_T$

A műveleti erősítő szimmetrikus tápfeszültség-ellátásának maximális és minimális értéke

17. Tápfeszültség felvétel, I_T

A műveleti erősítő működéséhez szükséges tápfeszültségből felvett áram, ha a kimeneti feszültség nulla (*vezérlés nélküli állapot*) és a kimenet terheletlen állapotban van.

18. Nyugalmi teljesítményfelvétel, P_0

A műveleti erősítő működéséhez szükséges tápfeszültségből felvett teljesítmény, ha a kimeneti feszültség nulla (*vezérlés nélküli állapot*) és a kimenet terheletlen állapotban van.

19. Maximális teljesítmény-disszipáció, $P_{D \max}$

A műveleti erősítő vezérelt állapotában az áramkörön disszipálható összteljesítmény.

20. Üzemi hőmérséklettartomány, $T_{\text{ü}}$

Az a környezeti hőmérséklettartomány, amelyben a katalógusban megadott üzemi paraméterek garantáltak.

8.2.2. Az ideális műveleti erősítő

A műveleti erősítőkkel végzett 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 feszültség szintet 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_{uk}) nulla, a közös módusú elnyomás (G) értéke végtelen nagy. Természetesen az ideális műveleti erősítő esetén torzítások nem lépnek fel, zajtényezője nulla és paraméterei nem függenek 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: $A_{uk} = 0$
- Az U_{ki}/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: $= 0$.

8.2.3. 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 erősítő*knek nevezzük.

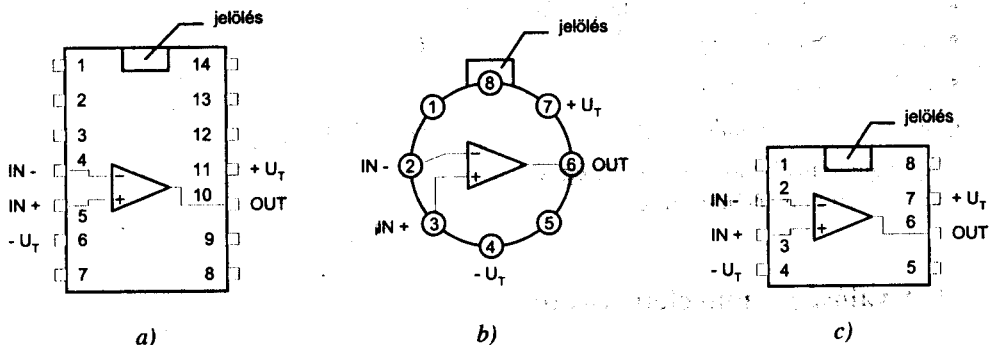
A tervezés és előállítás során a gyártók arra törekednek, hogy minél jobban megközelítsék az ideáli erősítő tulajdonságait és ez lehetővé teszi, hogy sokszor a gyakorlati számításokban a valóságos műveleti erősítőket ideálisnak tekinthessük.

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.
 $R_{be} > 2 \text{ T}\Omega$, MOSFET bemeneti fokozat esetén.
- Kimeneti ellenállás: $R_{ki} < 10 \Omega$
- Működési frekvenciatartomány: $0 \text{ Hz} + 100 \text{ MHz}$
- Közös módusú elnyomás: $G > 1 \cdot 10^6 (\geq 120 \text{ dB})$
- Közös módusú erősítés: $A_{uk} < 0,2$
- Bemeneti hibafeszültség: $< 0,5 \text{ mV}$
- Bemeneti hibaáram: $< 30 \text{ pA}$
- Bemeneti áram: $< 10 \text{ pA}$
- Bemeneti feszültségdrift: $< 0,5 \mu\text{V/K}$
- Bemeneti áramdrift: $< 0,5 \text{ nA/K}$
- Bemeneti zajfeszültség: $< 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Kimeneti zajfeszültség: $U_{zaj} < 2 \mu\text{V}$

A jellemző adatok megadott értékei csak meghatározott feltételek között érhetők el (pl. adott tápfeszültség esetén vagy adott hőmérséklettartományban). Természetesen nem lehetséges minden optimális adatot egyidejűleg egy erősítővel teljesíteni, ezért minden esetben kompromisszumos megoldás szükséges. Például nagyobb frekvencián működő műveleti erősítő 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 8.15. ábra szemlélteti. Különbségek általában csak az ofszetkiegyenlítési és frekvenciakompenzálási pontoknál jelentkeznek.



8.15. ábra. Műveleti erősítők sok típusára érvényes bekötési vázlat (felülnézet !)

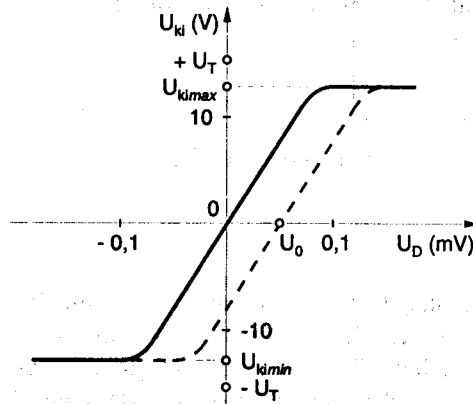
a) dual-in-line műanyag tok (DIL-14) b) kerek fémtok (TO-99)

c) dual-in-line műanyag tok (DIL-8)

Az integrált áramkörös műveleti erősítők kivezetéseit óramutató járással ellentétes irányban számozzák, ha „felülnézetben” (azaz a kivezetésekkel ellentétes oldalról) vizsgáljuk a tokokat. A *DIL* tokozású műveleti erősítők esetén (8.15.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 (8.15.b. ábra) a 8-as kivezetés mellett találunk egy "fémfület".

Ha a valóságos műveleti erősítő előnytelen tulajdonságait elhanyagoljuk (ideális műveleti erősítő), feszültségátviteli karakterisztikája (a kimeneti feszültség a bemeneti differenciális feszültség függvényében) a 8.16. ábrán látható. Megállapítható, hogy a karakterisztika tartalmaz egy középponti tartományt (állandó és pozitív dőlésszöggel), amelyet két vízszintes szakasz határol. A kimeneti feszültség $U_{ki\ min} < U_{ki} < U_{ki\ max}$ tartományban a bemeneti differenciális feszültségtől lineárisan függ. Ezt a tartományt **kimeneti kivezérelhetőségnek** nevezzük. A kimeneti kivezérelhetőség határait túllépve a kimeneti feszültség már nem nő tovább (telítési jelleget mutat). A műveleti erősítő $U_{ki\ max}$ és $U_{ki\ min}$ kivezérléshatárai 2+3 V-tal kisebbek mint a tápfeszültségek.

Az ideális műveleti erősítők átviteli karakterisztikája az origóban metszi a koordinátatengelyt. A valóságos műveleti erősítők esetén a metszéspont a vízszintes tengellyel nem az origóban van, amint a 8.16. ábrán látható szaggatott vonal is mutatja, mivel a bemenetre feszültségkülönbséget kell adni (U_0 – *ofszetfeszültség*), hogy a kimeneti feszültség nulla legyen. Az ofszetfeszültség nagyságrendje néhány mV, ezért sok esetben elhanyagolhatónak tekinthető.

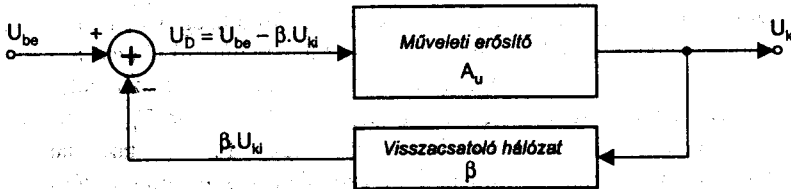


8.16. ábra. A műveleti erősítő feszültségátviteli karakterisztikája ($U_{ki} = f(U_D)$)

8.2.4. Visszacatolás alkalmazása műveleti erősítők esetén

Egy műveleti erősítő áramkör visszacsatoltnak tekinthető, ha vezérlőjelét nem csak a bemenetéről a kimenetére továbbítja, hanem a kimenetéről 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 (8.17. 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 8.17. 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 művelési erősítő bemenetén $U_D = U_{be}$ differenciális feszültség lép fel.



8.17. ábra. Negatív visszacsatolás megvalósítása

A differenciális feszültséget a művelési 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 művelési erősítő erősítése:

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{A_u}{1 + \beta \cdot A_u}$$

Feltételezve, hogy $\beta \cdot A_u \gg 1$, a visszacsatolt erősítés:

$$A_{uv} \approx \frac{1}{\beta}$$

Következésképpen megállapítható, hogy a kapcsolás erősítését csak a külső visszacsatoló hálózat (β) határozza meg és nem függ a művelési erősítőtől. A legegyszerűbb visszacsatoló hálózat egy feszültségosztóból áll. Ebben az esetben a kapcsolás lineáris erősítőként működik, mivel erősítését kizárólag a feszültségosztó osztásaránya határozza meg.

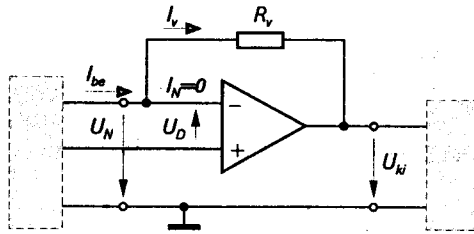
Vizsgáljunk meg egy egyszerű de a gyakorlatban sokszor előforduló megoldást, amikor a visszacsatoló hálózat egy R ellenállásból áll (8.18. ábra). Alkalmazva Kirchhoff csomóponti törvényét az invertáló bemenetre és figyelembe véve, hogy a művelési erősítő ideális ($I_N = 0$):

$$I_{be} = I_v$$

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:

$$U_{ki} = U_N - R_v \cdot I_v;$$

$$U_{ki} = U_N - R_v \cdot I_{be}$$



8.18. ábra. Műveleti erősítő negatív visszacsatolása ellenállással

Meg kell jegyezni, hogy a kapott összefüggések érvényesek maradnak függetlenül attól, hogy milyen áramkört kapcsolunk a műveleti erősítő bemenetére és kimenetére (a 8.18. ábrán jelzett szürke négyszögek). Az áramkör bemeneti ellenállása nulla (mivel $U_D = 0$):

$$R_{be} = \frac{U_{be}}{I_{be}} = - \frac{U_D}{I_v} = 0.$$

8.3. Lineáris alapkapsolások műveleti erősítőkkel

A következőkben röviden bemutatásra kerülnek integrált műveleti erősítőkkel kivitelezett erősítő alapkapsolások. A kapsolások 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 kompenzáló, illetve ofszet kiegyenlítő áramkörök csatlakozási pontjai sem szerepelnek az ábrákon (általában a felhasználó feladata, hogy a kompenzáló áramkör jellegét és az elemek értékét az áramköri sajátosságoknak megfelelően meghatározza).

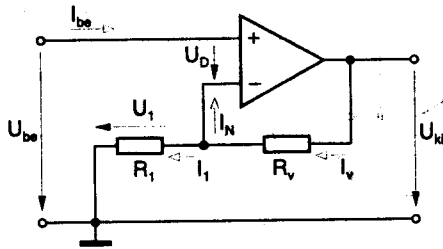
8.3.1. Nem invertáló alapkapsolás

A **nem invertáló erősítő** alapkapsolása a 8.19. ábrán látható. A bemeneti jel (U_{be}) ebben az esetben a nem invertáló bemenetre van kapcsolva és fázisfordítás 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:

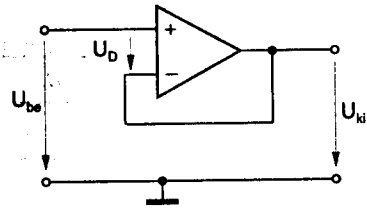
$$U_D = U_{be} - U_1.$$

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 nyílthurkú erősítése (A_{u0}):

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_{be}}; \quad A_{u0} = \frac{U_{ki}}{U_D}.$$



8.19. ábra. Nem invertáló erősítő



8.20. ábra. Feszültségkövető

Az ábra és Kirchhoff törvényeinek felhasználásával kapjuk a következő összefüggéseket:

$$U_{ki} = A_{u0} \cdot U_D = A_{u0} \cdot (U_{be} - U_1);$$

$$U_{ki} = A_{u0} \cdot \left(U_{be} - \frac{R_1}{R_1 + R_v} \cdot U_{ki} \right).$$

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 ($I_N = 0$). 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 fázisát 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_{kiv}) olyan mértékben csökken, mint a visszacsatolt erősítés (A_{uv}) a nyílthurkúhoz (A_{u0}) képest:

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot \frac{A_{uv}}{A_{u0}}.$$

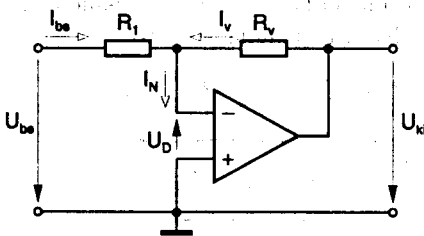
Egy különleges nem invertáló erősítő kapcsolás a *feszültségkövető* (8.20. ábra.). Ez gyakorlatilag egy olyan nem invertáló erősítő, amelyben $R_2 = 0$ és $R_1 = \infty$. Ennek megfelelően $A_{uv} = 1$, vagyis a kimeneti jel reprodukálja a bemeneti jelet.

Előnye ennek a kapcsolásnak, hogy a bemeneti jelet magas impedancián fogadja és (erősítés nélkül), alacsony impedancián áll rendelkezésre a kimeneten.

8.3.2. Invertáló alapkapcsolás

Az egyik legelterjedtebb műveleti erősítővel kivitelezett áramkör az *invertáló (fázisfordító) erősítő kapcsolás*. Elnevezése onnan származik, hogy az U_{be} bemeneti jelet az invertáló bemenetre kapcsoljuk és a kimeneten egy olyan felerősített U_{ki} feszültség jelenik meg, amelynek fázishelyzete ellentétes a bemeneti feszültség fázisával. Villamos kapcsolási rajza a 8.21. ábrán látható.

Az ábra és Kirchhoff csomóponti törvényének felhasználásával következik, hogy:



8.21. 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 $I_N = 0$):

$$I_{be} + I_v = \frac{U_{be}}{R_1} + \frac{U_{ki}}{R_v} = 0; \quad \Rightarrow$$

$$\frac{U_{ki}}{U_{be}} = -\frac{R_v}{R_1}$$

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.

$$R_{kiv} = R_{ki} \cdot \frac{A_{uv}}{A_{u0}}$$

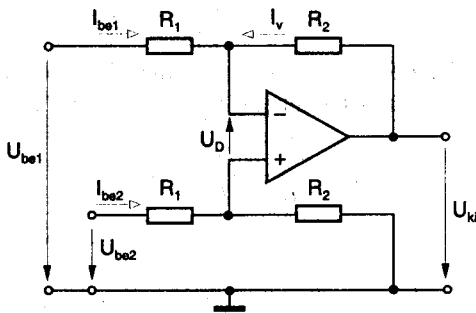
8.3.3. Különbségképző áramkör

A 8.22. ábrán látható kapcsolás egy különbségképző áramkörnek tekinthető, mivel kimeneti feszültsége egyenesen arányos a bemenetekre kapcsolt feszültségek különbségével. A visszacsatolt erősítés kiszámítása céljából:

$$A_{uv} = \frac{U_{ki}}{U_D},$$

meghatározzuk a műveleti erősítő két bemenetének U_D potenciálkülönbségét leíró összefüggést. Az összefüggés megállapításánál feltételezzük, hogy a műveleti erősítő bemeneti áramai nullának tekinthetők.

$$U_D = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{be2} - U_{be1} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_{ki} - U_{be1}).$$



8.22. ábra. Különbségképző áramkör

Mivel a két bemenet potenciálkülönbsége ideális esetben nulla ($U_D = 0$):

$$R_1 \cdot U_{ki} = (U_{be2} - U_{be1}) \cdot R_2;$$

$$U_{ki} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{be2} - U_{be1}).$$

A kapcsolás feszültségerősítése:

$$A_{uv} = \frac{R_2}{R_1}.$$

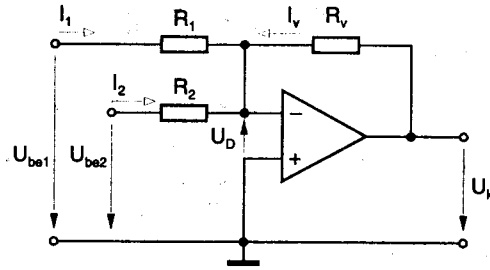
A különbségképző áramkörök nagyon jól alkalmazhatók két nagy értékű feszültség közötti kicsi különbség erősítésére (például egy mérőhíd kimenetén fellépő feszültség erősítése esetében).

8.3.4. Előjelfordító feszültségösszegző áramkör

A 8.23. ábrán látható kapcsolás kimeneti feszültsége egyenesen arányos a (tetszőleges számú) bemenetein fellépő feszültségek algebrai összegével. A kapcsolás működését egy két bemenetű feszültségösszegzőn vizsgáljuk a következőkben. Mivel az erősítő invertáló alapkiosztásban működik, a kimeneti jel fázisa ellentétes a bemeneteken fellépő feszültségek fázisával. Az áramkör bemenete látszólagos földpontnak tekinthető:

$$I_v = I_1 + I_2; \quad \Rightarrow$$

$$-\frac{U_{ki}}{R_v} = \frac{U_{be1}}{R_1} + \frac{U_{be2}}{R_2}.$$



8.23. ábra. Feszültségösszegző áramkör kapcsolási rajza

A bemeneti ellenállások értékét azonosnak választva ($R_1 = R_2 = R$), a kimeneti feszültség összefüggése a következő:

$$U_{ki} = -\frac{R_v}{R} \cdot (U_{be1} + U_{be2}) = A_{uv} \cdot (U_{be1} + U_{be2}).$$

Tehát a kimeneti feszültség egyenesen arányos, a bemenetein fellépő feszültségek összegével. Abban az esetben ha a bemenetre n számú feszültséget kapcsolunk azonos R bemeneti ellenállások alkalmazásával, a kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = -\frac{R_v}{R} \cdot (U_{be1} + U_{be2} + \dots + U_{ben}) = A_{uv} \cdot \sum_{k=1}^n U_{bek}.$$

A feszültségösszegző áramkör felhasználása igen sokféle lehet. Alkalmazzák a mérés technikában, az automatikában, szabályozástechnikában és analóg számítógépek részegységeként.

8.3.5. Integrátor áramkör

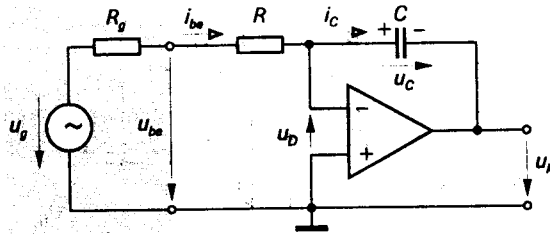
Az integrátor áramkörök különösen nagy gyakorlati fontossággal bírnak, különböző elektronikus áramkörök (pl. analóg számítógépek és szabályozó körök) részegységeként. A 8.24. ábrán látható fázisfordító integrátor az invertáló erősítőtől abban különbözik, hogy a visszacsatoló ellenállást a C kondenzátor helyettesíti.

Ha $i_C(t)$ a kondenzátoron folyó áram erőssége és kezdeti időpillanatban a kondenzátort töltés nélkülinek tekintjük, akkor egy t időpillanatban a kondenzátor kapcsain fellépő feszültség:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C(t) dt.$$

Mivel a műveleti erősítőt ideálisnak tekintjük, bemeneti ellenállása végtelen nagy, bemeneti árama és a bemenetek potenciálkülönbsége nulla. Ennek megfelelően:

$$i_{be}(t) = i_C(t) \text{ és } u_D(t) = 0.$$



8.24. ábra. Integrátor elvi kapcsolása

Következik, hogy:

$$i_{be}(t) = \frac{u_{be}(t)}{R}.$$

A kondenzátoron folyó áram összefüggése – az utóbbi megállapításokat figyelembe véve – a következő lesz:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{u_{be}(t)}{R} dt.$$

Mivel $u_D(t) = 0$, a 8.24. ábra alapján következik, hogy: $i_{ki}(t) = -i_c(t)$.
Az áramkör kimeneti feszültségét a következő összefüggés adja:

$$u_{ki}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{be}(t) dt.$$

Tehát a kimeneti feszültség egyenesen arányos a bemeneti feszültség idő szerinti integráljával. Az ideális integrátor átviteli függvénye, az invertáló kapcsolás erősítését meghatározó képlet felhasználásával egyszerűen meghatározható:

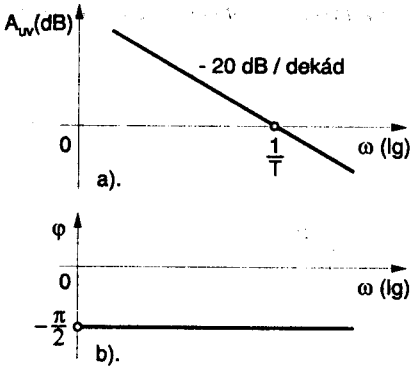
$$A_{uv} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C \cdot R} = -\frac{1}{j \cdot \omega \cdot R \cdot C} = -\frac{1}{S \cdot T}.$$

Az áramkör amplitúdó- és fázis karakterisztikáját a 8.25. ábra. szemlélteti:

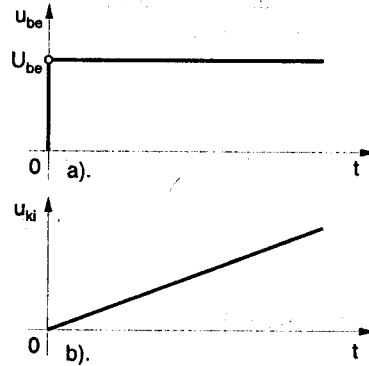
Ha az integráló áramkör bemenetére egy négyszög-impulzust vezetünk (8.26. ábra.), nulla kezdeti feltételek mellett, a kimeneten egy lineárisan változó feszültséget kapunk:

$$u_{ki}(t) = -\frac{u_{be}}{R \cdot C} \cdot t.$$

Tehát ebben az esetben a kimeneti feszültség az idővel arányosan nő. Ezen tulajdonsága miatt a kapcsolás háromszög-, vagy fűrészel előállítására alkalmas.



8.25. ábra. Ideális integrátor karakterisztikái
amplitúdó- (a) és fázis karakterisztika (b)



8.26. ábra. Ideális integrátor hullámformái
a) bemeneti feszültség b) kimeneti feszültség

Ha a bemeneti feszültség az időben koszinuszfüggvény szerint változik, akkor:
 $u_{be} = \hat{U}_{be} \cos \omega \cdot t$, a kimeneti feszültség időfüggvénye:

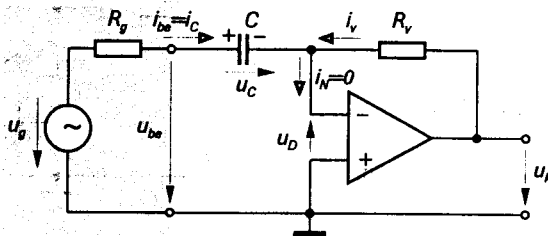
$$u_{ki}(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^t \hat{U}_{be} \cos \omega \cdot t \, dt + U_{ki0};$$

$$u_{ki}(t) = -\frac{\hat{U}_{be}}{\omega \cdot R \cdot C} \cdot \sin \omega \cdot t + U_{ki0}.$$

Az összefüggés azt mutatja, hogy a kimeneti jel fázistolása $\frac{\pi}{2}$ nagyságú a bemeneti jelhez viszonyítva (a kimeneti jel 90° -ot siet a bemeneti jelhez viszonyítva).

8.3.6. Differenciáló áramkör

A 8.27. ábrán látható áramkört *differenciáló áramkörnek* nevezik, mivel a kimeneti feszültség egyenesen arányos a bemeneti feszültség idő szerinti deriváltjával. Megfigyelhető, hogy a kapcsolás egy olyan invertáló erősítő kapcsolásnak felel meg, amelyben a bemeneti ellenállást egy C kondenzátor helyettesít.



8.27. ábra. Differenciáló áramkör elvi kapcsolása

Az áramkör átviteli függvénye meghatározható, ha az *invertáló bemenetre* alkalmazzuk *Kirchhoff* csomóponti törvényét ($i_{be} = i_C$):

$$i_v + i_C = i_N = 0.$$

A kondenzátoron folyó áram időfüggvénye:

$$i_C = C \cdot \frac{du_{ki}}{dt} = C \cdot \frac{d(u_{be} + u_D)}{dt}; \text{ mivel } i_v = \frac{u_{ki} + u_D}{R_v},$$

kapjuk a következő kifejezést:

$$C \cdot \frac{d}{dt}(u_{be} + u_D) + \frac{u_{ki} + u_D}{R_v} = 0.$$

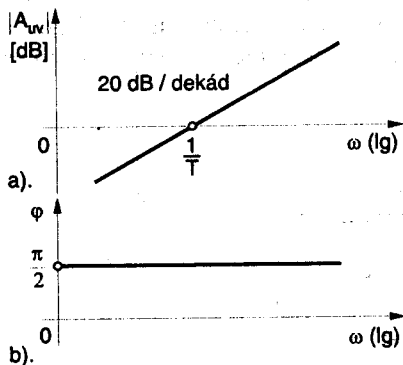
Felhasználva az $u_D = 0$ összefüggést (amely ideális műveleti erősítők esetén érvényes), megkapjuk a bemeneti és kimeneti feszültség közötti kapcsolatot leíró függvényt:

$$u_{ki} = -R_v \cdot C \cdot \frac{du_{be}}{dt}.$$

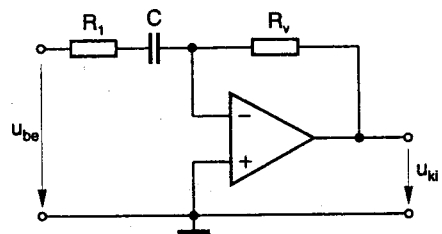
A kapott összefüggés azt bizonyítja, hogy az ideális differenciáló áramkör a bemeneti feszültség idő szerinti deriváltjával arányos kimeneti feszültséget állít elő. Átviteli függvénye az invertáló kapcsolás erősítését meghatározó képlet felhasználásával a következő:

$$A_{uv} = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = -j \cdot \omega \cdot C \cdot R_v = -S \cdot T.$$

Az ideális differenciáló áramkör amplitúdó- és fázis karakterisztikáját a 8.28. *ábra* szemlélteti.



8.28. *ábra*. Ideális differenciáló áramkör amplitúdó (a) és fázis (b) karakterisztikája



8.29. *ábra*. Differenciáló áramkör gyakorlati megvalósítása

Abban az esetben, ha a bemeneti feszültség időfüggvénye szinuszos jellegű:

$$u_{be}(t) = \hat{U}_{be} \cdot \sin \omega \cdot t.$$

A differenciáló áramkör kimeneti feszültségének váltakozó áramú komplex összetevője a következő lesz:

$$u_{ki} = -\omega \cdot C \cdot R_v \cdot \hat{U}_{be} \cdot \cos \omega \cdot t.$$

Az összefüggés azt mutatja, hogy a kimeneti jel fázistolása $\frac{\pi}{2}$ nagyságú, a bemeneti jelhez viszonyítva (a kimeneti jel késése 90° , a bemeneti jelhez viszonyítva).

A 8.28.a. ábrát tanulmányozva megállapítható, hogy a differenciáló áramkör erősítése a frekvencia növekedésével nő, határértékként végtelen felé tart. Gyakorlatilag ez azt jelenti, hogy a kimeneten egy magas frekvenciás zajösszetevő jelentkezik, amelynek jelszintje gyakran nagyobb mint a hasznos jelé. Az áramkör működése ennek következtében nem tekinthető stabilnak.

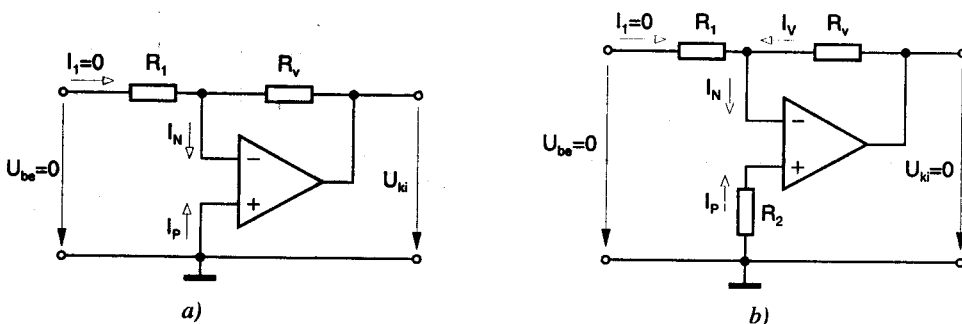
Az említett hátrányok megszüntetése érdekében a kondenzátorral sorosan beiktatnak egy ellenállást és így a deriváló áramkör felépítése a 8.29. ábrán láthatóan módosul. Az áramkör így kiegészítve stabilan működik. Mivel az áramkör invertáló erősítőként (R_v/R_1 erősítéssel) működik, magas frekvencián az erősítés értéke állandó.

8.4. Műveleti erősítők munkapont-beállítása

A műveleti erősítők munkapont-beállításán a bemeneti nyugalmi áram biztosítását, az ofszet feszültség és az ofszet áram kompenzálását értjük. A következőkben az egyszerűség kedvéért a munkapont-beállítást az invertáló alapkapsoláson szemléltetve tárgyaljuk.

8.4.1. 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 (8.30. ábra).



8.30. ábra. A bemeneti nyugalmi áram hatása az invertáló erősítő kimeneti feszültségére a) kapcsolat kompenzáló ellenállás nélkül b) kapcsolat kompenzáló ellenállással

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 földponthoz képest megemeljük (pontosan az invertáló bemenet potenciálszintjére). Ez megvalósítható egy a földpont és a nem invertáló bemenet közé kapcsolt ellenállás segítségével, amelynek értéke a kimeneti nulla feszültség feltételéből 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:

$$U_{ki} = R_v \cdot (I_N - I_P) = R_v \cdot I_D.$$

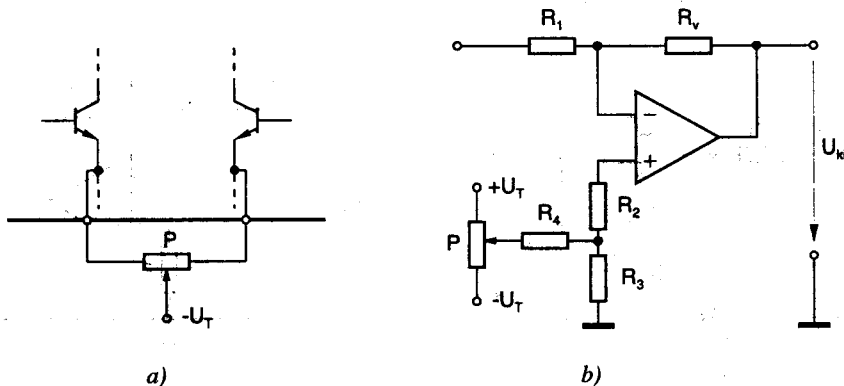
Az utóbbi összefüggés bizonyítja miért van szükség olyan műveleti erősítőkre, amelyek ofszet árama kis értékű és megfigyelhető, hogy nem célszerű túl nagy értékű visszacsatoló ellenállásokat alkalmazni.

8.4.2. Ofszet feszültség kompenzálása

A valóságos műveleti erősítők nem szimmetrikus bemeneti feszültségigénye, bizonyos esetekben igen nagy értékű kimeneti hibafeszültséget képes létrehozni. Az ofszet feszültség kompenzálás a kimeneten jelentkező hibafeszültség megszüntetését célozza.

Az integrált műveleti erősítők nagy többsége rendelkezik beépített ofszet kompenzáláshoz szükséges csatlakozópontokkal, amelyek segítségével általában a bemeneti differenciálerősítő potenciálviszonyai változtathatók meg. A két kivezetett csatlakozópont közé a 8.31.a. ábrán látható módon egy potenciométert kapcsolunk.

Abban az esetben, ha a műveleti erősítő nem rendelkezik ofszet kompenzáló kivezetésekkel, külső polarizáló áramköröket alkalmaznak az ofszetkompenzálás megvalósítására (8.31.b. ábra).

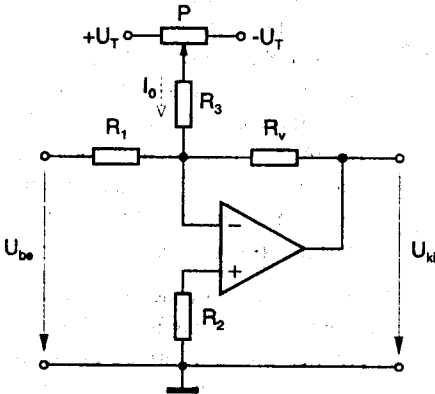


8.31. ábra. Műveleti erősítők ofszet feszültségkompenzálása
 a) beépített kompenzálás b) kompenzálás külső elemekkel

Mindkét esetben az ofszetkompenzálás úgy valósítható meg, hogy – rövidrezárt bemenet mellett – addig mozgatjuk egyik vagy másik irányba a P potenciométer csúszóérintkezőjét, amíg nulla kimeneti feszültséget nem kapunk.

8.4.3. Ofszet áram kompenzálása

A gyakorlatban az ofszet feszültségkompenzálás csak akkor eredményes, ha a műveleti erősítő két bemenetének áramigénye azonos.



8.32. ábra. Ofszet áram kompenzálása

Ha ez a feltétel nem valósul meg akkor áramkompenzálást kell alkalmazni a nulla kimeneti feszültség elérésére.

A 8.32. ábra az áramkompenzálás egy lehetséges megoldását szemlélteti.

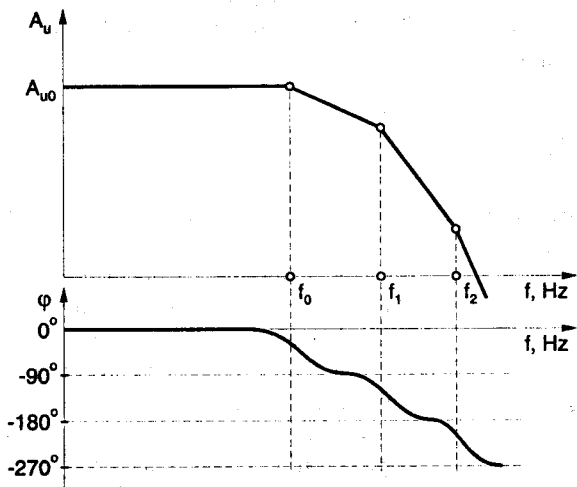
A potenciométer csúszóérintkezőjén folyó áram az egyik bemenet nyugalmi áramát növeli, a másik bemenet nyugalmi áramát pedig csökkenti. Az áramkompenzálás akkor tekinthető eredményesnek, ha a P potenciométer megfelelő beállításával a kapott ofszet áram kiegyenlíti a bemenetek eltérő áramigényét, és az U_{ki} kimeneti feszültség nulla lesz.

8.5. Műveleti erősítők frekvenciakompensálása

A valóságos műveleti erősítők nyílthurkú 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 szórt kapacitásokkal magasabb fokú aluláteresztő szűrőként működnek és a frekvenciamenetben töréspontokat hoznak létre. A 8.33. ábra egy műveleti erősítő nyílthurkú feszültségerősítésének és fázistolásának frekvenciamenetét ábrázolja.

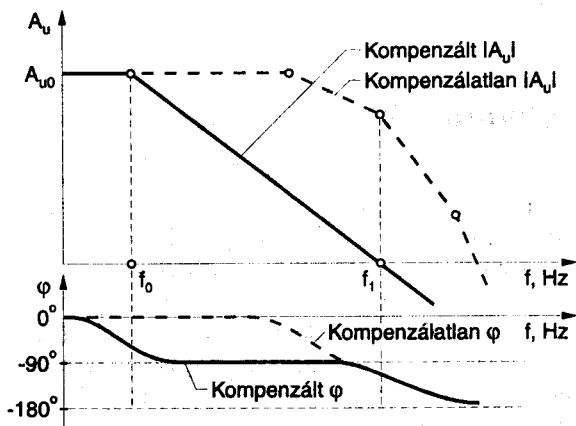
A frekvenciamenetben jelentkező minden egyes töréspont a magasabb frekvenciák irányában 20 dB/dekád erősítéscsökkenést és -90° -os fázistolást hoz létre. Az f_0 frekvencia fölött a legkisebb határfrekvenciájú RC tag határozza meg a frekvenciamenetet, ezáltal az erősítés 20 dB/dekád meredekséggel csökken és a kimeneti feszültség $\varphi_0 = 90^\circ$ -ot késik 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 $\varphi_1 = -180^\circ$ 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 mindig a fázisfordító bemenetre vezet 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.



8.33. ábra. Műveleti erősítő amplitúdó- és fázis-jelleggörbéje

A szórt kapacitások hatását, melyek a 8.33. ábrán jelölt f_1 és f_2 határfrekvenciákat okozzák, ki kell küszöbölni. Ezért az első fokú aluláteresztő szűrő határfrekvenciáját egy külső C_k kompenzáló kondenzátorral lecsökkentjük úgy, hogy az erősítés abszolút értéke egységnyi



8.34. ábra. Kompenzált és kompenzálatlan erősítésre vonatkozó frekvenciamenetek

A műveleti erősítők frekvenciakompenzálása a gerjedésmenetség biztosítását szolgálja. A kompenzálás a gyakorlatban külső elemek csatlakoztatásából áll, amelyek segítségével egy alacsony frekvenciás töréspontot hoznak létre a frekvenciamenetben. Ezáltal az átviteli jellemzőket döntően ez a töréspont fogja meghatározni.

A változó visszacsatolási körülmények között is stabilan működő műveleti erősítők fázistolása az $|A_{uv}| > 1$ feltételnek megfelelő tartományban 120° -nál kisebbnek kell, lennie (ekkor a fázistartalék 60° -nál nagyobb lesz).

értéket érjen el, mielőtt a második töréspont fázistolása hatásossá válik. A 8.34. ábra a kompenzálás karakterisztikákra gyakorolt hatását szemlélteti. Megfigyelhető, hogy a mesterségesen létrehozott töréspont (vagyis a *frekvenciakompenzálás*) már alacsony frekvenciákon is erősítéseszköket okoz és jelentősen csökken a nyílthurkú sáv szélesség is. A fázistolás mértéke már kis frekvencián 90° -ra nő a kompenzálás miatt, nagyobb frekvencián azonban ugyanennyi marad, gerjedésmenetségét biztosítva az erősítő számára.

Az integrált műveleti erősítők a frekvenciakompenzálás szempontjából két csoportra oszthatók:

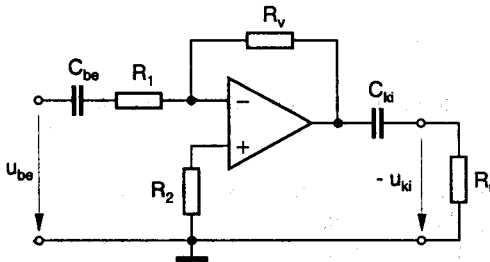
- belső frekvenciakompenzálással rendelkező erősítő: – *határfrekvenciáját, (amely általában igen kis frekvencia) a gyártás során alakítják ki.*
- belső frekvenciakompenzálással nem rendelkező erősítő: – *határfrekvenciáját egy külső kompenzáló hálózat segítségével alakíthatjuk ki, amelynek felépítését és adatait az adott műveleti erősítő adatlapja tartalmazza.*

8.6. Műveleti erősítők alkalmazásai

8.6.1. Váltakozó feszültségű erősítők

A műveleti erősítő invertáló és nem invertáló alkapcsolásai módosítás nélkül alkalmasak 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 8.35. ábra. egy invertáló alkapcsolásban működő váltakozó feszültségű erősítő mutat. A kapcsolás jellemzői a következők:



8.35. ábra. Váltakozó feszültségű erősítő invertáló alkapcsolásban

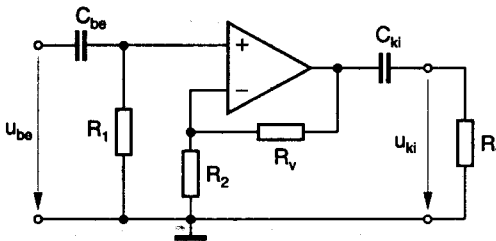
- Bemeneti ellenállás: $R_{be} = R_1$
- Feszültségerősítés: $A_{uv} = -\frac{R_v}{R_1}$
- A bemeneti nyugalmi áramot biztosító ellenállás: $R_2 = R_v$; mivel az R_1 ellenálláson nem folyik egyenáram a C_{be} csatoló kondenzátor leválasztó hatása miatt.
- Bemeneti csatoló kondenzátor:

$$C_{be} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a1} \cdot R_{be}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a1} \cdot R_1}$$

- Kimeneti csatoló kondenzátor: $C_{ki} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{a2} \cdot R_t}$

Az erősítő alsó határfrekvenciája – a két alsó határfrekvencia (f_{a1} és f_{a2}) közül – a kedvezőtlenebb érték (a nagyobbik) lesz.

A 8.36. ábra neminvertáló erősítő alkapcsolásban működő váltakozó feszültségű erősítő kapcsolását mutatja.



8.36. ábra. Váltakozó feszültségű erősítő neminvertáló alkapcsolásban

- 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.

8.6.2. Aktív szűrőkapcsolások

Az elektronikában azokat a négyfólusokat nevezik *szűrőnek*, amelyek frekvenciafüggő átviteli tulajdonságokkal rendelkeznek. A szűrők feladata a kívánt frekvenciatartományba eső jeleket átérteszteni, a többit pedig elnyomni.

Elvileg a következő szűrőtípusokat különböztethetjük meg:

- *aluláteresztő szűrő*,
- *felüláteresztő szűrő*,
- *sávszűrő (sáv átéresztő szűrő)*,
- *sávzáró szűrő*.

A szűrőkapcsolásokkal szemben támasztott legfontosabb gyakorlati követelmények:

1. minél egyenletesebb átvitel az átéresztő sávban;
2. minél meredekebb vágás a zárótartományban;
3. a fázistolás az átéresztő tartományban lehetőleg lineáris függvénye legyen a frekvenciának.

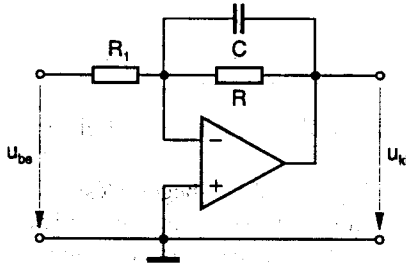
Az aktív szűrőkapcsolások olyan elektronikus áramkörök, amelyek felépítése ellenállásokat, kondenzátorokat és aktív áramkörü elemeket (sajátságos esetben integrált műveleti erősítőket) is tartalmaz. Segítségükkel a passzív *RLC* szűrőkapcsolásokra jellemző átviteli karakterisztikákat tudunk kialakítani, anélkül hogy kapcsolásuk induktivitásokat tartalmazna. Ez természetesen csak úgy lehetséges, ha az aktív szűrőkben az induktivitásokat elektronikus úton szimulálják az aktív elemek felhasználásával.

Passzív szűrők kimenetén a bemeneten felvett villamos energiának csak egy része jelentkezik. Az aktív szűrők esetén a kimeneten szolgáltatott energia nagyobb is lehet mint a bemeneten felvett, annak az energiának a felhasználásával amit az aktív áramkörü elem a tápegységből felvesz. Az aktív szűrők alkalmazása nagyon előnyös alacsony frekvenciás tartományokban. Alacsony frekvencián a passzív szűrők méretezése nagyon nagy értékű induktivitásokat feltételez, amelyek elkészítése csak elfogadhatatlan gyakorlati jellemzők mellett lehetséges (nagyon nagy geometriai méret és nagyon kicsi jósági tényező).

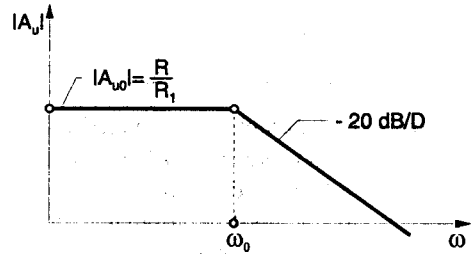
Az egyszerű és sokoldalú alkalmazhatóságuk miatt az aktív szűrőket sokszor olyan frekvenciatartományokban is alkalmazzák ahol a passzív szűrők készítése nem ütközik különösebb nehézségekbe. Ennek ellenére felhasználásuk felső frekvenciahatára megközelítőleg, 1 MHz.

Aktív aluláteresztő szűrő

Az aktív aluláteresztő szűrő egy lehetséges kapcsolását a 8.37. ábra szemlélteti. A *C* kondenzátoron keresztül a nagyfrekvenciás jeleket visszacsatoljuk, mivel a kondenzátornak 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.



8.37. ábra. Aluláteresztő szűrő



8.38. ábra. Aluláteresztő szűrő átviteli jelleggörbéje

A kapcsolás átviteli függvényét, az invertáló alapkapcsolás tulajdonságainak felhasználásával kapjuk:

$$\frac{u_{ki}}{u_{be}} = - \frac{Z_v}{Z_s} = - \frac{R \times \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}}{R_1} = - \frac{R}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R} = - \frac{R}{R_1} \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R},$$

ahol Z_v visszacsatoló soros impedancia és Z_s bemeneti soros impedancia.

Az áramkör átviteli jelleggörbéjét a 8.38. 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° és nagyfrekvenciáknál - 90°-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 szűrőáramkört kapcsolhatunk sorosan egymás után, így a csillapítás-karakterisztika sokkal meredekebb lesz.

Feluláteresztő szűrő

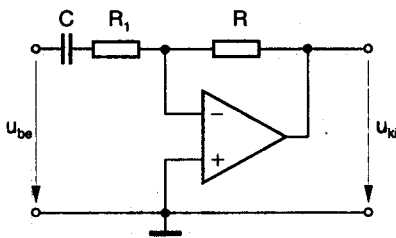
A 8.39. ábrán feluláteresztő szűrőáramkör kapcsolása látható. Mivel a soros C kondenzátornak csak a magasabb frekvenciákon kicsi az impedanciája, az alacsony frekvenciás jelek erősen gyengítve jutnak a műveleti erősítő invertáló bemenetére.

A feluláteresztő szűrő átviteli függvénye:

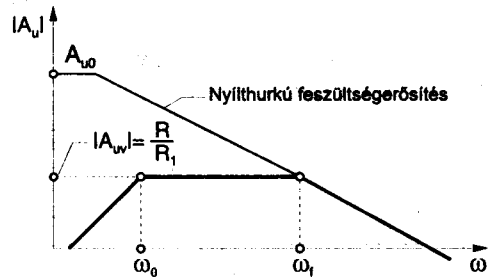
$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = - \frac{Z_v}{Z_s} = - \frac{R}{R_1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} = - \frac{R}{R_1} \frac{j \cdot \omega \cdot C \cdot R_1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_1}$$

A frekvencia-átvitel és a műveleti erősítő nyílthurkú feszültségerősítésének frekvenciafüggésének grafikus képe a 8.40. ábrán látható.

Az aktív felüláteresztő szűrők a gyakorlatban igen hajlamosak a begerjedésre vagy kiemelésre az áteresztő tartományban. A felüláteresztő szűrőkben is javíthatjuk a zárttartománybeli csillapítást és meredekséget, ha több áramkört egymás után kapcsolunk.



8.39. ábra. Felüláteresztő szűrő



8.40. ábra. Felüláteresztő szűrő átviteli jelleggörbéje

A szűrő törésponti frekvenciáját a soros elemek határozzák meg:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C}$$

A nyílthurkú erősítés csökkenése a frekvencia növekedésével meghatározza a szűrő felső határfrekvenciáját (ω_f).

Sávszűrők (Sávzáró- és sáváteresztő szűrők)

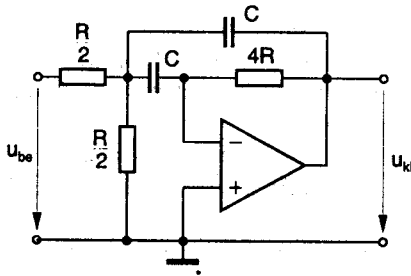
Az aktív sávszűrő (sávzáró szűrő) kapcsolását a 8.41. ábra szemlélteti. Ez a típusú szűrő az átviteli tartományán kívül eső jeleket erősen csillapítja.

Az ábrán megadott ellenállás- és kapacitásértékekkel a következő átviteli függvényt kapjuk:

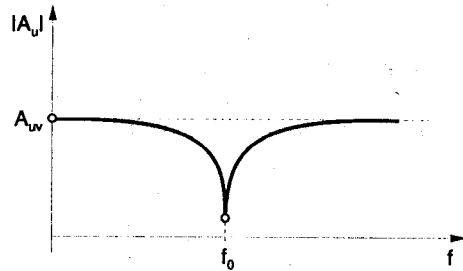
$$A_u = \frac{u_{ki}}{u_{be}} = - \frac{-j \cdot \omega \cdot R \cdot C}{1 + \frac{1}{2} \cdot j \cdot \omega \cdot R \cdot C - (\omega \cdot R \cdot C)^2}$$

Ebben az esetben a sávközép-frekvencia:

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



8.41. ábra. Sávszűrő



8.42. ábra. Sávszűrő szűrő átviteli karakterisztikája

Az aktív sávszűrő átviteli karakterisztikáját a 8.42. ábra mutatja. Az áramkör előnyös tulajdonsága, hogy megfelelő kompenzálás esetén stabil működésű, gerjedésre nem hajlamos. A két $\frac{R}{2}$ értékű ellenállást együttfutó potencióméterekkel helyettesítve, közel lineáris sávközép frekvenciaváltoztatás válik lehetővé anélkül, hogy a szűrő jósági tényezője számot-tevően változna.

Befejezőképpen feltétlenül meg kell említeni, hogy az aktív szűrők jellemzői, jellemzőinek stabilitása közvetlen módon függ az alkalmazott alkatrészek (*kondenzátorok, ellenállások, műveleti erősítők*) minőségétől és időbeni stabilitásától.

8.6.3. Műveleti erősítők alkalmazása a mérés technikában

A műveleti erősítők kiemelkedő tulajdonságai és a segítségükkel megoldható feladatok igen alkalmassá teszik felhasználásukat különböző mérés technikai alkalmazásokban. A műveleti erősítők jelenleg az elektronikus mérőműszerek alapvető alkatrészei közé tartoznak. Általában egy elektronikus mérőműszer a következő részcsoportokból épül fel:

- *bemeneti mérőátalakító*, amely a mért mennyiséget elektromos jellé alakítja;
- *elektronikus áramkör*, amely a mérőátalakító által szolgáltatott elektromos jelet feldolgozza: felerősíti, szűri, bizonyos törvények szerint átalakítja és illeszti a fokozatokat egymás között;
- *kimeneti átalakító* (analog vagy digitális kijelző műszer, oszcilloszkóp), amely a mért mennyiség vizuális, vagy grafikus megjelenítésére alkalmas.

Az analog mérőműszerek nagyon nagy választéka miatt a továbbiakban – a teljesség igénye nélkül – néhány, a műveleti erősítőkre vonatkozó jellegzetes alkalmazás kerül bemutatásra.

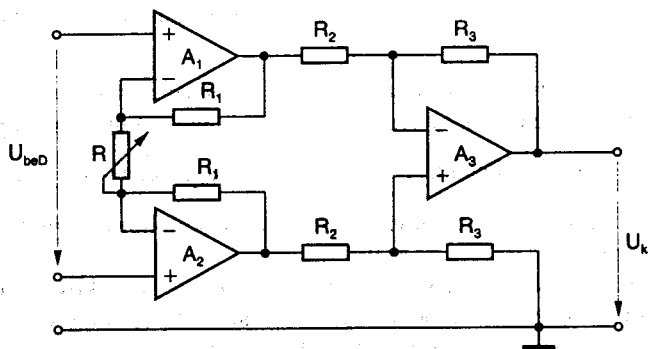
Precíziós mérőerősítő (*Instrumentation Amplifier*)

Nagy pontosságú mérések esetén, ahol szükség van mérőhidak, hőmérsékletérzékelők, vagy más átalakítók által szolgáltatott nagyon kis jelszinttel rendelkező ($10 \mu\text{V} \dots 1\text{mV}$) villamos jelek erősítésére – nagy közös módusú feszültségnyomási tényező (*CMRR*) mellett – különleges erősítő áramkörök alkalmazása indokolt.

A precíziós mérőerősítők olyan differenciálerősítő kapcsolások, amelyek A_{uv} visszacsatolt erősítése nagyon pontosan beállítható, nagy bemeneti ellenállással és nagy értékű közös módusú feszültségnyomási tényezővel rendelkeznek. Felépítésük igen változatos lehet, megvalósíthatók műveleti erősítőkkel és diszkrét elemekkel, integrált áramkörös technológiával monolitikus vagy hibrid kivitelben.

Paramétereik kiváló jellemzőket tartalmaznak az erősítés széles tartományában ($A_{uv} \approx 1 + 10^4$): *ofszet feszültségdrift* = $0,5 \mu\text{V}/\text{C}^\circ$; *CMRR* = $100 \div 120 \text{ dB}$; *nonlinearitás* $0,01 \%$ alatt; nagyon nagy közös módusú bemeneti ellenállás ($10 \div 10^4 \text{ M}\Omega$).

A 8.43. ábra három műveleti erősítővel kivitelezett precíziós erősítő kapcsolását mutatja.



8.43. ábra. Műveleti erősítős precíziós erősítő kapcsolás

A kapcsolás bemeneti ellenállása gyakorlatilag megegyezik a felhasznált műveleti erősítők közös módusú bemeneti ellenállásával. Ebben az elrendezésben az áramkör azonos fázisú elnyomása igen jó lehet, így szimmetrikus és aszimmetrikus vezérléssel egyaránt jól működik. A két bemeneti erősítő kimeneti jeleinek különbsége vezérli a második fokozatot, ezért a driftok különbsége és, a különbségi zavarójelek okoznak hibát. A felhasznált műveleti erősítők összeválogatásával elvileg ezek hatását lecsökkenthetjük. Az erősítő gyakorlatilag, a $0 \div 10 \text{ kHz}$ frekvenciatartományban használható. Az áramkör előnyös tulajdonságainak kihasználása érdekében a következő szempontokat kell betartani:

- A két bemeneti erősítőt lehetőleg azonos és állandó értékű hőmérsékleten kell tartani.
- A bemeneti ofszet feszültséget és ofszet áramot elhanyagolható értékűre kell beállítani.
- Nagyon kis jelek erősítése esetén fontos a közös módusú feszültségnyomás megfelelő beállítása, amit az R_1 , R_2 , R_3 ellenállaspárok pontos összeválogatásával érünk el.
- A hatásos közös módusú feszültségnyomás és a jó jel-zaj viszony érdekében a szükséges erősítés nagy részét, a bemeneti fokozatok kell adják.
- A jelforrást az erősítő két bemenetével összekötő kábel külön statikus árnyékolást igényel.

A kapcsolás eredő erősítésének értéke:

$$A_u = U_{beD} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R} \right) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Az erősítés változtatása úgy, hogy a kapcsolás többi beállított jellemzője változatlan maradjon az R ellenállás változtatásával érhető el.

Műveleti erősítők alkalmazása feszültségmérő áramkörökben

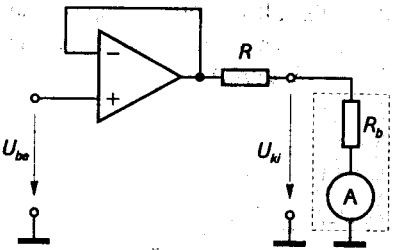
A feszültségek és áramok közvetlen mérése különböző műszerekkel lehetséges, amelyeket voltmérőknek és ampermérőknek nevezünk. Kis értékű villamos jelek mérése esetén ezek a műszerek nagy mérési pontatlansággal jellemezhetők (nem megfelelően nagy belső ellenállású feszültségmérők esetén és nem megfelelően kis belső ellenállású árammérők esetén). Egy erősítőt beiktatva a mérendő mennyiség és a kijelző műszer között a mérés érzékenysége és pontossága növelhető.

A 8.44. ábrán látható voltmérő nagy bemeneti impedanciával rendelkezik az alkalmazott műveleti erősítő feszültségkövető kapcsolásnak köszönhetően ($U_{ki} = U_{be}$).

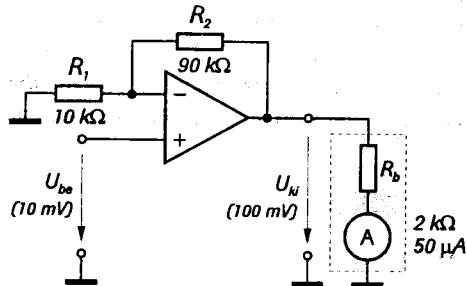
Abban az esetben mikor a kapcsolás érzékenységét növelni szeretnénk a műveleti erősítőt erősítőként használjuk. A 8.36. ábra ezt a lehetőséget szemlélteti. A kimeneti feszültség értékét ebben az esetben a következő összefüggés adja meg:

$$U_{ki} = U_{be} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Feltételezve, hogy a 8.45. ábra szerinti kapcsolásban használt Deprez-műszer elektromos jellemzői $R_b = 2 \text{ k}\Omega$ és $I_M = 50 \text{ }\mu\text{A}$, a műszer által mérhető feszültség maximális értéke: $U_{V\text{max}} = R_b \cdot I = 100 \text{ mV}$. A feszültségmérő kapcsolás $U_{be} = 0 + 10 \text{ mV}$ közötti feszültségek mérését teszi lehetővé.



8.44. ábra. Feszültségmérő műveleti erősítő követővel

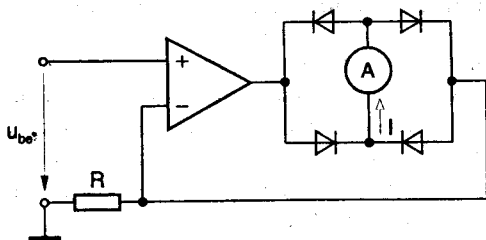


8.45. ábra. Feszültségmérő nem invertáló műveleti erősítővel

Váltakozó feszültségek mérése egyenáramú elektromechanikus műszerekkel csak úgy lehetséges, ha előzőleg a mérendő feszültséget egyenirányítjuk. A 8.46. ábra kétutas, átlagérték egyenirányító-kapcsolást mutat be. A műveleti erősítő visszacsatoló ágában Graetz-kapcsolású diódanegyest helyezünk el, ennek keresztgátaban árammal arányos kitérést adó Deprez-műszert. A műszeren az egyenirányított kimeneti áram folyik át, amelynek értéke:

$$I \approx \frac{|U_{be}|}{R}$$

Az egyenirányító diódák feszültségigényét a műveleti erősítő fedezi.

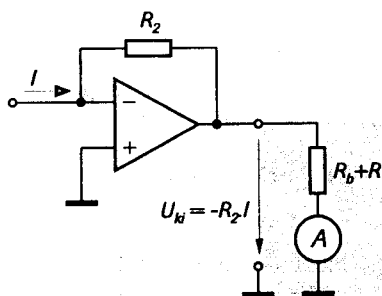


8.46. ábra. Precíziós egyenirányító kapcsolás

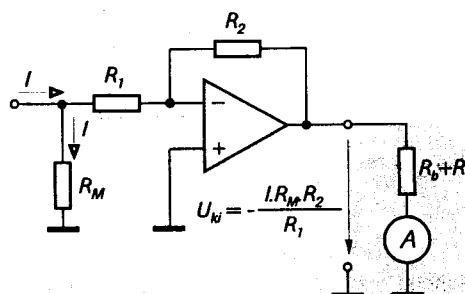
Mivel a kapcsolásban a diódák nyitóirányú ellenállása, valamint a mérőműszer belső ellenállása a visszacsatoló ágban van, értékük nem befolyásolja az I áram értékét; tehát a skála nagyon lineáris. A műveleti erősítő nagy hurokerősítésének köszönhetően a félvezető egyenirányítóban nagyon zavaró könyökfeszültség 100 μV -nál kisebb értékre csökken. A műveleti erősítő sávszélessége és a kimeneti feszültség maximális változási sebessége korlátozza a mérendő 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 érzékenységet és megfelelő impedanciaillesztést biztosít a mérendő jelforrás és a kijelző műszer között. Gyakran alkalmaznak műveleti erősítő áramfeszültség átalakítókat az előzőekben tárgyalt feszültségmérő kapcsolások felhasználhatóságának biztosítására (8.47. ábra.), vagy a mérendő árammal egyenesen arányos feszültségek erősítése elvén működő kapcsolásokat (8.48. ábra.).

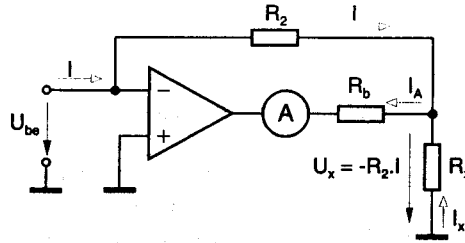


8.47. ábra. Árammérés áramerősítő kapcsolással

8.48. ábra. Árammérés feszültséggerősítés révén ($R_1 \gg R_M$)

Nagyon kis értékű áramok mérésére alkalmas a 8.49. ábrán látható kapcsolás, amely biztosítja a méréstartomány függetlenségét a mérőműszer belső ellenállásától. A Deprez-műszeren folyó áram erőssége:

$$I_A = I + I_x = I \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_x} \right).$$



8.49. ábra. Kis értékű áramok mérése

Aktív mérőhidak

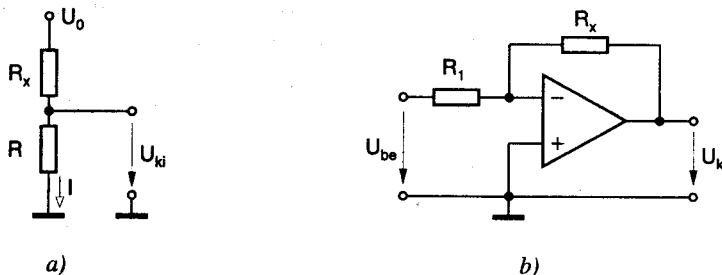
A mérés- és szabályozástechnikában nagyon gyakran a mérőátalakítók kimeneti mennyisége egy villamos ellenállás (*hőellenállások, fotoellenállások, termisztorok, nyúlásmérő bélyegek, potenciométerek*). Néha ezek egyszerű kapcsolásokban használhatók (8.50.a. ábra) és az R_x ellenállásértékük változását közvetlen módon mérhető feszültség vagy áramváltozásra vezethető vissza. Például ha x a mért mennyiség és $R_x = f(x)$, akkor a 8.50.a. ábrán látható kapcsolásra:

$$U_{ki} = U_0 \cdot \frac{R}{R + R_x}$$

A kimeneti feszültség változása a mért mennyiség függvényében

$$\frac{\Delta U_{ki}}{\Delta x} = -\frac{U_0 \cdot R}{(R + R_x)^2} \cdot \frac{\Delta R_x}{\Delta x} \cong -\frac{U_0}{R} \cdot \frac{\Delta R_x}{\Delta x}, \quad R \gg R_x$$

egy elektronikus feszültségmérővel mérhető. A kapcsolás nem előnyös a mért mennyiség kis értékű változásai esetén és olyan esetekben, amikor a mért ellenállás nagy távolságban található; ilyenkor a differenciális erősítő kapcsolások alkalmazhatók eredményesen.



8.50. ábra. Ellenállásváltozás átalakítása feszültségváltozássá
a) ellenállásosztós megoldás b) erősítő áramkörös megoldás

A 8.50.b. ábrán látható megoldás alkalmazása esetén, a kimeneti feszültség egyenesen arányos az R_x ellenállással:

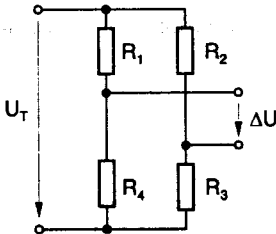
$$U_{ki} = -\frac{U_{be}}{R_1} \cdot R_x.$$

Ez a kapcsolás nagyobb érzékenységet biztosít szélesebb értéktartományban mint az előző megoldás.

Nagy érzékenységű és pontosságú mérések esetén *hídkapcsolásokat* használnak. A legegyszerűbb elrendezés a "Wheatstone-mérőhid" (8.51. ábra.). A mérőhid akkor tekinthető kiegyenlítettnek, ha oldalainak ellenállásai egymással arányosak:

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

Ebben az esetben a kimeneti feszültség értéke $U = 0$, függetlenül az U_T tápfeszültség értékétől. A kimeneti feszültség nullától különböző értéke a híd kiegyenlítetlenségi fokát mutatja; ilyenkor az ellenállásokra vonatkozó összefüggés nem teljesül. Tulajdonságai megmaradnak váltakozó áram esetén is és a híd elemei különböző R, L, C elemek lehetnek.



8.51. ábra. Wheatstone-mérőhid

Amikor a névleges R ellenállással rendelkező mérőátalakító a híd egyik elemét alkotja (a 8.51. ábrán látható módon), az $r = \Delta R/R$ változások a névleges érték körül egy ΔU kimeneti feszültséget hoznak létre:

$$\Delta U = \frac{U_T}{4} \cdot \frac{r}{1 + \frac{r}{2}} \cong \frac{U_T}{4} \cdot r, \quad r \ll 1$$

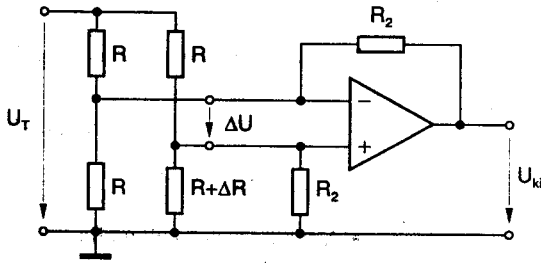
Az összefüggés linearitása csak nagyon kis értékű r (illetve ennek megfelelő ΔU) változások esetén marad érvényes. Ezért kell a mérőhid kiegyenlítetlenségi feszültségét (ΔU) egy műveleti erősítő differenciál erősítővel erősíteni, amely a bemenetek földfüggetlen csatlakoztatását teszi lehetővé és megfelelően nagy érzékenységet biztosít.

Példa: Ha $U_T = 10 \text{ V}$ és $r_{max} = \pm 0,005$, a mérőhid kiegyenlítetlensége $\Delta U = \pm 12,5 \text{ mV}$ nagyságrendű. A mérőhid érzékenysége $\pm 12,5 \text{ mV/V}$. Ahhoz, hogy az erősítő kimeneti feszültsége $\pm 10 \text{ V}$ legyen, a szükséges erősítés értéke $A_{uv} = 800$.

A 8.52. ábrán látható igen nagy érzékenységű aktív mérőhid-kapcsolás kimeneti feszültsége:

$$U_{ki} = \frac{R_2}{R} \cdot \frac{U_T}{2 \cdot \left(1 + \frac{R}{2 \cdot R_2}\right)} \cdot \frac{\Delta R}{R}, \quad \text{ahol } \Delta R \ll R + R_2.$$

Ez az áramkör az adott célra egyszerű megoldásnak tekinthető, de nagy pontosságú ellenállások használata szükséges. Ha az erősítés változtatására van szükség az R_2 ellenállások pontos beállítást igényelnek.



8.52. ábra. Hídáram-erősítő

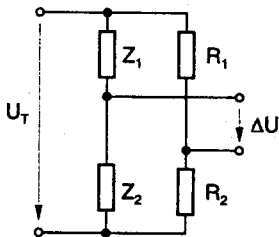
Kapacitások, induktivitások, vagy induktív és kapacitív mérőátalakítók paramétereinek mérésére különböző váltakozó feszültségű mérőhidakat alkalmaznak (8.53. ábra).

Amikor a Z_1 és Z_2 impedancia kondenzátorokat képvisel, a mérőhíd egyensúlyi feltétele:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{R_1}{R_2}$$

Abban az esetben, ha Z_1 és Z_2 tekercsek impedanciáját képviselik, a híd kiegyenlítettnek tekinthető, ha:

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{R_2}{R_1}$$



8.53. ábra. Váltakozó feszültségű mérőhíd

Megállapítható, hogy ezekben az esetekben is a mérőhíd kiegyenlítetlensége, lineáris összefüggésben van a mérőhíd valamelyik elemének változásával.

☞ Számítási példák:

1. Feladat: Ideálisnak tekinthető műveleti erősítővel megépített invertáló erősítő jellemzőinek számítása!

Adatok:

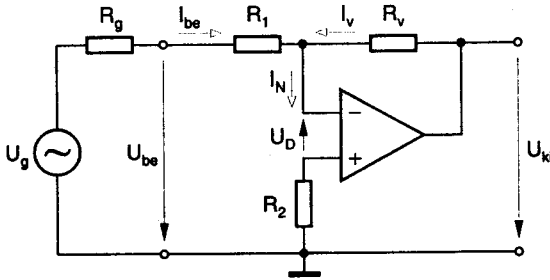
- Feszültségerősítés: $A_n = -60$ (terhelés nélkül)
- Bemeneti ellenállás: $R_{be} = 6 \text{ k}\Omega$
- Üresjárás kimeneti feszültség: $U_{kii} = 6 \text{ V}$

Feladatok:

- Rajzolja le az erősítő kapcsolását!
- Számítsa ki az erősítést meghatározó ellenállások értékeit!
- Határozza meg a nyugalmi áram miatti kimeneti hibafeszültség kompenzálására szolgáló ellenállás értékét!
- Határozza meg a meghajtó generátor szükséges üresjárás feszültségét, ha a generátor belső ellenállása: $R_g = 2 \text{ k}\Omega$.

Megoldás:

a) Az invertáló erősítő kapcsolása az 8.54. ábrán látható:



8.54. ábra.

b) 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:

$$R_v = -R_1 \cdot A_{uv} = 60 \cdot 6 \text{ k}\Omega = \underline{360 \text{ k}\Omega}$$

c) Az R_2 ellenállás optimális értéke:

$$R_2 = R_1 \times R_v \approx \underline{6 \text{ k}\Omega}$$

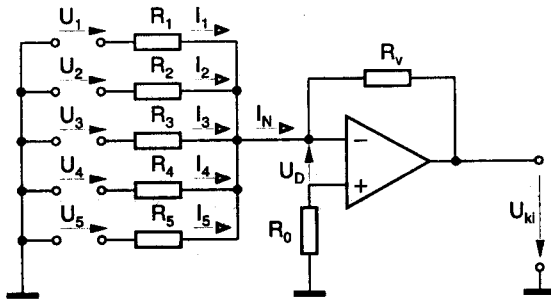
d) A feszültségosztás törvényét alkalmazva, kapjuk:

$$U_g = U_{be} \cdot \frac{R_1 + R_g}{R_1} \quad \text{és} \quad U_{ki} = -60 \cdot U_{be}$$

$$U_g = \frac{U_{ki}}{60} \cdot \frac{R_1 + R_g}{R_1} = \frac{6 \text{ V}}{60} \cdot \frac{6 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega}{6 \text{ k}\Omega} = \frac{4}{30} = \underline{133 \text{ mV}}$$

2. Feladat:

Analog összeadóként működő műveleti erősítő kapcsolást tervezünk a 8.55. ábra szerint.



8.55. ábra.

Adatok:

- Az $U_1 + U_5$ feszültségek egyenként $1 \text{ mV}_{\text{eff}}$ -től $60 \text{ mV}_{\text{eff}}$ -ig változnak.
- Maximális bemenő feszültszintek mellett az $U_{ki} = 1 \text{ V}$
- Az IC bemeneti nyugalmi árama $I_N = 10 \mu\text{A}$
- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5$
- Az egyes ellenállásokon a bemeneti nyugalmi áram okozta hibafeszültség (feszültségésés) nem lehet nagyobb, mint U_{bemin} , azaz 1 mV 10 %-a (ebben az esetben jelenléte nem zavaró!).

Feladatok:

- Határozza meg a nyugalmi áram nagyságát az egyes ellenállásokon!
- Határozza meg az ellenállások értékét!
- Határozza meg az IC bemenetén megjelenő maximális bemeneti feszültséget (U_{bemax})!
- Határozza meg az R_v és az R_0 ellenállás értékét!
- Hogyan lehet 20 %-al megnövelni az U_{ki} kimeneti feszültséget, hogy az áramkör bemeneti ellenállása ne változzon?

Megoldás:

a) Mivel $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$, az ellenállásokon a bemeneti nyugalmi áramnak megfelelő áramok is azonosak:

$$I = I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = \frac{I_N}{5} = 2 \mu A$$

b) Figyelembe véve, hogy a bemeneti ellenállásokon a nyugalmi áram okozta hibafeszültség maximális értéke nem lehet nagyobb, mint $\Delta U_R = 0,1 \cdot U_{be \min} = 0,1 \text{ mV}$:

$$\Delta U_R = I \cdot R \Rightarrow R = \frac{\Delta U_R}{I} = \frac{10^{-4} \text{ V}}{2 \cdot 10^{-6} \text{ A}} = 50 \Omega$$

c) Az IC bemenetén fellépő maximális feszültség (*negatív előjelű a földponthoz képest*):

$$U_{be \max} = U_{1 \max} = U_{2 \max} = U_{3 \max} = U_{4 \max} = U_{5 \max} = -60 \text{ mV}$$

d) A kapcsolás feszültségátvittele, figyelembe véve a bemeneti feszültségek polaritását a következő:

$$U_{ki} = \frac{R_v}{R} \cdot (U_1 + U_2 + U_3 + U_4 + U_5)$$

$$R_v = \frac{R \cdot U_{ki \max}}{(U_{1 \max} + U_{2 \max} + U_{3 \max} + U_{4 \max} + U_{5 \max})} = \frac{50 \cdot 1}{0,3} = 166,66 \Omega$$

$$R_0 = R_1 \times R_2 \times R_3 \times R_4 \times R_5 \times R_v = \frac{R}{5} \times R_v = \frac{50}{5} \times 166,66 \Omega \approx 9,43 \Omega$$

e) A kimeneti feszültség növelése, a bemeneti ellenállás változtatása nélkül a visszacsatoló ellenállás növelésével lehetséges.

$$R_v^* = \frac{1,2 \cdot R \cdot U_{ki \max}}{(U_{1 \max} + U_{2 \max} + U_{3 \max} + U_{4 \max} + U_{5 \max})} = \frac{1,2 \cdot 50}{0,3} = 200 \Omega$$

3. Feladat: Tervezzen váltakozó feszültségű erősítőt műveleti erősítő felhasználásával!

Adatok:

$$R_{be} = 6 \text{ k}\Omega$$

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

$$|A_{uv}| = 80$$

Feladatok:

a) Határozza meg a visszacsatoló ellenállás (R_v) értékét!

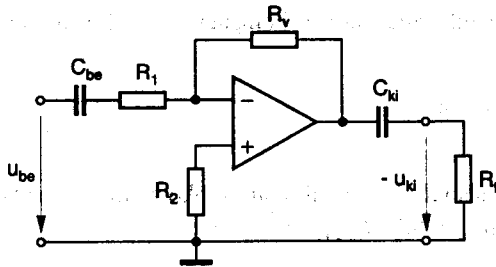
b) Határozza meg a nyugalmi áramot biztosító R_2 ellenállás értékét!

c) Határozza meg az alsó határfrekvenciát, ha mindkét csatoló kondenzátor értéke azonos $C_{be} = C_{ki} = 6,8 \mu\text{F}$.

(A műveleti erősítőt tekintjük ideálisnak!)

Megoldás:

A váltakozó feszültségű erősítőt invertáló alkapcsolásban a 8.56. ábra szemlélteti:



8.56. ábra.

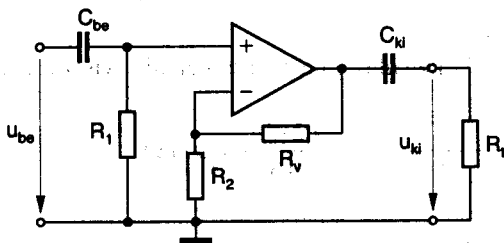
$$f_{a1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{be} \cdot R_{be}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6,8 \mu\text{F} \cdot 6 \text{ k}\Omega} = \underline{3,9 \text{ Hz}}.$$

• Kimeneti alsó határfrekvencia: $f_{a2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ki} \cdot R_t} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6,8 \mu\text{F} \cdot 2 \text{ k}\Omega} = \underline{11,7 \text{ Hz}}.$

Az erősítő alsó határfrekvenciája – a két alsó határfrekvencia (f_{a1} , f_{a2}) közül – a kedvezőtlenebb érték lesz, azaz:

$$f_a = f_{a2} = \underline{11,7 \text{ Hz}}.$$

• A 8.57. ábra neminvertáló alapkapcsolásban működő váltakozó feszültségű erősítőt mutat.



8.57. ábra.

• Bemeneti ellenállás: $R_{be} = R_1 = \underline{6 \text{ k}\Omega}.$

• Feszültségerősítés: $A_{uv} = - \frac{R_v}{R_1}$

$$R_v = |A_{uv}| \cdot R_1 = 80 \cdot 6 \text{ k}\Omega = \underline{480 \text{ k}\Omega}.$$

• A bemeneti nyugalmi áramot biztosító ellenállás:

$R_2 = R_v = \underline{480 \text{ k}\Omega}$; mivel az R_1 ellenálláson nem folyik egyenáram a C_{be} csatolókapacitancia hatása miatt.

• Bemeneti alsó határfrekvencia:

• Bemeneti ellenállás:

$$R_{be} = R_1 = \underline{6 \text{ k}\Omega}.$$

Ahhoz, hogy a bemeneti nyugalmi áram a két bemeneten azonos feszültséget ejtsen a következő feltétel szükséges:

$$R_1 = R_2 \times R_v; \text{ mivel } R_v = 79 \cdot R_2 \Rightarrow R_2 \approx R_1 = \underline{6 \text{ k}\Omega}.$$

• Feszültségerősítés: $A_{uv} = 1 + \frac{R_v}{R_2}$

$$R_v = R_2 \cdot (A_{uv} - 1) = 6 \text{ k}\Omega \cdot 79 = \underline{474 \text{ k}\Omega}.$$

Az alsó határfrekvencia számítása megegyezik az invertáló kapcsolás esetén alkalmazottal:

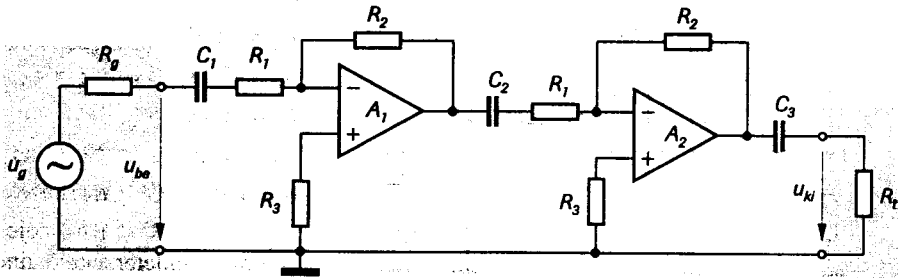
• Bemeneti alsó határfrekvencia: $f_{a1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{be} \cdot R_{be}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6,8 \mu\text{F} \cdot 6 \text{ k}\Omega} = \underline{3,9 \text{ Hz}}.$

• Kimeneti alsó határfrekvencia: $f_{a2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ki} \cdot R_t} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6,8 \mu\text{F} \cdot 2 \text{ k}\Omega} = \underline{11,7 \text{ Hz}}.$

Ebben az esetben is az erősítő áramkör alsó határfrekvenciája – a két alsó határfrekvencia (f_{a1} és f_{a2}) közül – a kedvezőtlenebb érték lesz:

$$f_a = f_{a2} = \underline{11,7 \text{ Hz}}.$$

4. Feladat: A 8.58. ábra szerinti váltakozó feszültségű erősítő két teljesen azonos műveleti erősítő felhasználásával készült.



8.58. ábra.

Adatok:

$A_{u0} = 5 \cdot 10^4$	a műveleti
$f_0 = 10 \text{ Hz}$	erősítők
$r_{ki} = 50 \Omega$	adatai

$$A_{ue} = 454$$

$$f_{ha} = 0,85 \text{ Hz}$$

$$C_1 = C_2 = 4 \mu\text{F}$$

$$R_1 = 2 \text{ k}\Omega$$

Feladatok:

- Határozza meg az R_1 , R_2 , R_3 ellenállások értékét!
- Hogyan lehetne egyetlen alkatrész megváltoztatásával $A_{ue}^* = 500$ feszültségerősítést elérni, változatlan erősítő bemeneti ellenállással (a választást indokolja meg!)?
- Mekkora az erősítő bemeneti és kimeneti ellenállása az a) pontban meghatározott adatokkal?
- Határozza meg a C_3 kondenzátor értékét úgy, hogy $f_{ha} = 0,85 \text{ Hz}$ legyen!

Megoldás:

a) A csatolókondenzátorok 3 dB szintcsökkenésre való méretezésének összefüggéséből:

$$R_{be} = R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ha} \cdot C_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,85 \text{ Hz} \cdot 4 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 46,8 \text{ k}\Omega \approx \underline{47 \text{ k}\Omega}.$$

Egy fokozat erősítése (A_{u1}), az erősítő feszültségerősítésének a négyzetgyöke:

$$|A_{u1}| = \sqrt{A_{ue}} = \sqrt{454} = 21,3 \quad \Rightarrow \quad R_2 = |A_{u1}| \cdot R_1 = 21,3 \cdot 47 \text{ k}\Omega \approx \underline{1 \text{ M}\Omega}.$$

A bemeneti nyugalmi áram biztosításában az R_1 ellenállás nem játszik szerepet egyik erősítő fokozatnál sem, a csatoló kondenzátorok miatt.

$$R_3 = R_2 = \underline{1 \text{ M}\Omega}.$$

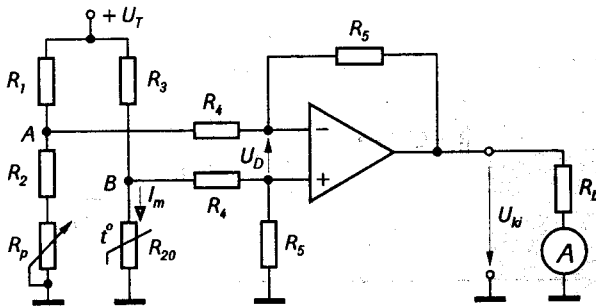
b) Az erősítés növelése a bemeneti ellenállás megváltoztatása nélkül, az R_2 ellenállás növelésével lehetséges:

$$R_2^* = R_1 \cdot \sqrt{A_{ue}^*} = 47 \text{ k}\Omega \cdot 22,36 = \underline{1,051 \text{ M}\Omega}.$$

$$c) R_{be} = R_1 = \underline{47 \text{ k}\Omega}, \quad R_{kiv} = r_{ki} \cdot \frac{A_{u1}}{A_{u0}} = 50 \Omega \cdot \frac{21,3}{5 \cdot 10^4} = \underline{21,3 \text{ m}\Omega}.$$

$$d) C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ha} \cdot R_t} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,85 \text{ Hz} \cdot 2000 \Omega} = \underline{93,6 \mu\text{F}} \approx \underline{100 \mu\text{F}}.$$

5. Feladat: Hőmérséklet-feszültség átalakító számítása (8.59. ábra).



8.59. ábra.

Adatok:

$$U_T = 11 \text{ V}$$

$$R_p = 470 \Omega$$

$$R_4 = 36 \text{ k}\Omega$$

$$R_{20} = 1 \text{ k}\Omega \quad 20^\circ\text{C-on}$$

$$\alpha = 4 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C} \quad R_{20} \text{ hőfok-tényezője}$$

A hőmérsékletérzékelő lineáris karakteristikájúnak tekinthető, ha a mérőáram $I_m \approx 1 \text{ mA}$!

Feladatok:

- a) Válassza meg az R_1 , R_2 , R_3 ellenállások értékét az E6-os értéksorból és határozza meg az R_p -n beállítandó ellenállás nagyságát, ha a kijelző műszer a $\Theta = 0 \div 50^\circ\text{C}$ tartományban jelzi a hőmérsékletet! (A mérőhíd két ágában az áram maximális értéke azonos!)
- b) Határozza meg az R_5 ellenállás nagyságát, ha a kijelző műszer 500 mV , $100 \mu\text{A}$ jellemzőjű Deprez-műszer!

Az E6-os értéksor:

E 6	($\pm 20\%$)	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
-----	----------------	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Megoldás:

$$\bullet R_3 = \frac{U_T - I_m \cdot R_{20}}{I_m} = \frac{11 \text{ V} - 1 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ mA}} = \underline{10 \text{ k}\Omega}; \quad (\text{megfelel az E6-os értéksornak}).$$

Mivel $R_0 = R_{20} (1 + \alpha \cdot \Delta T_1)$, a hőmérséklet érzékelő ellenállása 0°C -on és 50°C -on:

$$\bullet R_0 = R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T_1) = 1 \text{ k}\Omega \cdot \left(1 - 4 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}} \cdot 20^\circ\text{C}\right) = \underline{920 \Omega}; \quad (\Delta T_1 = -20^\circ\text{C}).$$

$$\bullet R_{50} = R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T_2) = 1 \text{ k}\Omega \cdot 1,12 = \underline{1120 \Omega}; \quad (\Delta T_2 = 30^\circ\text{C}).$$

Mivel a mérőhíd mindkét ágában a maximális áram azonos (1 mA), a következő összefüggést írhatjuk fel 0°C -on:

$$\bullet R_1 = R_3 = \underline{10 \text{ k}\Omega}$$

A mérőhíd kiegyenlített állapotát célszerű a változtatható ellenállás középső állásánál beállítani:

$$\bullet R_2 + \frac{1}{2} \cdot R_p = R_0 = 920 \Omega \Rightarrow R_2 = R_0 - \frac{1}{2} \cdot R_p = 920 \Omega - 235 \Omega = \underline{685 \Omega}.$$

Az R_2 ellenállás értékét az E6-os értéksorból kiválasztva:

$$R_2 = 680 \Omega.$$

Az R_p változtatható ellenállás értékét úgy kell beállítani (R_{px}), hogy 0°C érzékelése esetén a mérőhíd egyensúlyban legyen ($U_{ki} = 0$); ilyenkor a hőmérő-kapcsolás hitelesítettnek tekinthető. Egyensúly esetén (0°C -on):

$$R_2 + R_{px} = R_0 \quad \Rightarrow \quad R_{px} = R_0 - R_2 = 920 \Omega - 680 \Omega = 240 \Omega.$$

b) A műszer R_b belső ellenállása:

$$R_b = \frac{500 \text{ mV}}{100 \mu\text{A}} = 5 \text{ k}\Omega.$$

A műveleti erősítő maximális differenciális bemeneti feszültségét ($U_{B\max} - U_{A0}$) a következő összefüggések adják:

$$U_{A0} = \frac{R_2 + R_{px}}{R_1 + R_2 + R_{px}} \cdot U_T = \frac{0,92 \text{ k}\Omega}{10,92 \text{ k}\Omega} \cdot 11 \text{ V} = 0,926 \text{ V}.$$

$$U_{B\max} = \frac{R_{50}}{R_3 + R_{50}} \cdot U_T = \frac{1,12 \text{ k}\Omega}{11,12 \text{ k}\Omega} \cdot 11 \text{ V} = 1,108 \text{ V}.$$

A műveleti erősítő differencia erősítő végkiteréshez tartozó kimeneti feszültsége 500 mV-nak kell lennie:

$$U_{ki\max} = A_{uv} \cdot (U_{B\max} - U_{A0}) = \frac{R_5}{R_4} \cdot (U_{B\max} - U_{A0}) = 500 \text{ mV} \Rightarrow$$

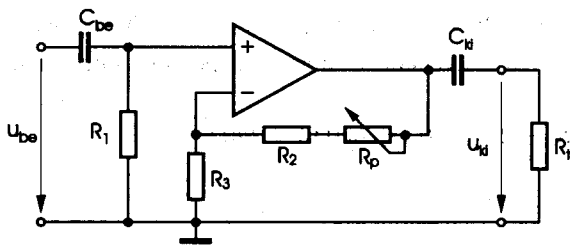
$$R_5 = \frac{R_4 \cdot U_{ki\max}}{U_{B\max} - U_{A0}} = \frac{36 \text{ k}\Omega \cdot 0,5 \text{ V}}{1,108 \text{ V} - 0,926 \text{ V}} = 98,90 \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ k}\Omega.$$

A kapott érték megfelel az E6-os értéksornak.

Összefoglaló kérdések és feladatok:

1. Mit nevezünk monolit integrált áramkörös műveleti erősítőnek?
2. Milyen előnyei és hátrányai vannak az egyenáramú erősítőeknek?
3. Milyen vezérlési módjai vannak a differenciálerősítőeknek?
4. Mi a fázisösszegző áramkörök feladata és hogyan működnek?
5. Melyek a Darlington-kapcsolás legfontosabb jellemzői?
6. Mi az áramtükör kapcsolás és hogyan működik?
7. Milyen jellemzői vannak a komplementer kimeneti fokozatnak?
8. Milyen fokozatokból épül fel egy integrált áramkörös műveleti erősítő?
9. Hasonlítsa össze az ideális- és a valós műveleti erősítők jellemzőit!
10. Mit fejez ki a bemeneti ofszet áram és a bemeneti ofszet feszültség?
11. Vázoljuk fel a műveleti erősítők negatív visszacsatolási lehetőségeit és adjuk meg a feszültségerősítés értékét!
12. Mit értünk a műveleti erősítők frekvenciakompenzálásán?

13. Műveleti erősítő váltakozó feszültségű erősítőkapcsolás számítása (8.60. ábra)!



Adatok:

$$R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_g = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_l = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$U_{be} = 100 \text{ mV}$$

$$R_{p \max} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$f_{ha} = 10,5 \text{ Hz} \text{ – alsó}$$

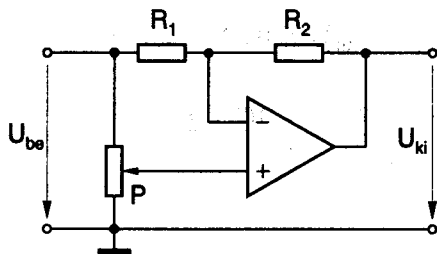
határfrekvencia

8.60. ábra.

Feladatok:

- Határozza meg a feszültségerősítés minimális és maximális értékét!
- Határozza meg, hogy mekkora lehet a minimális és a maximális kimeneti feszültség!
- Határozza meg C_{be} , C_{ki} csatolókapacitások értékét 2dB-es szintcsökkenés esetén és válasszon szabványos értéket!

14. Műveleti erősítő számítása (8.61. ábra)!



Adatok:

$$U_{be} = 1 \text{ V (DC)}$$

$$R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 22 \text{ k}\Omega$$

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

A műveleti erősítő ideálisnak tekinthető!

8.61. ábra.

Feladatok:

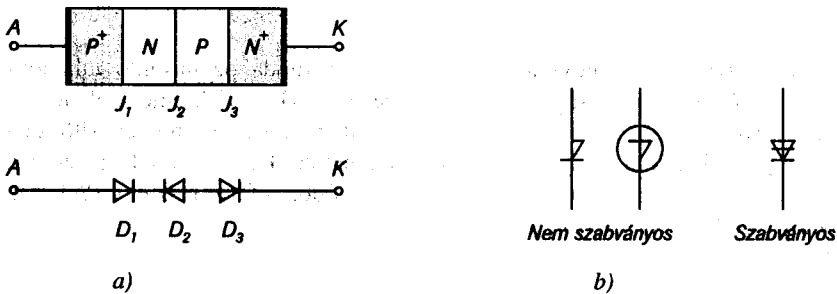
- Határozza meg a kapcsolás kimeneti feszültségét (U_{ki}) a potenciométer szélső állásaiban!
- Rajzolja meg a kimeneti feszültségnek a potenciométer csúszka-helyzetétől való függésének karakterisztikáját és olvassa le, milyen állásnál lesz a kimeneti feszültség $U_{ki} = 0$! Mekkora ezen pont környezetében a feszültségváltozás érzékenysége?
- Hogyan változik a b). feladatbeli karakterisztika alakja, ha a kimenetet $R = 1 \text{ k}\Omega$; $L = 1 \text{ mH}$; $C = 1 \mu\text{F}$ jellemzőjű alkatrészekkel terheljük (külön-külön, és az alkatrészek ideálisnak tekinthetők!)?

9. Erősáramú félvezető eszközök

9.1. Négyrétegű diódák

9.1.1. Felépítés és működés

A négyrétegű dióda szilícium alapú félvezető eszköz, amely négy egymás után kapcsolódó *PNPN* félvezető rétegből áll (9.1. ábra), három váltakozó irányú *PN*-átmenetet (J_1, J_2, J_3) alkotva. A négyrétegű diódát nevezik még *tirisztordiódának*, *triggerdiódának* és *Shockley diódának*.



9.1. ábra. Négyrétegű dióda
a) elvi felépítése b) áramköri jelölése

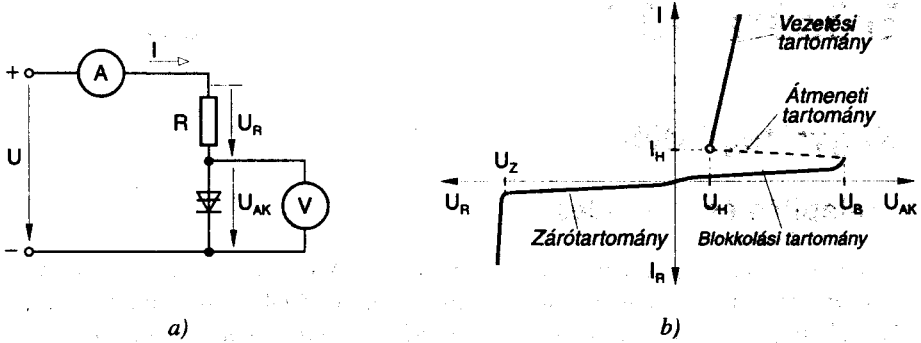
A három *PN*-átmenet mindegyike egy-egy diódát alkot, amelyeket D_1, D_2 és D_3 jelöl. A négyrétegű dióda anódja (*A*) erősen szennyezett *P* réteg, katódja (*K*) erősen szennyezett *N* réteg. A köztes rétegek szennyezettsége legalább két nagyságrenddel kisebb, ami záróirányban kis visszáramot és nyitóirányban nagy *billenési feszültséget* (U_B) eredményez. A 9.2. ábra a négyrétegű dióda $I = f(U)$ *jelleggörbáját* 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 záróirányban 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 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 tartománynak a kezdőpontját határozza meg az I_H *kritikus áram* és a hozzá tartozó U_H *kritikus feszültség*.

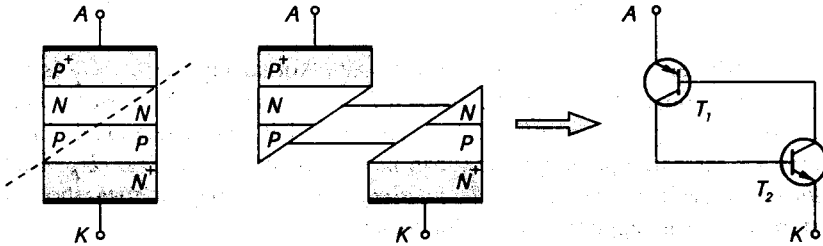
Ha az áram, vagy a feszültség az I_H vagy az U_H értéke alá csökken, a négyrétegű dióda visszkapcsol ellenállású állapotába.



9.2. ábra.

- a) a négyrétegű dióda jelleggörbéjének meghatározására szükséges kapcsolás
 b) a négyrétegű dióda jelleggörbéje

A zárási szakaszban a négyrétegű dióda a Zener-diódához hasonló tulajdonságokkal rendelkezik. Az U_Z zárófeszültség túllépése a félvezető eszköz tönkremeneteléhez vezethet. Figyelembe véve az eszköz 9.3. ábrán szemléltetett tranzisztoros helyettesítő kapcsolását, pontosabban követhetők a lejátszóó belső folyamatok. Ha gondolatban szétmetsszük a félvezető kristály keresztmetszetét, az ábrán látható módon a felső rész egy PNP tranzisztort, az alsó pedig egy NPN tranzisztort alkot.



9.3. ábra. A négyrétegű dióda tranzisztoros helyettesítő kapcsolása

Feltételezzük, hogy nyitó irányú előfeszítésnél az $U_{AK} = U_B$ billenési feszültségen az egyik tranzisztor (pl. a T_1) zárási árama nagyon kicsit kinyitja a másik tranzisztort (a T_2 -t). Ennek megfelelően a T_1 árama nagyobb lesz, amely tovább nyitja a T_2 -t. A két tranzisztor kölcsönösen kivezérli egymást mindaddig, amíg mind a kettő teljesen nyitott állapotba nem kerül, ami megfelel a négyrétegű dióda kis ellenállású állapotának.

A négyrétegű dióda mindaddig kis ellenállású állapotban marad, amíg az eszközön folyó áram a kritikus I_H áram alá nem csökken. Ekkor a középső záróréteg újra kialakul az ott levő töltéshordozók távozása miatt.

9.1.2. Jellemző adatok és határértékek

A négyrétegű diódák jellemzői

- billenési feszültség
- kritikus áram
- kritikus feszültség
- billenési áram
- zárási áram
- differenciális vezetési ellenállás
- bekapcsolási idő
- kikapcsolási idő

$$\begin{aligned}
 U_B &\approx 50 \pm 4 \text{ V}, \\
 I_H &\approx 14 \pm 4,5 \text{ mA}, \\
 U_H &\approx 0,8 \text{ V}, \\
 I_B &\approx 120 \mu\text{A}, \\
 I_R &\approx 15 \mu\text{A}, \\
 r_f &\approx 0,2 \Omega, \\
 t_{be} &\approx 0,2 \mu\text{s}, \\
 t_{ki} &\approx 5 \mu\text{s}.
 \end{aligned}$$

A négyrétegű diódák határértékei

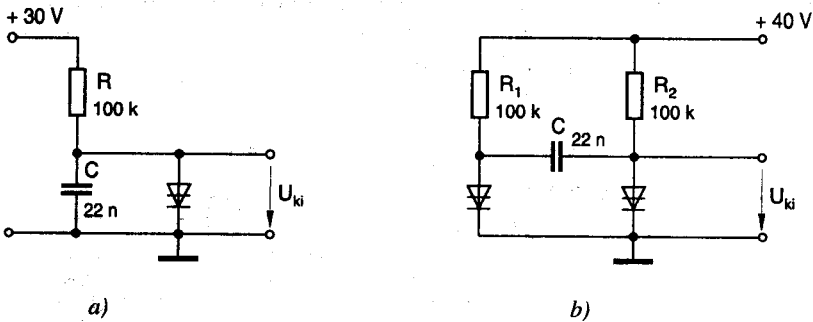
- maximális megengedett tartós egyenáram
- maximális megengedett impulzusáram
- maximális megengedett veszteségi teljesítmény
- környezeti hőmérséklettartomány
- maximális megengedett zárófeszültség

$$\begin{aligned}
 I_F &\approx 150 \text{ mA}, \\
 I_{FM} &\approx 10 \text{ A}, \\
 P_{tot} &\approx 150 \text{ mW}, \\
 T_{Umax} &\approx +65 \text{ }^\circ\text{C}, \\
 T_{Umin} &\approx -40 \text{ }^\circ\text{C}, \\
 U_{Rmax} &\approx 60 \text{ V}.
 \end{aligned}$$

9.1.3. Alkalmazások

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

A 9.4. ábrán egy fűrészgenerátor és egy astabil multivibrátor megvalósítását láthatjuk négyrétegű diódák felhasználásával.



9.4. ábra. Négyrétegű dióda alkalmazása

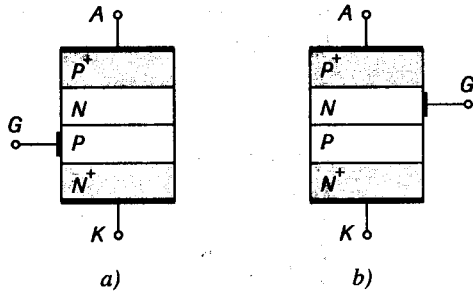
a) fűrészgenerátor kapcsolás

b) astabil multivibrátor kapcsolás

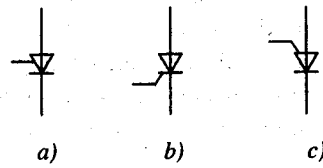
9.2. Tirisztorok

9.2.1. 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.



9.5. ábra. A tirisztor felépítése
 a) katódoldaltól vezérelhető (P vezérelt) típus
 b) anódoldaltól vezérelhető (N vezérelt) típus

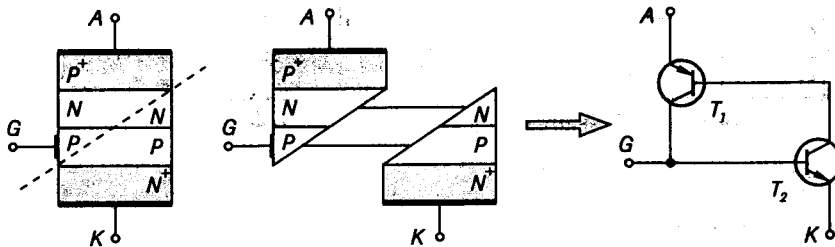


9.6. ábra. Tirisztorok áramköri jelölése
 a) a tirisztor általában
 b) katódoldaltól vezérelhető tirisztor
 c) anódoldaltól vezérelhető tirisztor

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 leegyszerűsítve két tranzisztorral modellezhető és ennek alapján működése is egyszerűen követhető (9.7. ábra).

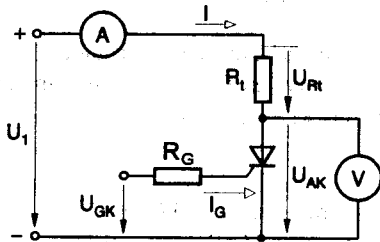


9.7. ábra. A tirisztor felosztása két tranzisztorra és tranzisztoros helyettesítő kapcsolása

A tirisztor anód-katód feszültség (U_{AK}) iránya szerint megkülönböztetünk *záróirányú* és *nyitóirányú* kapcsolást. Záróirányú előfeszítés esetén az anódra a tápfeszültség negatív sarka van kapcsolva és a tirisztor megőrzi nagy ellenállású állapotát. Ha az U_{AK} feszültség túllépi a megengedett legnagyobb értéket, a tirisztor tönkremegy.

Vezetési irányú működés esetén az anód pozitív feszültséget kap a katódhoz képest. Ha a kapuelektroda nincs bekötve, az U_{AK} feszültséget növelve egy bizonyos feszültségértéken a tirisztor átkapcsol kis ellenállású állapotba. Azt a feszültséget, amelyen nyitott vezérlőelektroda mellett a tirisztor kis ellenállású állapotba kapcsol át, U_{B0} *nullátmeneti billenőfeszültségnek* nevezzük. Ez a feszültség a négyrétegű dióda U_B billenési feszültségének felel meg.

Ha a tirisztor kapuelektrodája (G) a katódhoz (K) képest pozitív feszültséget kap kinyitja a T_2 NPN tranzisztort melynek kollektorárama nyitja a T_1 PNP tranzisztort. A két tranzisztor kölcsönösen vezérli egymást és lavinyszerűen telítésbe kerülnek, vagyis a tirisztor átbillen kis ellenállású állapotába. Minél nagyobb a kapuelektroda vezérlőfeszültsége (U_{GK}) és ezzel a vezérlőáram (I_G), annál kisebb anód-katód feszültségnél következik be az átbillenés kis ellenállású állapotba. Megállapítható, hogy a tirisztor bekapcsolási szintje a kapuelektroda segítségével vezérelhető.



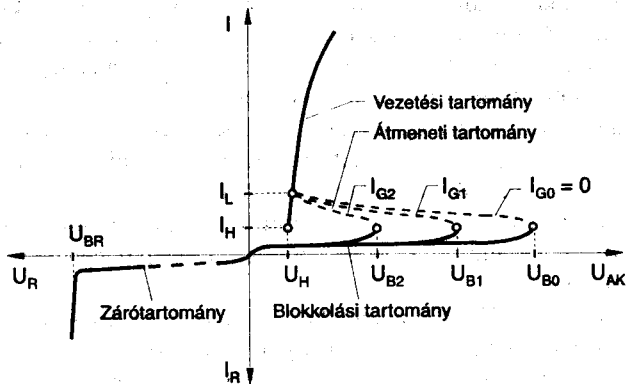
9.8. ábra. A tirisztor jelleggörbéjének meghatározására alkalmas kapcsolás

Miután a tirisztor bekapcsol, megmarad ebben az állapotban függetlenül a kapuelektroda potenciáljától. Ez a tény különbözteti meg alapvetően egy tirisztor kapuelektrodájának szerepét (a bekapcsolás vezérlése) egy tranzisztor bázisának szerepétől (a kollektoráram értékének szabályozása). A 9.8. ábra egy tirisztor áramfeszültség jelleggörbéjének meghatározására alkalmas kapcsolást mutat. A 9.9. ábra a tirisztor karakterisztikáját szemlélteti különböző I_G kapuáramok esetén. A tirisztor kapuvezérlés nélküli átkapcsolását, az $I_G = 0$ vezérlőáramnak megfelelő jelleggörbe szemlélteti.

A tirisztor nagy ellenállású állapotban van mindaddig, amíg anód-katód feszültsége túl nem lépi az U_{B0} *billenési feszültséget* és anódárama el nem éri az I_L *reteszelési áramértéket*. Ebben az állapotban az anódáramot csak az R_t ellenállás korlátozza. A vezetés megszüntetésére két lehetőség kínálkozik:

- az anódáram csökkentése az I_H tartóáram értékére;
- az anódfeszültség negatív polaritásának biztosítása a tirisztor úgynevezett t_{ki} *szabaddá válási idejével megegyező időtartamig*.

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



9.9. ábra. A tirisztor feszültség-áram jelleggörbéi

9.2.2. Tirisztorok jellemző adatai és határértékei

Tirisztorok esetében igen nehéz feladat tipikus adatokat és határértékeket megadni, mivel rengeteg különböző típus van forgalomban, széles teljesítmény- és feszültségtartományban. Az alkatrészgyártók adatlapokat és katalógusokat bocsátanak ki erre a célra.

Jellemző adatok

- I_N • *névleges áram*: a tartósan megengedett vezetési áram számtani közepe;
- I_H • *kritikus áram*: a vezetési áram legkisebb értéke, amely érték alatt a tirisztor nagy ellenállású állapotba billen át;
- I_L • *reteszelési áram*: az anódáram minimális értéke amelyet a kapuelektrodát vezérlő pozitív impulzus időtartamig biztosítani kell, a tirisztor biztos gyújtásához;
- I_{GT} • *gyújtóáram (bekapcsolási áram)*: a vezérlőáram azon minimális értéke, amely a tirisztor bekapcsolását biztosítja (tipikus értéke néhány száz mA);
- t_{be} • *gyújtási idő (bekapcsolási idő)*: az az idő, amely a vezérlőimpulzus kezdetétől a tirisztor kis ellenállású állapotába való átkapcsolásáig eltelik;
- t_{ki} • *kikapcsolási idő*: az az idő, amely az áram nullátmenetétől a zárási állapot kialakulásáig eltelik (lehetséges értékei 3 μ s és 200 μ s között vannak);
- U_{B0} • *billenési feszültség*: az anód-katód feszültség azon értéke, amely esetén a tirisztor nyitott kapuelektroda ($I_G = 0$) mellett bekapcsol;
- R_{thG} • a záróréteg és a tok közötti *hőellenállás*;
- R_{thU} • a záróréteg és a környezeti levegő közötti *hőellenállás*.

Határértékek

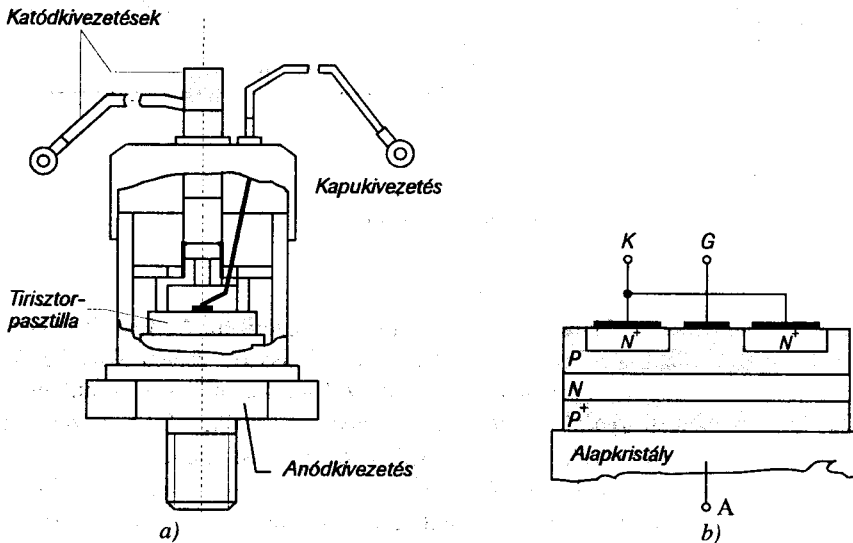
- U_{RSM} • *nem ismételtető negatív zárófeszültség csúcserőrtéke*: a zárófeszültség legnagyobb értéke, amit a tirisztor alkalmi jelleggel, rövid ideig (kb. 100 μ s) elvisel;
- U_{RRM} • *ismételtető negatív zárófeszültség csúcserőrtéke*: a zárótartományban megengedett legnagyobb periodikus feszültség értéke;

- U_{DSM} • *nem ismételtető pozitív zárófeszültség csúcserőteke*: a pozitív polaritású feszültség legnagyobb értéke, amelyet a tirisztor alkalmi jelleggel, rövid ideig (kb. 100 μ s) elvisel, károsodás nélkül;
- U_{DRM} • *ismételtető pozitív zárófeszültség csúcserőteke*: a blokkolási tartományban megengedett legnagyobb periodikus feszültség értéke;
- I_T • *tartós egyenáram*: a legnagyobb megengedett egyenáram, amely a tirisztoron tartósan átfolyhat;
- I_{TRM} • *legnagyobb periodikus csúcserőteke*: a vezetési áram legnagyobb megengedett értéke egy periódus alatt;
- P_{GM} • *maximális vezérlőteltjesítmény*: a legnagyobb megengedett vezérlőteltjesítmény értéke;
- T_{jmax} • *maximális záróréteg hőmérséklet*: túllépése a félvezető tönkremeneteléhez vezet.

9.2.3. A tirisztor szerkezete

Elvileg a tirisztor előállításának kiindulási anyaga egy N vagy P típusú félvezető szilícium lapka, amelyben tisztán *diffúziós eljárással*, vagy *diffúziós és ötvözési eljárással* alakítják ki a négyrétegű $PNPN$ félvezető szerkezetet. A korszerűbb, tisztán diffúziós módszer sokkal jobb paraméterekkel rendelkező tirisztorok előállítását teszi lehetővé. Ez a nagyobb elérhető üzemi feszültségben és áramban, valamint a tirisztorok jellemzőinek a felhasznált anyagok minőségétől való kis függőségében nyilvánul meg.

A 9.10. ábra egy teljesítménytirisztor metszetét mutatja, amelyben N típusú Si alapkristályt felhasználva hozzák létre tisztán diffúziós eljárással a két szélső P szennyezésű réteget.



9.10. ábra. Teljesítménytirisztor felépítése

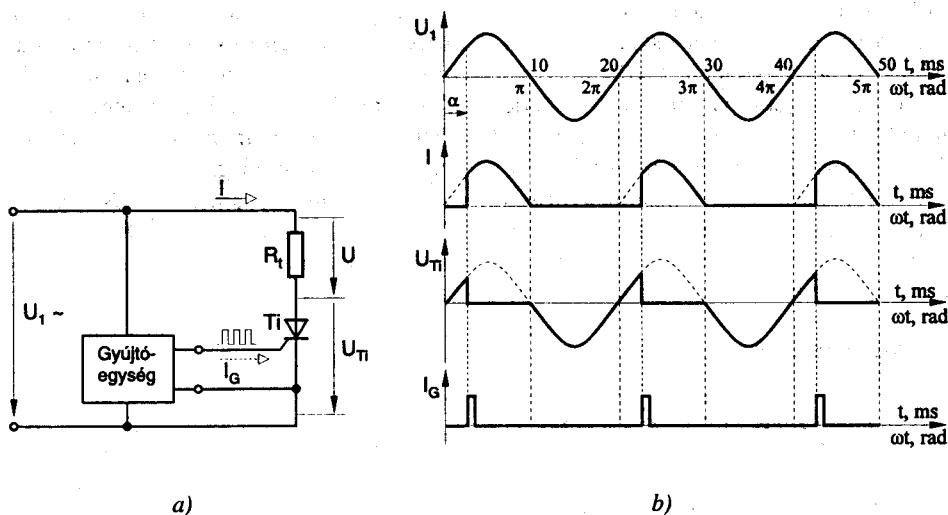
a) a tirisztorház metszete b) a tirisztorpasztyilla metszete

9.2.4. Tirisztorok alkalmazása

Tirisztorok alkalmazása váltakozó áramú körben

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

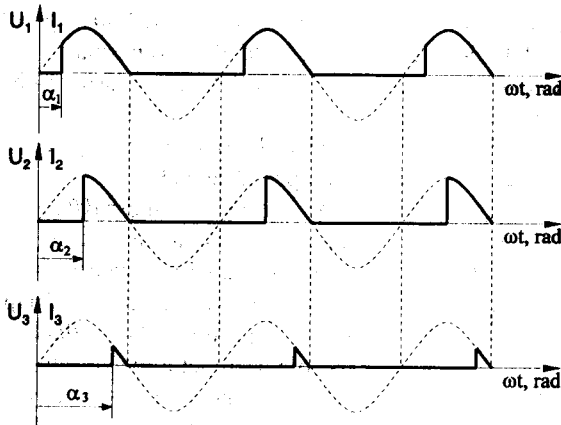
A váltakozó áramú körökben használt hagyományos tirisztorok oltásának elvi módszerét a 9.11. ábra szemlélteti. Az áramkör tulajdonképpen egy vezérelt egyenirányító-kapcsolásnak tekinthető.



9.11. ábra. Tirisztor gyújtásvezérlése váltakozó áramú körben
a) elvi vázlat b) jellemző hullámformák

Ha a tirisztor kapuelektrodáját periodikus impulzus vezérli az U_1 feszültséghez képest adott fázishelyzetben, akkor a gyújtás meghatározott fázisszög esetén következik be. A gyújtás helyzetét (más szóval *késleltetését*) a tápfeszültség negatív-pozitív nullátmenetétől számítjuk. Az α szöveget *gyújtáskésleltetési szögnek* nevezzük. Ha a vezérlőimpulzus fázishelyzetét megváltoztatjuk, akkor megváltozik az α gyújtáskésleltetési szög értéke is, és a levágott félhullámok más alakot vesznek fel. Az R_l terhelésen fellépő feszültség annál kisebb lesz, minél nagyobb az α gyújtáskésleltetési szög értéke. A tirisztor vezérlésének ezt a módszerét, *fázishasításos vezérlésnek* vagy *gyújtásszögvezérlésnek* nevezik.

A 9.12. ábra különböző gyújtáskésleltetési szögek esetén mutatja az áramkör jellemző hullámformáit.



9.12. ábra. Hullámformák különböző gyújtáskésedelmi szögek esetén

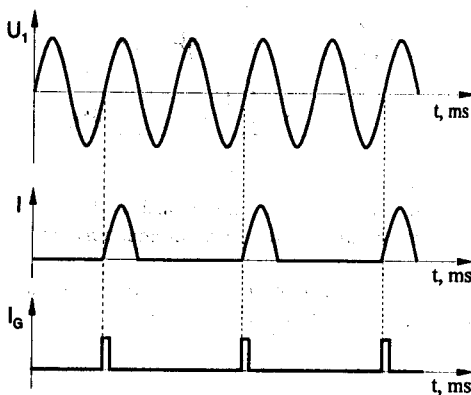
Megállapítható, hogy a gyújtáskésleltetés módszere:

- viszonylag gyors beavatkozást és folyamatos szabályozást tesz lehetővé.

Hátrányaként említhető, hogy különösen magas felharmonikusok keletkeznek (főleg nagy értékű gyújtáskésedelmi szögek esetén). Ezek a felharmonikusok:

- erős rádiófrekvenciás zavart hoznak létre;
- jelenlétiük többletvesztést eredményez.

A fázishasításos módszer az ismertetett hátrányok miatt nem előnyös nagy teljesítmények szabályozására. Ezeket a hátrányokat igyekszik kiküszöbölni a **perióduscsoport-szabályozási technika**, vagy más néven **félhullám-vezérlés**. A félhullám-vezérlés jellemző hullámformáit a 9.13. ábra mutatja.



16.13. ábra. A perióduscsoport-szabályozási technika kimeneti jelalakjai

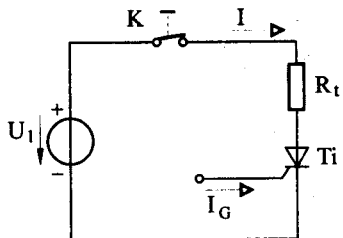
Megfigyelhető, hogy ebben az esetben a vezérlő impulzus fázishelyzete rögzített, de változtatható frekvenciájú. Ezzel elérhető, hogy a vezérelt tirisztor meghatározott pozitív félhullámok esetén nem gyújt be. A félhullámok zárásának, illetve átengedésének vezérlési logikája tetszőleges lehet. A terhelésen fellépő feszültség és teljesítmény annál kisebb, minél több pozitív félhullámot zárunk le. A félhullám-vezérlés módszere:

- viszonylag lassú beavatkozást tesz lehetővé (minimálisan fél periódusidejű a késedelem);
- a szabályozás csak fokozatokban történhet, viszont előnye, hogy kevesebb felharmonikus állít elő.

Ezért ezt a vezérlési technikát nagyobb teljesítmények szabályozására használják.

Tirisztorok alkalmazása egyenáramú körben

A tirisztorokat egyenáramú áramkörökben érintkező nélküli kapcsolóként alkalmazzák. Bekapcsolásuk a kapuelektroda vezérlésével történik, kikapcsolásuk viszont nehézségekbe ütközik, mivel nincs olyan természetes hatás, amely kikapcsolásuk érdekében az áramukat a *kritikus áramérték* alá csökkentené.

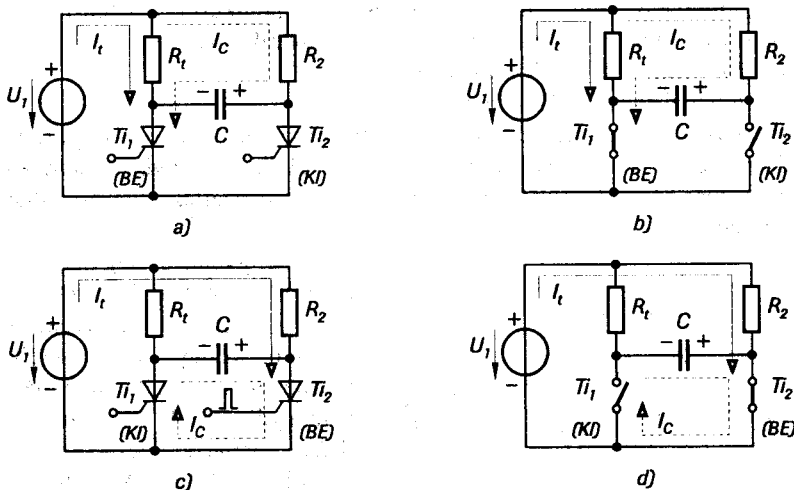


9.14. ábra. Tirisztor oltása az anódáram megszakításával

Egyenáramú körökben egy hagyományos tirisztor oltása kétféleképpen történhet:

- 1) Az áramkör megszakítása (9.14. ábra): a K kapcsoló nyitása az anódáram megszűnését (tehát, az I_H kritikus áramérték alá csökkenését) eredményezi és a kezdetben kis ellenállású állapotban levő tirisztor átbillen nagy ellenállású állapotba. A K mechanikus kapcsoló szerepét a gyakorlatban egy másik félvezető kapcsoló-eszköz tölti be (pl. egy másik tirisztor).
- 2) Záróirányú feszültség kapcsolása az anód és a katód közé. Ez a feszültség a bekapcsolt tirisztor anód áramával ellentétes irányú áramot hoz létre.

A módszert, amely hasonló a tirisztor váltakozó áramú körökben használt oltásával (lásd a 9.10. ábrát), a 9.15. ábra szemlélteti.



9.15. ábra. Hagományos tirisztor oltása záróirányú anód-katód feszültség alkalmazásával
 a) a T_{i1} főtirisztor bekapcsolt állapotú (a T_{i2} lekapsolótirisztor kikapcsolva) és b) az egyszerűsített áramköri modell
 c) a T_{i2} tirisztor bekapcsolási pillanata, amely biztosítja a C kondenzátor párhuzamos kapcsolódását a T_{i1} főtirisztorra, kikapcsolása érdekében és d) a folyamat egyszerűsített áramköri modellje

A kapcsolás működése a következő:

- A kezdeti időpillanatban a T_{i1} főtirisztor kis ellenállású bekapcsolt ("BE") állapotban, a T_{i2} lekapsolótirisztor pedig nagy ellenállású kikapcsolt ("KI") állapotban van. Következésképpen a C kondenzátor feltöltődik – az R_1 ellenálláson és a T_{i1} tirisztoron keresztül – az U_1 tápfeszültség értékére a 9.15.b. ábrán jelölt polaritással.

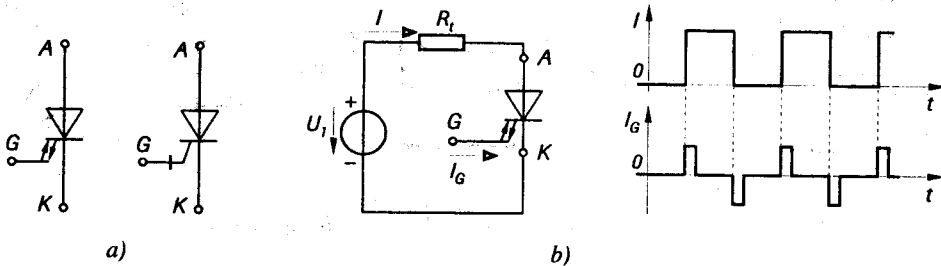
A T_{i1} tirisztor oltását a T_{i2} vezérlőelektrodájára adott pozitív vezérlőimpulzus hozza létre (9.15.c. ábra.). A T_{i2} tirisztor bekapcsolása révén a C kondenzátor párhuzamosan kapcsolódik a T_{i1} -re. Ennek megfelelően, a T_{i1} tirisztort záróirányban feszíti elő a C kondenzátor feszültsége (9.15.d. ábra.), amely a T_{i1} és T_{i2} kapcsolókon (tirisztorokon) keresztül bizonyos idő múlva kisül.

A C kondenzátor kisülési árama ellentétes irányú a T_{i1} tirisztor nyitóirányú áramával és a záróirányú polarizálás hatására a félvezető átbillen nagy ellenállású állapotba. Miközben a lekapszolótirisztor kis ellenállású állapotban ("BE") és a főtirisztor nagy ellenállású állapotban van, a C kondenzátor U_1 feszültségszintre töltődik, de ellentétes polaritással, mint az ábrán. A folyamat újrakezdődik, ha T_{i1} főtirisztor ismét gyújtóimpulzust kap a kapuelektrodájára. Ilyen típusú gyújtóköreket alkalmaznak akkumulátoros hajtású járművekben (pl. a villamos targoncákban).

9.3. Vezérlőelektrodával kikapcsolható tirisztor (GTO \equiv Gate Turn-Off Thyristor)

A vezérlőelektrodával kikapcsolható tirisztor (*GTO tirisztor*) egy olyan PNPN szerkezetű kapcsolóeszköz, amelynek gyújtása és oltása a vezérlőelektrodára kapcsolt pozitív, illetve negatív vezérlőimpulzusok segítségével történik. Szerkezete a hagyományos tirisztorhoz viszonyítva bonyolultabb és néha két külön vezérlőelektrodával rendelkezik, amely közül az egyik a *gyújtóelektroda* a másik az *oltóelektroda*.

A *GTO* tirisztor áramköri rajzjeleit és vezérlését egyenáramú körben a 9.16. ábra mutatja.



9.16. ábra. *GTO* tirisztor

a) áramköri jelölése b) működése és jellemző hullámformái, érintkező nélküli kapcsolóként egyenáramú körben

A vezérlőelektrodával kikapcsolható tirisztorok olyan vezérelhető, félvezető alapú kapcsolóeszközöknek számítanak, amelyek az 1980-as évek után szédületes fejlődésen mentek keresztül. A kezdeti néhány száz volt záróirányú feszültséggel és tíz amper nagyságrendű névleges árammal rendelkező típusok után eljutottak olyan *GTO* tirisztorok előállításáig, mint például a japán Hitachi cég által gyártott GFP 2000 B25 típus, amelynek néhány jellemző adata a következő:

- negatív csúcs-zárófeszültség
- tartós határáram
- tartós egyenáram

$$U_{DRM} = 2555 \text{ V};$$

$$I_{TAV} = 2000 \text{ A};$$

$$I_T = 800 \text{ A};$$

- a gyújtóáram $I_{GT} = 0,8 \text{ A};$
- gyújtási idő $t_{be} = 6 \mu\text{s};$
- kikapcsolási idő $t_{ki} = 30 \mu\text{s};$
- zárórégteg-hőmérséklettartomány $T_j = -40 + +125 \text{ }^\circ\text{C}.$

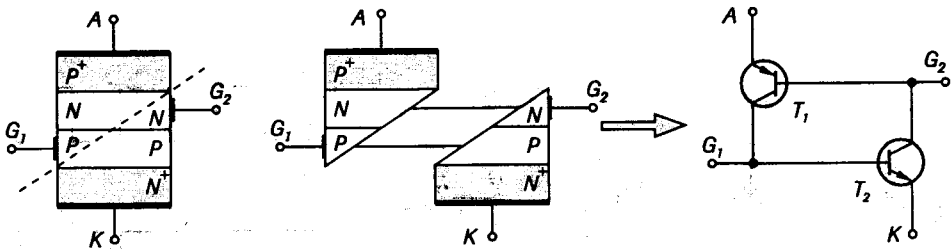
A *GTO* tirisztorok előnyei – a vezérlő áramkörök bonyolultságát és karakterisztikáit figyelembe véve – más kapcsolóeszközökhöz viszonyítva különösen a 2000 V/ 100 A teljesítményszintek felett jelentkeznek. Fő alkalmazási területei a következők:

- érintkező nélküli kapcsolók, szaggatók, tápegységek, inverterek, váltakozó áramú motorok szabályozási rendszere, melegítő berendezések, stb.

9.4. Tirisztortetrádák (SCS)

9.4.1. Felépítés és működésmód

A tirisztortetróda egy olyan négyrétegű tirisztor szerkezet, amelynek anódoldali és katódoldali kapuelektrodáját is kivezették. A tirisztor továbbfejlesztett változatának tekinthető. A felépítését és tranzisztoros helyettesítő kapcsolási rajzát a 9.17. ábra mutatja. Működésének jellegzetessége, hogy gyújtása illetve oltása mindkét vezérlőelektrodáján keresztül kiváltható.

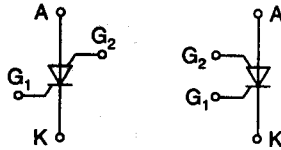


9.17. ábra. A tirisztortetróda felépítése és tranzisztoros helyettesítő kapcsolása

A tirisztor egyik előnytelen tulajdonsága az volt, hogy a gyújtást követően a vezérlőelektroda hatástalan maradt. A tirisztortetróda hasonlóan a *GTO* tirisztorhoz, a vezérlőelektrodákon (G_1 és G_2) keresztül oltható és gyújtható a következőképpen:

- a G_1 vezérlőelektrodáról: – pozitív impulzussal gyújtható (kis ellenállású állapot),
– negatív impulzussal oltható (nagy ellenállású állapot).
- a G_2 vezérlőelektrodáról: – negatív impulzussal gyújtható,
– pozitív impulzussal oltható.

A működés során a tirisztortetróda választhatóan a G_1 vagy a G_2 vezérlőbemenetekkel, vagy egyidejűleg mindkettővel kapcsolható. A tirisztortetróda szabványos rajzjeleit a 9.18. ábra szemlélteti.



9.18. ábra. A tirisztortetróda rajzjele

9.4.2. Jellemző adatok és határértékek

A tirisztortetródák jellemző adatai és határértékei hasonlóak a kisebb teljesítményű tirisztorok adatainak és határértékeinek. Gyakorlati felhasználás szempontjából igen lényeges tulajdonságuk, hogy kisebb kapcsolási időkkal (t_{be} , t_{ki}) rendelkeznek, mint az azonos teljesítményű tirisztorok.

9.4.3. A tirisztortetróda alkalmazása

A tirisztortetródákat főleg kis áramerősségű vezérlő áramkörökben, gyújtókörokben alkalmazzák. Korszerű technológiával olcsón gyárthatók és integrálhatók. Mivel kapcsolási idői kisebbek, mint a hasonló paraméterekkel rendelkező tirisztoroké, gyakran alkalmazzák a digitális technika különböző területein, ahol számláló- és tárolóáramkörök, valamint impulzusgenerátorok felépítésében vesznek részt.

9.5. Váltakozó áramú kapcsolódióda

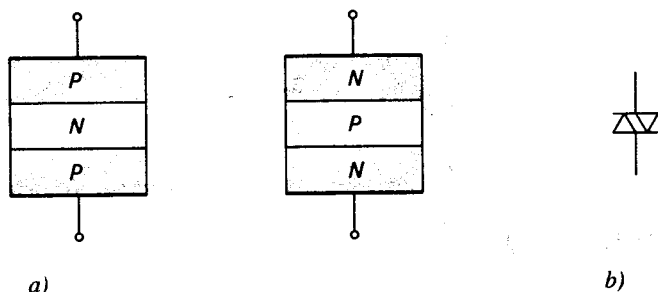
A diac (**Diac** \equiv *Diode alternating current switch*) kétirányú, félvezető kapcsolóeszköz. Két stabil üzemi állapota van, egy nagy ellenállású állapot, amelyet zárési vagy blokkolási állapotnak is neveznek és egy kis ellenállású állapot, amelyet vezetési állapotnak is neveznek. A vezetési állapotba való átmenet a rákapcsolt feszültség polaritásától függetlenül egy meghatározott U_{B0} feszültségnél, az úgynevezett *áttörési feszültségnél* következik be.

A diac előállítása három- és ötrétegű félvezetőeszköz formájában történik. A háromrétegű félvezetőeszközt *kétirányú diódának*, az öt félvezető réteggel rendelkezőt pedig, *kétirányú tirisztordiódának* nevezik.

9.5.1. Kétirányú dióda

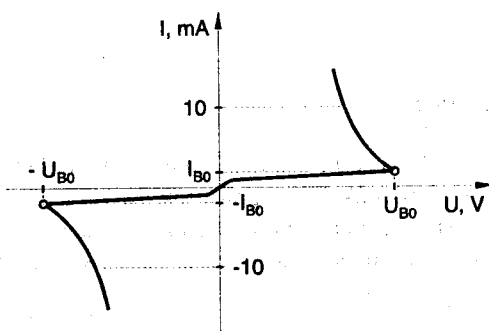
Felépítés és működés

A kétirányú dióda háromrétegű szimmetrikus PNP-, vagy ritkábban NPN-szerkezetű félvezetőeszköz, amelynek felépítése a bipoláris tranzisztoréhoz hasonló (9.19. ábra). A két PN-átmenet közül az egyik záróirányban, a másik nyitóirányban üzemel, függetlenül a félvezetőre kapcsolt feszültség irányától.



9.19. ábra. Kétirányú dióda
a) elvi felépítése b) áramkörü jelölése

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



9.20. ábra. A kétirányú dióda áram-feszültség jelleggörbéje

A kétirányú dióda áram-feszültség jelleggörbéjét a 9.20. ábra szemlélteti. A kis ellenállású állapotba való átmenet a rákapcsolt feszültség polaritásától függetlenül, mindkét irányban megközelítően azonos feszültségen következik be. A $+U_{B0}$ és $-U_{B0}$ abszolút értéke közötti eltérést, amelynek lehetőleg kicsinek kell lennie, *szimmetria-eltérésnek* nevezzük. A négyrétegű dióda vezetési állapotból visszakapcsol zárási állapotba, ha feszültsége egy bizonyos érték, az U_H *kritikus feszültség* alá csökken.

Jellemző adatok és határértékek

A kétirányú dióda egy kis teljesítményű félvezető kapcsolóeszköz, amely általában miniatűr dióda-tokozású kivitelben készül. Impulzustechnikai áramkörök tervezésénél, illetve készítésénél nagyon lényeges paraméter a kapcsolóelem *átkapcsolási ideje*, amely a kétirányú diódánál igen kicsi értékű.

Jellemző adatok

- U_{B0} áttörési feszültség (tipikus értéke, $U_{B0} \approx 32$ V);
- I_{B0} áttörési áram (tipikus értéke, $I_{B0} \approx 50$ μ A);
- U_H kritikus feszültség (tipikus értéke, $U_H \approx 20$ V);
- t_{be} átkapcsolási idő (tipikus értéke, $t_{be} \approx 45$ ns);
- S szimmetria-eltérés (tipikus értéke, $S \approx \pm 3$ V).

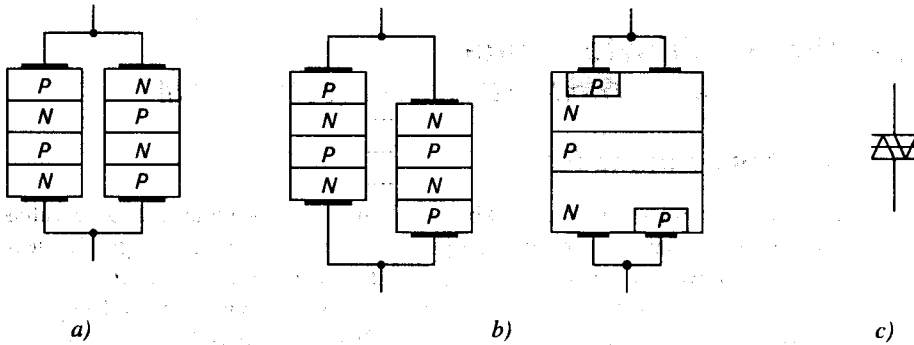
Határértékek

- P_{to} legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény (tipikus érték, $\approx 0,5 \text{ W}$);
- $I_{p \max}$ legnagyobb megengedett impulzusáram (tipikus értéke, $I_{p \max} \approx 2 \text{ A}$);
- $\theta_{j \max}$ legnagyobb tokhőmérséklet (tipikus érték, $\theta_{j \max} \approx +100 \text{ }^\circ\text{C}$);
- $\theta_{j \min}$ legkisebb tokhőmérséklet (tipikus érték, $\theta_{j \min} \approx -40 \text{ }^\circ\text{C}$).

9.5.2. Kétirányú tirisztordiódák

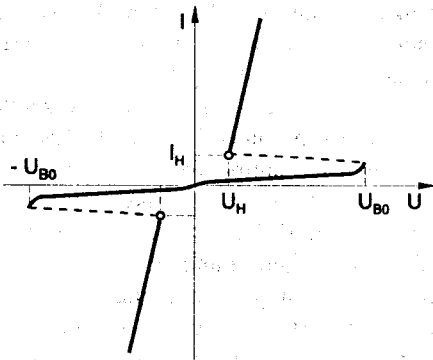
Felépítés és működés

A kétirányú tirisztordióda felépítésében és működésében is két négyrétegű dióda *antiparalell* (egymáshoz képest fordított irányú) kapcsolásának tekinthető, amelyet egyetlen közös félvezető kristályban állítottak elő. Felépítése és rajzjele a 9.21. ábrán látható.



9.21. ábra. Kétirányú tirisztordióda

a) két tirisztordióda antiparalell kapcsolása b) az antiparalell kapcsolású tirisztordiódák egyesítése egyetlen kristályban c) a kétirányú tirisztordióda rajzjele



9.22. ábra. A kétirányú tirisztordióda áram-feszültség jelleggörbéje

A kétirányú tirisztordiódák működése az antiparalell felépítésből következik. Váltakozó áramot kapcsolva a félvezető-eszközre, mindkét félperiódusban külön-külön a négyrétegű dióda jellegzetes tulajdonságait mutatja. Áram-feszültség karakterisztikáját a 9.22. ábra szemlélteti.

A kétirányú tirisztordióda bekapcsolásának feltétele: – a váltakozó áram bármely félperiódusára az U_{B0} billenési feszültség túllépése és legalább az I_H kritikus áram biztosítása.

A kritikus áramerősség alatti értéken, a félvezető visszakapcsol nagy ellenállású állapotába.

Adatok és határértékek

A kétirányú tirisztordiódák adatai és határértékei megegyeznek a négyrétegű diódák adataival és határértékeivel. A kétirányú működés következménye, az *S szimmetria-el térés* ($+U_{BO}$ és $-U_{BO}$ feszültségek különbségének abszolút értéke), amely ennél a kapcsolóeszköznél legfeljebb 5 + 6 V értékű lehet.

9.5.3. A diac alkalmazásai

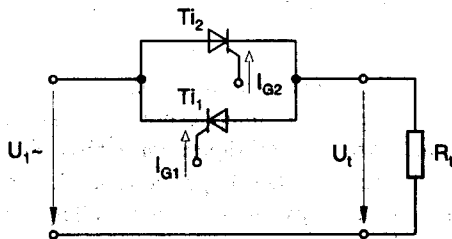
A diac-ot (a kétirányú diódát és a kétirányú tirisztordiódát), amely egyszerű felépítésű kétirányú kapcsolóeszköz, a *triac* vezérlésére dolgozták ki. Leginkább érintkező nélküli kapcsolóként alkalmazzák különböző gyújtó- és impulzustechnikai áramkörökben. Áramköri szempontból bekötése közömbös, mivel mind a két áramirányban ugyanúgy viselkedik és gyújtóimpulzusok előállítására képes a váltakozó áram mindkét félperiódusában.

9.6. Kétirányú tirisztortrióda

(Triac \equiv Triode AC semiconductor switch)

9.6.1. Felépítés és működés

Az erősáramú elektronikai alkalmazásokban gyakran van szükség arra, hogy a váltakozó áram mindkét félperiódusában 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 gyújtóegységét.

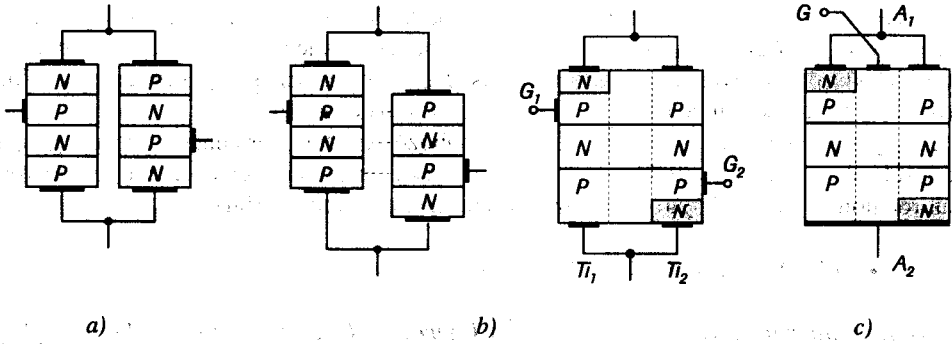


9.23. ábra. Két tirisztor antiparalell kapcsolásával megvalósított teljeshullámú szabályozó elvi felépítése

A 9.23. ábrán látható megoldásban a Ti_1 tirisztor az egyik pl. pozitív félhullámokat, a Ti_2 pedig a negatív félhullámokat vezérli. A kapcsolás működéséhez két vezérlőáram szükséges, ami növeli a gyújtókör költségét, csökkenti a teljesítményvezérlés gazdaságosságát és megbízhatóságát.

A triac egy kétirányú vezérelhető félvezető kapcsolóeszköz, amely úgy működik, mint két antiparalell kapcsolású, közös vezérlőelektrodával rendelkező tirisztor. A triac vezérlőelektrodáján keresztül a váltakozó áram mindkét félperiódusában

vezérelhető. Szerkezeti felépítése és származtatása két antiparalell kapcsolású tirisztor egy kristályban való elhelyezésével, a 9.24. ábrán látható. Hogy lehetővé váljon egyetlen kapuelektroda kialakítása, amely vezérelhető negatív és pozitív impulzusokkal, a Ti_2 tirisztor G_2 kapuelektrodájának a helyzetét kell megváltoztatni. A Ti_2 tirisztor csak akkor válik vezérelhetővé, ha a kapuelektroda kivezetése alá egy kis méretű *N típusú réteget* visznek be (9.25.a. ábra).

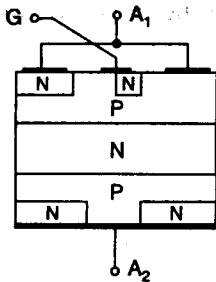


9.24. ábra. Tirisztorok antiparalell kapcsolása

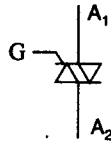
a) két tirisztor antiparalell kapcsolása b) az antiparalell kapcsolású tirisztorok egyesítése egyetlen kristályban c) közös vezérlőelektróda kialakítása a kristályban

A 9.25.b. ábra a triac szabványos áramköri rajzjeleit mutatja. Felépítéséből következően a triacnak három elektródája van, amelyeknek elnevezése a következő:

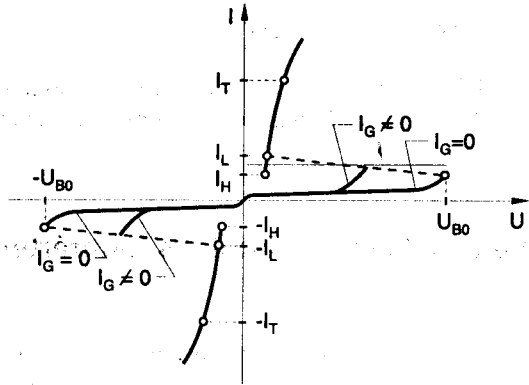
- A_1 1. anód, vagy felső anód (a kapu mellett helyezkedik el);
- A_2 2. anód, vagy tokenód (rendszerint az eszköz fémtokja);
- G kapuelektróda, vagy gate.



a)



b)



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

9.26. ábra. A triac áram-feszültség jelleggörbéje

A triac áram-feszültség jelleggörbéje a 9.26. ábrán látható. A tirisztorhoz hasonlóan, a triac karakterisztikáján is megkülönböztetünk az anódfeszültség mindkét irányában:

- vezetési tartományt,
- átmeneti tartományt,
- blokkolási tartományt.

Az eszközre váltakozó feszültséget kapcsolva, mindkét félperiódus billenési szintje vezérelhető.

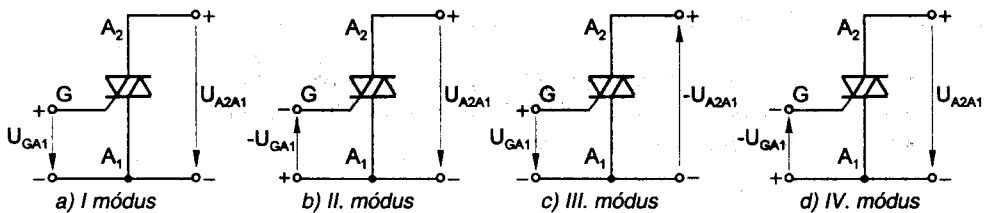
Mivel a triac mindkét polaritással működik, ezért a karakterisztika jellegzetes tartományai a zárótartomány kivételével mindkét síknegyedben megtalálhatók. A vezérlőelektróda a gyújtást követően hatástalanná válik és kikapcsolása csak akkor következik be, amikor anódárama az I_H kritikus érték alá csökken.

A nyitott állapotba vezérlés négy különböző módon történhet. Ezeket gyújtási módusoknak nevezzük (9.27. ábra). A gyújtási módusok elnevezései az európai szakirodalom jelölésével (zárójelben az amerikai szakirodalom szerint):

- I (I^+); II (I^-); III (III^-); IV (III^+).

Az **I. módusban** a triac a karakterisztika **I. térnegyedében** működik. Az U_{A2A1} és U_{GA1} pozitív. A **II. módusban** a vezérlőelektródára negatív feszültséget kapcsoltak.

A **II. módusban** a triac a karakterisztika **III. térnegyedében** működik. Az U_{A2A1} és U_{GA1} negatív. A **IV. módusban** U_{GA1} pozitív.



9.27. ábra. A triac gyújtási módusai

Megállapítható, hogy a triac az U_{A1A2} feszültség polaritásától függetlenül pozitív, vagy negatív U_{GA1} feszültséggel egyaránt nyitott állapotba vezérelhető.

9.6.2. Jellemző adatok és határértékek

Jellemző adatok

- I_H • **kritikus áram** (tipikus érték $I_H \approx 15$ mA);
- I_{DROM} • **a zárási áram csúcserőértéke**: az az áram, amely zárási állapotban, nyitott kapu-elektroda mellett átfolyik a triacon, ha a két anód közötti zárási feszültség maximális (tipikus értéke, $I_{DROM} \approx 0,5$ mA);
- I_{GT} • **kapu-triggeráram**: az a legkisebb kapu-áram, amelyen a triac vezetési állapotba kapcsol (tipikus értéke, $I_{GT} \approx 20$ mA);
- U_{GT} • **kapu-triggerfeszültség**: az I_{GT} kapu-triggeráram létrehozásához szükséges feszültség (tipikus értéke, $U_{GT} \approx 1,2$ V);
- t_{gt} • **bekapcsolási idő**: az az idő, amely egy meredek vezérlőimpulzus érkezésétől eltelik addig, amíg a vezetési áram a maximális értékének 90 % -át el nem éri (tipikus értéke, $t_{gt} \approx 2$ μ s);
- R_{thG} • **a záróréteg és a ház közötti hőellenállás**;
- R_{thU} • **a záróréteg és a környezet közötti hőellenállás**.

Határértékek

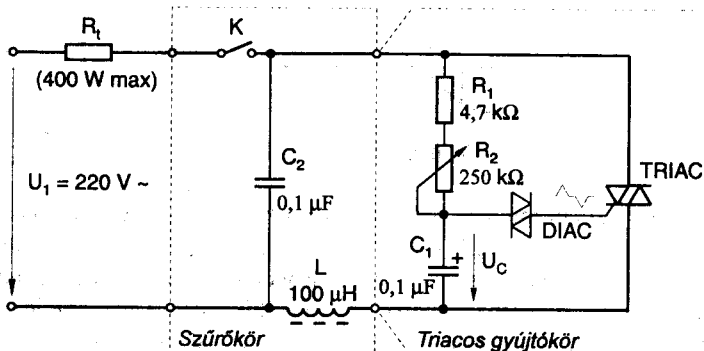
- U_{DROM} • **a zárási feszültség periodikus csúcserőértéke:** az a legnagyobb feszültség, amely zárási állapotban, nyitott kapuelektroda mellett periodikusan a triac-ra kapcsolható anélkül, hogy vezetési állapotba kapcsolna (tipikus értéke, $U_{DROM} \approx 400$ V);
- I_T • **vezetési áram:** a legnagyobb megengedett tartós terhelőáram (tipikus értéke, $I_T \approx 15$ A);
- I_{TSM} • **impulzusszerű áram:** alkalmilag, meghatározott feltételek mellett és rövid ideig léphet fel (tipikus értéke 20 ms időtartamra, $I_{TSM} \approx 100$ A);
- I_{GTM} • **kapu-csúcsáram:** a vezérlőáram olyan értéke amely csak rövid ideig folyhat a kapu-áramkörben (tipikus értéke 1 μ s időtartamra, $I_{GTM} \approx 4$ A);
- T_j • **üzemi hőmérséklettartomány** (tipikus értéktartomány, $T_j \approx -60$ °C \div 100 °C).

9.6.3. A triac alkalmazása

A triac és a kétirányú triggerelemek együttműködése lehetővé teszi a váltakozó áramú teljesítmények egyszerű vezérlését és szabályozását. A gyűjtőkörök 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 a kis 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 gyűjtásszögvezérelt tirisztoros és triacos áramkör szükségszerű velejárója a rádiófrekvenciás (RF) zavarok keletkezése. Ezeknek a zavaroknak a kiküszöbölése további alkatrészek beépítését teszi szükségessé, amelyek növelik a kapcsolások tömegét, méreteit és előállítási költségeit.

A 9.28. ábrán, egy egyszerű teljesáramú szabályozó áramkör kapcsolási rajzát láthatjuk triac és diac felhasználásával.



9.28. ábra. Teljesáramú szabályozó diac és triac felhasználásával

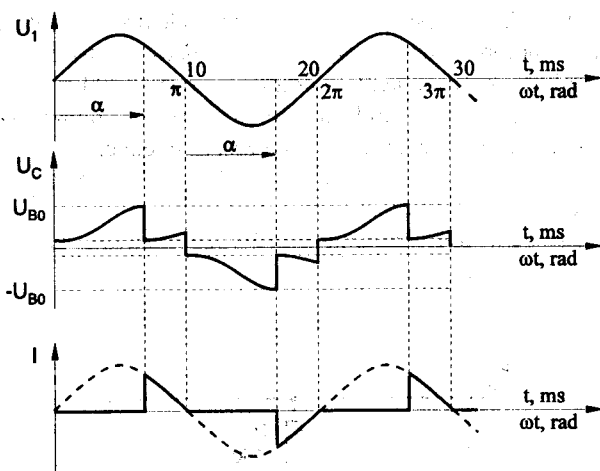
A kapcsolás tulajdonképpen két részre bontható: – *triacos gyűjtőkörre* és a zavarok csökkentésére alkalmazott C_2 és L elemekből álló *zavarszűrőre*.

A C_1 kondenzátor a triac nagy ellenállású állapotában az R_1 , R_2 soros hálózaton keresztül feltöltődik 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 τ időállandójától függ, melynek értéke: $\tau = R_{\text{töltő}} \cdot C_1 = (R_1 + R_2) \cdot C_1$. 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 csúcserőve jóval nagyobb kell legyen, mint a triggerelem billenési szintje.

A teljeshullámú szabályozó jellemző hullámformáit a 9.29. ábra mutatja. Ezekből kitűnik, hogy a kimeneti feszültség és áram már nem szinuszos. Nagyszámú felharmonikust tartalmaznak, amelyeknek a frekvenciája a rádiófrekvenciás tartományig terjed. Ha a C_1 kondenzátor kapcsain az U_C feszültség eléri a diac átbillenési feszültségét, akkor ez egy rövid impulzussal gyújtja a triacot és az R_1 terhelést a hálózati feszültségre kapcsolja.



9.29. ábra. A teljeshullámú szabályozó jelalakjai

A begyújtott 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 állapotba idején a negatív félperiódus alatt a C_1 kondenzátor ellentétes polaritással töltődik fel. Megfelelő U_C feszültség esetén a diac bebillen és a kondenzátor által szolgáltatott vezérlőimpulzus gyújtja ismét a triac-ot. Az R_2 potenciométerrel állíthatjuk be a triac félhullámon belüli gyújtási időpontját, vagyis a φ gyújtáskésedelmi szöget. Minél nagyobb R_2 értéke, annál nagyobb a τ időállandó és annál nagyobb a gyújtáskésedelmi szög értéke.

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

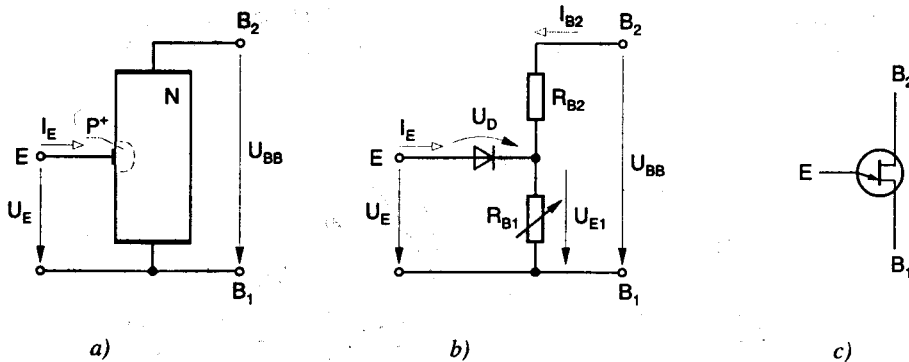
A tirisztoroknál említett hullámcsoport-vezérlés a triac esetén is alkalmazható. A triacal megoldott hullámcsomag-vezérlés pozitív és negatív félhullámot is átveszt. Minden egyes átvesztendő félhullámnál a triac-ot egy vezérlőimpulzussal a vezetési állapotba kell hozni. A hullámcsomag-vezérlés előnye, hogy felharmonikusokat alig hoz létre. Természetesen ebben az esetben nincs lehetőség a vezérelt teljesítmény fokozatmentes szabályozására, mint a fázishasításos-vezérlésnél.

9.7. Az egyátmenetű tranzisztor (UJT)

9.7.1. Az egyátmenetű tranzisztor felépítése és működési elve

Az egyátmenetű tranzisztor (angol nevén Unijunction Transistor, rövidítve: *UJT*) egyetlen *PN*-átmenetet tartalmaz. Felépítés szempontjából egy *N* (vagy *P*) típusú, szennyezett félvezető-hasábból áll, amelynek a két végére ohmos kontaktust készítenek és ezeket a B_1 , B_2 kivezetéseket *bázisoknak* nevezik (9.30.a. ábra). Az *N*-típusú szilíciumkristályba erős P^+ -típusú szennyezést visznek be, amelyet ohmos csatlakozással látnak el és *E emitter kivezetésnek* neveznek.

Az emitter mindegyik bázissal egy hagyományos diódát alkot és a két bázis közötti ellenállás, amely két ellenállás soros kapcsolásával helyettesíthető, kb. $4 + 10 \text{ k}\Omega$ nagyságú (9.30.b. ábra).



9.30. ábra. Az egyátmenetű tranzisztor
 a) szerkezeti felépítése b) helyettesítő kapcsolása c) rajzjele

Ha az egyátmenetű tranzisztor U_{BB} feszültsége túlhalad egy bizonyos értéket (általában, $U_{BB} > 3 \text{ V}$), az *N* szennyezettsgű alapkristály hossza mentén levő feszültségeloszlás lineárisnak tekinthető, ezért az R_{B2} ellenállásra jutó feszültség (U_{E1}) a feszültségosztásból kiszámítható.

Az η belső feszültségosztási tényező:

$$\eta = \frac{U_{E1}}{U_{BB}} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \approx 0,5 \div 0,8.$$

A belső feszültségosztási tényező az alapkristály geometriai méreteitől függ, ezért igen stabil az eszközre jellemző paraméter. A 9.31. ábra az egyátmenetű tranzisztor $I_E = f(U_E)$ jelleggörbéjét 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-átmenet zárva marad, csak a dióda záróirányú árama folyik.

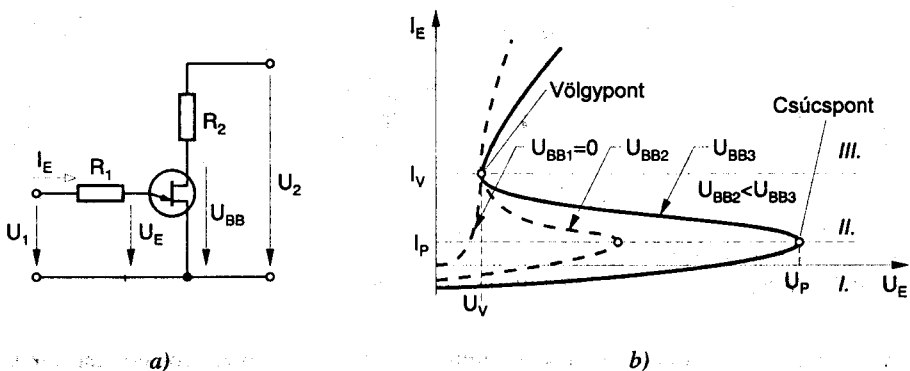
2. **Negatív ellenállású tartomány (II. $U_E \geq U_{BB} > \eta \cdot U_{BB} + U_D$):** a PN-átmenet kinyit és lyukakat injektál az N-típusú kristályba, aminek következtében az I_E áram nő és az R_{B1} ellenállás értéke lecsökken. Az U_{E1} leosztott feszültség ennek következtében csökken és így a dióda nyitóirányú feszültsége nő. Ez egy lavinászerűen 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 jelleggörbéjének alakjával.

Az egyátmenetű 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 átmenet egyik irányban akkor következik be, ha az emitter-feszültség túllépi az U_P **csúcsponthi feszültséget**, a másik irányban pedig, ha az emitter-feszültség az U_V **völgyponthi feszültség** alá süllyed.

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



9.31. ábra. Az egyátmenetű tranzisztor jelleggörbéi
 a) a jelleggörbék felvételére alkalmas kapcsolás
 b) jelleggörbék

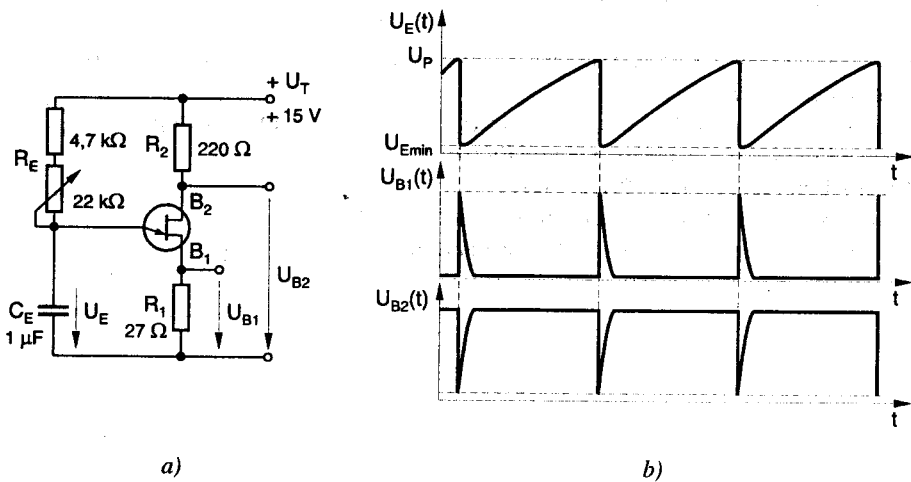
9.7.2. Az egyátmenetű tranzisztor alkalmazásai

Az egyátmenetű 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;
- kis előállítási költség.

Az egyátmenetű tranzisztorok említett tulajdonságai igen előnyösen használhatók tirisztorok gyűjtőegységeiben, oszcillátorokban (rezgékeltőkben), időzítő-áramkörökben, bistabil körökben és különböző multivibrátorokban.

A 9.32. ábra UJT felhasználásával készített impulzusgenerátor kapcsolását és jellemző hullámformáit mutatja. Az $U_{B1}(t)$ kimeneti jelalak nagyon jól használható tirisztorok vezérlésére.



9.32. ábra. Egyátmenetű tranzisztorral készített relaxációs oszcillátor
a) kapcsolási rajz b) jellemző jelalakok

A kapcsolás működése a következő:

- Az U_T tápfeszültség bekapcsolását követően az emitterátmenet záróirányú előfeszítést kap és a C_E kondenzátor az R_E (soros) ellenállásokon keresztül exponenciális jelleggel töltődik.
- 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 emitterátmenet vezetése, és az *UJT* visszabilen a lezárási tartományba.

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

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. Mi a perióduscsoport-vezérlés?
7. Milyen problémák merülnek fel a tirisztorok egyenáramú alkalmazásánál és hogyan lehet ezeket megoldani?
8. Hasonlítsa össze a GTO tirisztor működését a hagyományos tirisztoréval!
9. Miben különbözik a diac a négyrétegű diódától?
10. Miben különbözik a triac a tiriszortól?
11. Milyen gyújtási módusai vannak a triac-vezérlésnek?
12. Mi a működési elve az egyátmenetű tranzisztornak?

10. Optoelektronikai alkatrészek

10.1. 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 (emittáló) fotoelektromos eszköz: az izzólámpa, a fénykibocsátó dióda (LED), a lézer dióda és a különböző katódsugárcsővek. Fényenergiát villamos mennyiséggé átalakító fényelektromos eszköz: a fotoellenállás, a fotódióda, a fotoelem és a fototranzisztor.

Elektromágneses sugárzás (fény) alatt, a $0,3 + 1,5 \mu\text{m}$ hullámhosszúságú tartományt értjük. A fény a terjedési térben nem folytonosan oszlik meg, hanem diszkrét „adagokban” úgynevezett **kvantumokban** terjed, amelyeket **fénykvantumoknak** vagy **fotonoknak** nevezünk. A fény hullámhossza meghatározható az alábbi összefüggés szerint:

$$\lambda = \frac{c}{f},$$

ahol: λ a fény hullámhossza,
 c a fény sebessége vákuumban ($c = 300\,000 \text{ km/s}$),
 f a fény frekvenciája.

A fény a hullámhossz függvényében három tartományra bontható:

- Ultraibolya 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 fényerősségérzetet a megvilágítás erőssége határozza meg. A fény mennyiségi jellemzésére használt, fontos mennyiségek a következők:

- A **fényáram** (fluxus, jele: Φ): a fény terjedésére 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 fényenergia mennyiség határozza meg, amelyet – meghatározott irányban – időegység alatt az 1 m sugarú gömb 1 m^2 felületén át (pontosabban egységnyi térszögbe) kisugároz:

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

□ A *megvilágítás erőssége* (jele: E), a szemlélő előtt megjelenő, megvilágított A felület világo sságára jellemző.

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

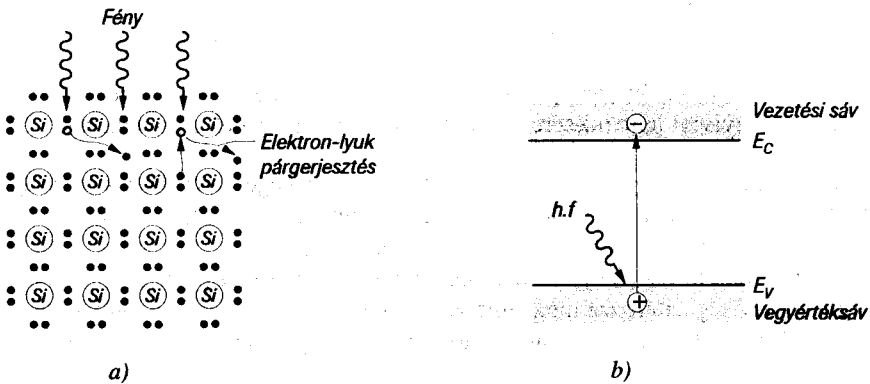
Mértékegysége a *lux* (lx); $1 lx = 1 lm/m^2$. Jellemző értékek a következők:

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

10.2. 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 (félvezető belsejében), vagy a kilépési munkának megfelelő fékező potenciált leküzdve, ki is léphet a test belsejéből (*fotóemisszió*).

A fény modern kvantumelméletének alapján a fény *kettős természetű*, részben hullámszerű, részben korpuszkuláris saját ságot mutat. Az elektromágneses sugárzás energiája 0 nyugalmi tömegű, fénysebességgel haladó, egyenként $E = h \cdot f$ energiájú kicsiny részecskékkben, az úgynevezett *fotonokban* van koncentrá lva. Az összefüggésben f az illető elektromágneses hullám frekvenciája, h pedig a *Planck*-féle állandó ($h = 6,6 \cdot 10^{-34} W \cdot s^2$). A félvezető anyagok saját vezetőképességgel rendelkeznek, melynek értéke igen alacsony. A saját vezetőképesség energia-bevezetés, pl. az anyag felmelegítése következtében nő. Az anyag felmelegedése a hőrezgések 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 többletenergiahoz juthat megvilágítás révén is, mivel a fényt alkotó fotonok (ha megfelelő energiával rendelkeznek) szétzúzzák a kristálykötéseket és elektron-lyuk párok keletkeznek (*10.1.a. ábra*).



10.1. ábra. Elektron-lyuk párok keletkezése megvilágított félvezetőben
 a) sík rácsmo dellben b) sávmo dellben

Feltételezve, hogy egy foton elnyelődése egy sáv-sáv átmeneten (10.1.b. ábra) keresztül következik be, ez szükségessé teszi, hogy a fotonok legalább akkora energiájúak legyenek, ami megfelel az $E_C - E_V$ sávtávolságnak:

$$E = h \cdot f \geq E_C - E_V.$$

Szilícium esetében (a sávtávolság $E_C - E_V = 1,106$ eV) a fény minimális hullámhossza:

$$\lambda_{\min} = \frac{c}{f} = \frac{c \cdot h}{E_C - E_V} = 1,1 \mu\text{m}.$$

Tehát szilíciumalapú félvezetőkben ahhoz, hogy meginduljon a töltéshordozó párok keletkezése a fény hullámhossza a $\lambda \leq 1,1 \mu\text{m}$ feltételt kell teljesítse. A fényerősséget növelve a keletkező szabad elektronok és lyukak száma szaporodik, és nő az anyag vezetőképessége.

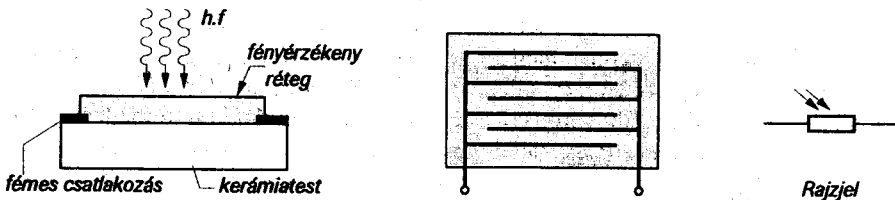
Azt a jelenséget, amelynek során egy félvezető anyag saját vezetőképessége fénysugárzás hatására megnő, **belső fotoelektromos hatásnak** nevezzük.

A fénysugárzás kisebb- nagyobb mértékben minden félvezető alkatrész elektromos viselkedését befolyásolja. Ezért ahol a jelenség nem kívánatos, általában fényzáró tokozást alkalmaznak. A belső fotoelektromos hatás jelenségét felhasználják fényérzékeny félvezető elemek készítésére.

10.3. A fotoellenállás (Light Dependent Resistor – LDR)

10.3.1. Felépítés és működés

A **fotoellenállás** egy záróréteg nélküli passzív félvezető elem, amely fénysugárzás hatására változtatja az ellenállását. A **fotoellenállások** aktív rétegei olyan vegyület típusú félvezető kristályokból állnak, amelyekben a belső fotoelektromos hatás különösen erős. A leggyakrabban alkalmazott kristályok a **kadmium-szulfid** (CdS), **ólom-szulfid** (PbS), **ólom-szelenid** (PbSe), **szelén** (Se) és az **ólom-tellurid** (PbTe). Az aktív félvezető-réteget vákuumban hordozóként szolgáló szigetelő anyagú felületre párologtatják, amelyre előzőleg vékony rácsszerű fémcsíkokat visznek fel a jó villamos csatlakozás biztosítására (10.2. ábra). Az eszköz felületét átlátszó lakk vagy műanyag bevonattal védik.



10.2. ábra. A fotoellenállás felépítése és rajzjele

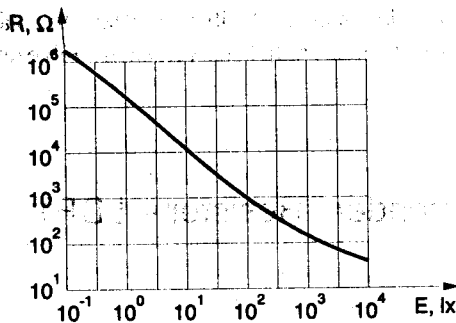
Megvilágítás nélkül a fotoellenállásra nem esik fény, a töltéshordozók nincsenek gerjesztve, emiatt a fotoellenállás nagy ellenállást képvisel. Megvilágítás alatt a fény töltéshordozókat gerjeszt, így a fotoellenállás ellenállása kisebb értékű lesz.

10.3.2. A fotoellenállás jellemzői

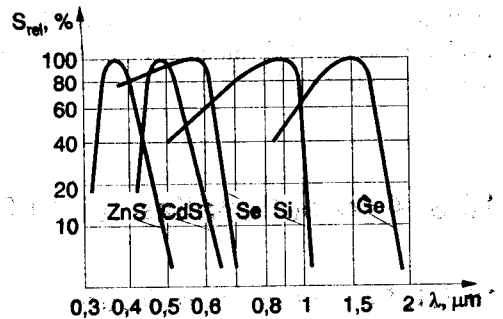
A fotoellenállás ellenállása a megvilágítás erősségének függvénye, és igen széles határok között változik (10.3. ábra). Állandó fényerősség esetén a fotoellenállás ellenállásának értéke a következő tényezőktől függ:

- 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.



10.3. ábra. A fotoellenállás fényerősség-ellenállás karakterisztikája



10.4. ábra. Különböző foto-félvezetőanyagok relatív spektrális érzékenysége

A **maximális fényérzékenység** λ_{ES} **hullámhossza** az a hullámhossz, amelyen a belső fotoelektromos hatás a legerősebb. A 10.4. 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. A fotoellenállások fontos jellemzője a **sötétellenállás** és a **világosellenállás**, valamint a **maximális fotoérzékenység hullámhossza** és a **megszólalási idő**.

Az R_0 **sötétellenállás** a fotoellenállás sötétben mért ellenállása. A méréshez a fotoellenállást legalább egy percre sötétben kell tartani. Az R_{1000} **világos-ellenállás** az 1000 lux megvilágítási erősség esetén mért ellenállásérték. A t_r **megszólalási idő** az az idő, amely a sötét állapotot követően 1000 lux erősségű fényvel megvilágított fotoellenállás esetén addig telik el, amíg az áram az R_{1000} -nál érvényes értékének 65 % -át el nem éri. Határértékeket a P_{tot} veszteségi teljesítmény, a legnagyobb megengedett üzemi feszültség (U_a) és a maximális környezeti hőmérséklet (T_{max}).

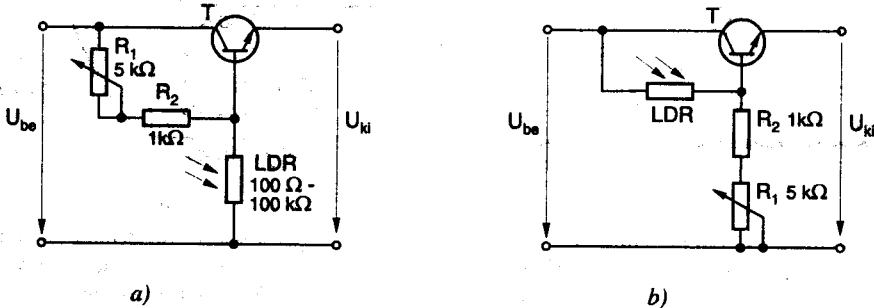
Jellemző értékek:

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

10.3.3. Alkalmazások

A fotoellenállások 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 ($0,1+0,3\ \%/^{\circ}\text{C}$).

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).



10.5. ábra. Fotoellenállással működő világításkapcsoló áramkörök

a) megvilágításnál $U_{ki} \approx 0$ b) megvilágításnál $U_{ki} \approx U_{be}$

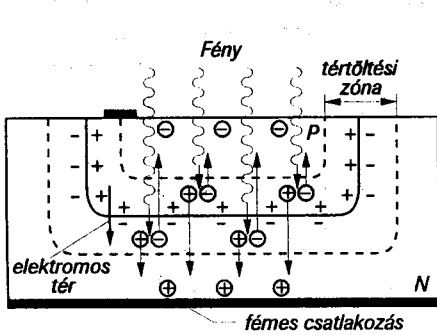
Alkalmaskak viszont bizonyos lassú változást igénylő szabályozás- és vezérléstechnikai feladatok ellátására. Megtaláljuk őket fénysorompókban, közvilágítás-kapcsolókban, megvilágítási erősség mérőkben és vészjelzőkben. A 10.5. ábra fotoellenállással működő világításkapcsolókat mutat. A 10.5.a. ábra kapcsolásának kimeneti feszültsége megvilágítás esetén nulla. A másik kapcsolás pontosan fordított üzemben működik, mivel az áramkör kimeneti feszültsége mindaddig nulla míg a fotoellenállás nincs megvilágítva. A tranzisztorok B egyenáramú áramerősítési tényezője a megfelelő működés érdekében ≥ 100 , ha a fotoellenállás értéke a $100\ \Omega + 100\ \text{k}\Omega$ -os (sötét-világos) tartományban változik. Nagyobb teljesítmények kapcsolására célszerű egy Darlington-tranzisztor használata.

A kapcsolások a kimeneti feszültséget folyamatosan szabályozzák a megvilágítás függvényében, tehát a kimeneti feszültség szélső értékei csak megfelelően nagy (vagy alacsony) megvilágítás esetén érvényesek.

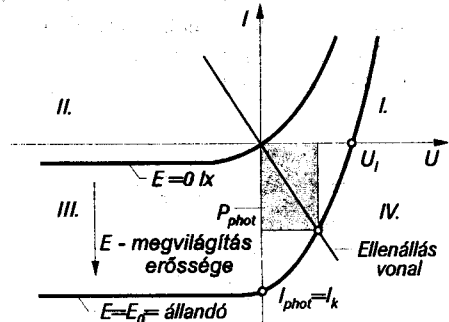
10.4. A PN-átmenet viselkedése fényhatás esetén

Ha a megvilágítás hatására megfelelő energiával rendelkező fotonok hatolnak be a PN-átmenetbe, akkor belső fényelektromos hatás következtében helyi töltéshordozó párok keletkeznek. A tértöltési tartományban jelenlevő villamos erőter a keletkezett töltéshordozó párokat szétválasztja (10.6.a. ábra). A szétválasztott töltéshordozók kifelé folyó áramként megjelenhetnek a külső áramkörben. A fotoáram mind nyitóirányú, mind záróirányú külső feszültség esetén is záróirányban folyik. Ennek következtében a megvilágított PN-átmenet jelleggörbéje ($E=E_0$) a megvilágítás nélküli jelleggörbéhez ($E=0$) képest lefelé tolódik el (10.6.b. ábra). Ha a dióda az I. vagy a III. tartományban üzemel fotodiódáról beszélünk.

A IV. tartományban a dióda generátor üzemben dolgozik és ilyenkor **fotoelemnek** (napelemnek) nevezzük. A fotoelem egy bizonyos megvilágításnál P_{phot} (10.6.b. ábrán látható szürke terület) hatásos teljesítményt ad le, amelynek értéke a megvilágítás erősségétől, hullámhosszától és a munkapont megválasztásától függ.



a)



b)

10.6. ábra. Megvilágított PN-átmenet
a) elvi vázlat; b) egy megvilágított ($E=E_0$) és egy megvilágítatlan ($E=0$) PN-átmenet jelleggörbéje

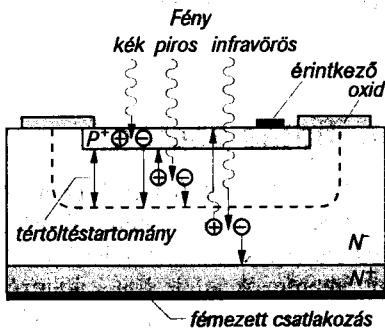
$I_k = I_{phot}$ – rövidzársi fotoáram
 U_l – üreszársi fotofeszültség
 P_{phot} – fototeljesítmény

10.5. Fotodiódák

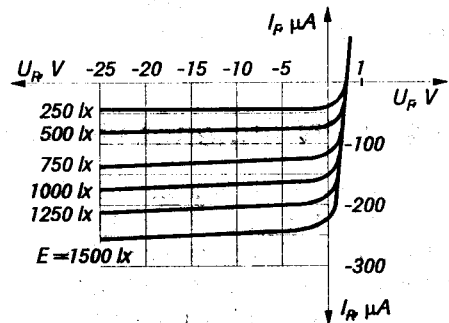
10.5.1. Felépítés és működésmód

A **fotodiódák** különleges felépítésű félvezető diódák, amelyek PN-átmenete fénysugárzással megvilágítható. A fotodiódákat leggyakrabban záróirányban működtetik. Alapanyaguk szilícium, vagy germánium lehet. A 10.7. ábra egy rétegtechnológiai fotodióda felépítését és feszültség-áram jelleggörbéjének, a megvilágítás erősségétől való függését ábrázolja.

A diódát záróirányban polarizálva, a megvilágítás hatására záróirányú áramuk megnő. A zársi áram növekedése egyenesen arányos a megvilágítás erősségével.



a)



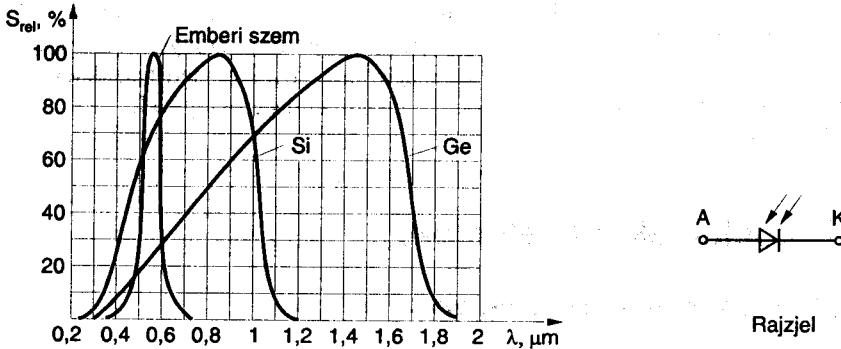
b)

10.7. ábra. A fotodióda
a) elvi felépítése b) jelleggörbéi

A fotodióda S *fényérzékenységet* a zárási fotoáram és a megvilágítás hányadosaként határozzuk meg:

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

A fényérzékenység függ a fénysugárzás hullámhosszától. A 10.8. ábra. Si- és Ge-fotodiódák spektrális érzékenységet és áramköri jelölését mutatja. A maximális érzékenység hullámhossza Si-fotodiódák esetén $\lambda_{ES} \approx 0,85 \mu\text{m}$, Ge-fotodiódák esetén pedig $\lambda_{ES} \approx 1,5 \mu\text{m}$.



10.8. ábra. Fotodiódák relatív spektrális érzékenysége és áramköri jelölése

10.5.2. Jellemző adatok és határértékek

A fotodiódák legfontosabb jellemző adatai a következők:

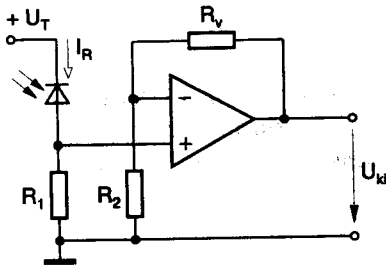
- *Fényérzékenység (S)*: megadja, hogy a zárási áram hány μA -rel növekszik a megvilágítás 1 lx-os növekedése hatására. Jellemző értéke, $S \approx 0,01 + 0,12 \mu\text{A/lx}$.
- A megvilágítás nélküli állapotra érvényes az I_d *sötétáram*, amelyet meghatározott zárófeszültség esetén adnak meg. Jellemző értéke hőmérsékletfüggő Ge-fotodiódák esetén 1 μA nagyságrendű, Si-fotodiódák esetén pedig 1 nA körüli érték.
- A *maximális érzékenység λ_{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_g *működési határfrekvencia*. A fotodiódák feleledési ideje lényegesen kisebb, mint a fotoellenállásoké. A határfrekvencia jellemző értéke Si-fotodiódák esetén kb. 1 MHz. Különleges felépítésű, úgynevezett PIN-fotodiódák esetén f_g értéke 1 GHz is lehet.
- A C_s *záróréteg-kapacitás*. Jellemző értéke $C_s \approx 10+150 \text{ pF}$, amely függ a zárófeszültség nagyságától.

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

10.5.3. Alkalmazások

A fotodióda záróárama a megvilágítás erősségével arányosan növekszik, ezért különösen jól alkalmazható fénymérésre.

Nagyon sok helyen alkalmazzák még a szabályozás- és vezérléstechnikában. Nagyon kis helyigényük miatt, alkalmazásukkal nagy alkatréssűrűség érhető el.



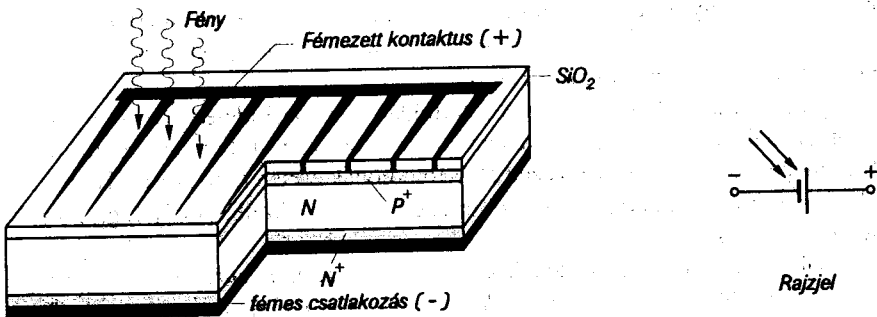
10.9. ábra. Fényerősség mérő áramkör fotodióda felhasználásával

A fotodiódák megvilágítás hatására feszültséget képesek előállítani, de kicsi fényérzékeny felületük alacsonyabb hatásfokot biztosít, mint a kifejezetten erre a célra kifejlesztett fotoelemek. A 10.9. ábrán látható kapcsolásban a fotodióda kis értékű záróirányú fotoáramát neminvertáló alkapcsolásban működő műveleti erősítő erősíti fel. Mivel a dióda záróirányú árama arányos a megvilágítás erősségével, az U_{ki} kimeneti feszültség is arányos lesz a megvilágítás erősségével.

10.6. Fotoelemek (napelemek)

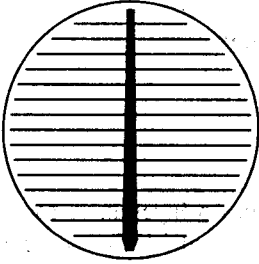
10.6.1. Felépítés és működési elv

A *fotoelem* vagy *fényelem* olyan eszköz, amely a fény sugárzási energiáját közvetlenül elektromos energiává alakítja. Ha a fotoelemet megvilágító fény a naptól ered, akkor *napelemről* beszélünk. A fotoelemek a generátorokhoz hasonlóan, üresjárású feszültséggel és belső ellenállással rendelkeznek. Fizikai működésük alapjait a 10.4. fejezetben már megismertük. A fotoelemek készítésére alkalmazott félvezető anyagok a szelén és a szilícium. A 10.10. ábra egy szilícium-fotoelem elvi felépítését és áramköri jelölését mutatja. A 10.11. ábra egy kör alakú Si-fotoelem felületi fémkontaktusának az elrendezését szemlélteti. A fotoelem *pozitív sarka* a P tartomány záróréteg-mentes szakasza, *negatív sarka* pedig az N-zóna záróréteg-mentes szakasza.

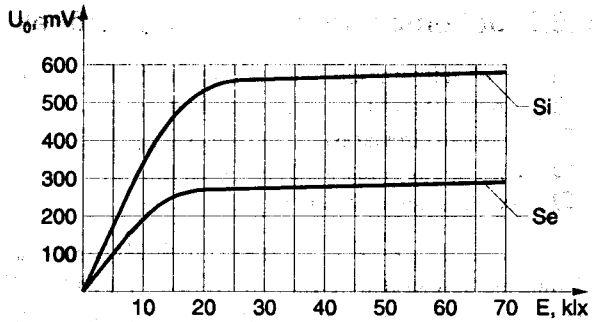


10.10. ábra. Négyzet alakú Si-fotoelem vázlatos felépítése és rajzjele

A szilíciumalapú fotoelemek szerkezeti felépítése a felhasználás függvényében N^+NP^+ , vagy P^+PN^+ elrendezésű lehet. Az N^+NP^+ elrendezés előnyös tulajdonságokkal rendelkezik világűrbeli felhasználás esetén. A P^+PN^+ elrendezésű pedig földi felhasználásra előnyös (az N^+NP^+ elrendezés nagy ellenállást mutat a kozmikus sugárzással szemben).

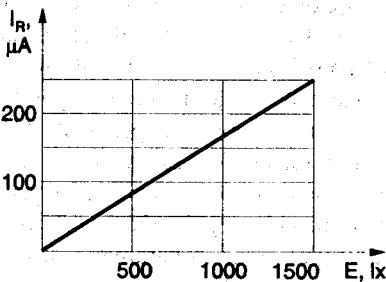


10.11. ábra. Kör alakú Si-fotocella felületi fémkontaktusának elrendezése

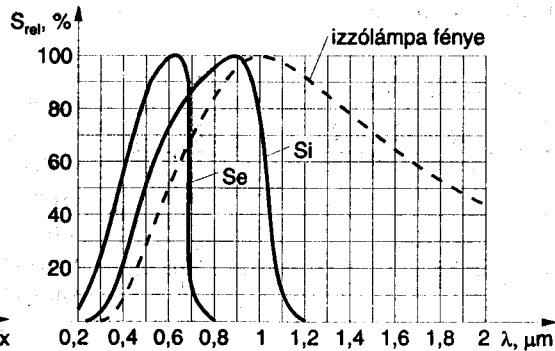


10.12. ábra. Si- és Se-fotocella üresjárású feszültségének függése a megvilágítás erősségétől

Típustól függetlenül a Si-fotocellák PN-átmenetének vastagsága kisebb mint $0,5 \mu\text{m}$, a teljes vastagság kb. $300 \mu\text{m}$. A felületi rácsszerű fémkontaktus a fotocella hasznos felületének kb. $5 + 6 \%$ -át borítja és alkalmazása révén a diffúziós réteg soros ellenállása (azaz a fotocella belső ellenállása) $0,1 + 0,25 \Omega$ értékre csökken. A 10.12. ábra szilícium és szelén fotocella üresjárású feszültségének a változását mutatja a megvilágítás függvényében. A jelleggörbék a megvilágítás erősségének egy bizonyos értékétől (kb. 20klx) telítési jelleget mutatnak



10.13. ábra. A fotocella rövidzárási árama a megvilágítás erősségének függvényében



10.14. ábra. Fotocellák spektrális érzékenysége; izzólámpák fényének spektrális eloszlása

A fotocellák rövidzárási árama lineáris összefüggésben van a megvilágítás erősségével (10.13. ábra). A fényenergia átalakítás hatásfokát figyelembe véve a Si-fotocellák hatásfoka kb. 13% , erős megvilágítás esetén 10mW/cm^2 teljesítményt képesek leadni. A Se-fotocellák 1% körüli hatásfokkal rendelkeznek, és erős megvilágítás esetén 1mW/cm^2 teljesítményük. Különleges Si-fotocellák esetén közel 20% -os hatásfokot is sikerült elérni. Ez magyarázza, hogy a napelemek készítésére leggyakrabban a szilíciumot használják.

A Si- és Se-fotocellák spektrális érzékenységét a 10.14. ábra szemlélteti, figyelembe véve egy hagyományos izzólámpa fényének spektrális eloszlását is. Megfigyelhető, hogy a szilícium fotocellák (akárcsak a Si-fotodiódák) a megvilágító fény igen széles frekvencia-tartományában működőképesek.

10.6.2. Jellemző adatok és határértékek

A fotoelemek jellemzésére használt legfontosabb adatok a következők:

- a fényérzékeny felület nagysága (A_L);
- maximális üresjárás feszültség (U_{0max});
- maximális rövidzárási áram (I_{kmax});
- maximális teljesítmény ($P_{photmax}$).

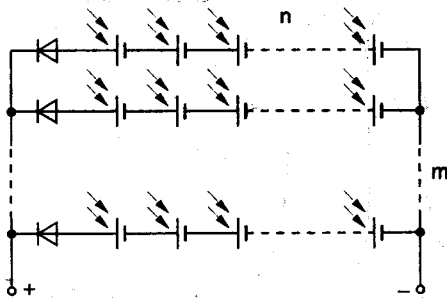
Az U_{0max} , I_{kmax} és $P_{photmax}$ értékei 100 klx megvilágítás esetén érvényesek. A fotoelem villamos paraméterei bizonyos mértékben hőmérsékletfüggők. A fotodiódákhoz hasonlóan jellemző adat még az S fényérzékenység és a maximális fényérzékenység λ_{ES} hullámhossza. Egy szilícium fényelem jellemző adatai:

- $A_L \approx 3,72 \text{ cm}^2$,
- $I_{kmax} \approx 130 \text{ mA}$,
- $U_{0max} \approx 0,58 \text{ V}$,
- $\lambda_{ES} \approx 0,85 \text{ }\mu\text{m}$,
- $S \approx 1,3 \text{ }\mu\text{A/lx}$,
- $P_{photmax} \approx 60 \text{ mW}$.

A fotoelemek legfontosabb határérték-adata a megengedett környezeti hőmérséklet-tartomány, amelynek szokásos értéke: $-40 \text{ }^\circ\text{C} +125 \text{ }^\circ\text{C}$.

10.6.3. Alkalmazások

A fényelemeket a gyakorlatban nagyon sok területen alkalmazzák. Elsősorban a napfény villamos energiává alakítása révén, különböző berendezések (pl. műholdak, zsebszámológépek) energiaellátását biztosítják. Alkalmaznak fotoelemeket a vezérlés- és szabályozástechnikában, valamint a mérés technikában.



10.15. ábra. Fotoelemek vegyes kapcsolása

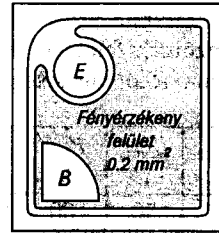
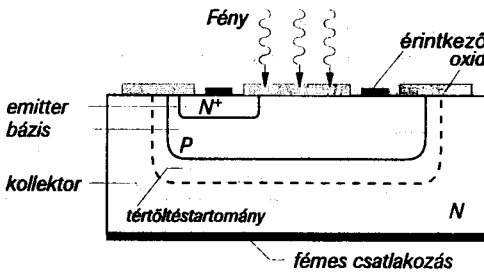
Az alkalmazásokhoz szükséges feszültség és áramértékeket a fotoelemek soros vagy párhuzamos kapcsolásával érik el. Gyakran vegyes kapcsolásokat is használnak: n elemet sorbakapcsolnak, majd m darab ilyen soros csoportot párhuzamosan kapcsolnak (10.15. ábra). A fotoelemek összekapcsolása nem véletlenszerűen történik, hanem egyenként válogatják azonos megvilágítási körülmények esetén érvényes villamos paramétereik szerint. A diódák a kapcsolásban védelmi szerepet töltenek be.

10.7. Fototranzisztorok

10.7.1. Felépítés és működési elv

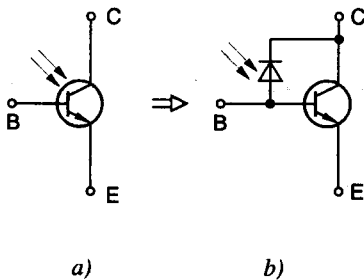
A fotodiódák érzékenysége tovább növelhető a tranzisztorhatás alkalmazásával. A *fototranzisztorok* megvilágítható bázis-kollektor átmenettel rendelkező speciális szilíciumtranzisztorok (10.16. ábra). Ismeretes, hogy ha egy bipoláris tranzisztor bázisárama $I_B = 0$, a kollektoráram:

$$I_C = (B + 1) \cdot I_{CBO}, \text{ ahol } I_{CBO} \text{ a kollektor-bázis átmenet záróirányú árama.}$$

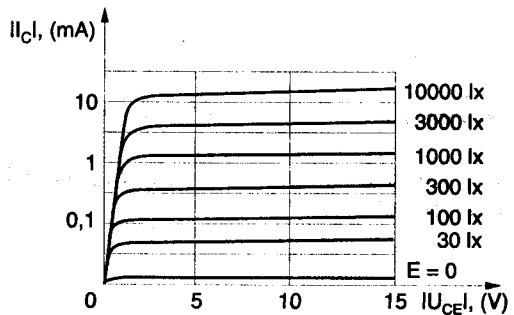


10.16. ábra. Fototranzisztor elvi felépítése

A záróirányban előfeszített PN -átmenet megfelelő megvilágítása esetén, a fellépő fényelektromos hatás révén keletkező töltéshordozók megnövelik ezt az áramot és $I_B = 0$ beállításban ennek az áramnak a $(B+1)$ -szerese jelenik meg a kollektorkörben. Tehát közös emitterkapcsolásban a kollektor a fototranzisztor B egyenáramú áramerősítési tényezőjének megfelelően megnövelt fotoáramot állít elő. A szükséges munkapont önműködően beáll, ha csupán az emitter és a kollektor közé kapcsolunk feszültséget és engedjük, hogy a szabadon hagyott bázis az áramoknak megfelelő potenciált vegyen fel. A 10.17. ábra a fototranzisztor áramköri jelölését és helyettesítő képét mutatja. Ennek alapján a fotodiódán átfolyó áram bázis áramot hoz létre, amelynek következtében felerősített kollektoráram keletkezik.



10.17. ábra. A fototranzisztor
a) rajzjele b) helyettesítő kapcsolása



10.18. ábra. A fototranzisztor $U_{CE}-I_C$ jelleggörbéi különböző megvilágításnál ($I_B = 0$)

A 10.18. ábra egy fototranzisztor feszültség-áram jelleggörbéit ábrázolja a megvilágítás erősségének függvényében.

10.7.2. Jellemző adatok és határértékek

A fototranzisztorok legfontosabb jellemző adatai:

- kollektoráram megvilágítás nélkül
- kollektoráram, adott megvilágítás és U_{CE} feszültség esetén
- fényérzékenység
- a maximális fényérzékenység hullámhossza
- határfrekvencia

- I_{Cd}
- I_{Cl}
- S
- λ_{ES}
- f_B

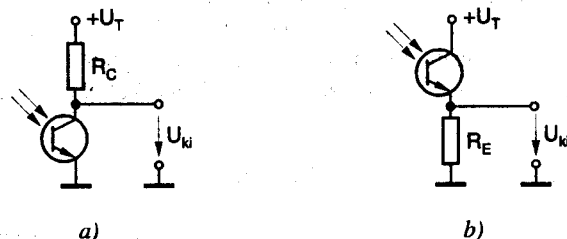
A fototranzisztorok többi jellemző adata és határértéke a hagyományos tranzisztorok jellemzőinek felelnek meg. A 10.1. táblázat a BPW 42 típusjelzésű, Siemens gyártmányú szilícium fototranzisztor legfontosabb adatait tartalmazza.

U_{CEmax} V	I_{Cmax} mA	P_{tot} mW	T_j °C	I_{Cd} , nA $U_{CE}=5$ V; $E=0$	I_{Cl} , μ A $U_{CE}=5$ V; $E=100$ lx	f_R kHz	λ_{ES} nm	S nA/lx
32	50	100	100	10+200	300	300	800	150

10.1. táblázat.

10.7.3. Alkalmazások

A fototranzisztorok alkalmazási területei megegyeznek a fotodiódákéval. A fotodiódákhoz viszonyítva nagyobb érzékenységet, de alacsonyabb határfrekvenciát biztosítanak. A 10.19. ábra egyszerű fényvevő kapcsolásokat mutat:



10.19. ábra: Fototranzisztoros fényvevők

A kollektor-bázis fotodióda áramát I_{phot} -val jelölve, a 10.19.a. ábrán látható kapcsolás kimeneti feszültsége:

$$U_{ki} = U_T - B \cdot I_{phot} \cdot R_C.$$

A 10.19.b. ábrán látható kapcsolás esetén:

$$U_{ki} = B \cdot I_{phot} \cdot R_E.$$

10.8. Fénykibocsátó dióda (LED -Light Emitting Diode)

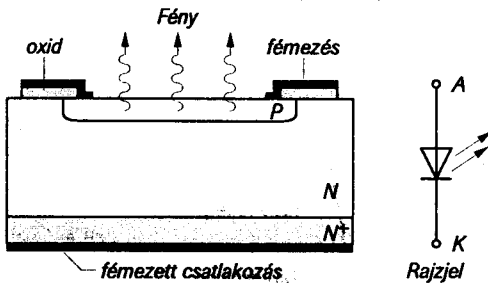
10.8.1. Felépítés és működési elv

A fénykibocsátó diódák vagy fénydiódák speciális felépítésű diódák, amelyek az elektromos energiát fényenergiává alakítják. Szerkezeti felépítésüket és áramköri jelölésüket a 10.20. 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 rétegben keletkezik. A 10.21. ábra a sugárzási rekombináció energia viszonyait szemlélteti.

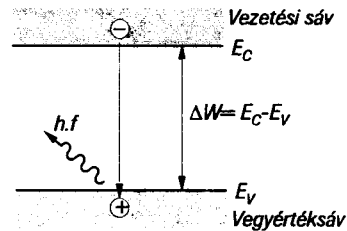
A sugárzási rekombináció csak úgy jöhet létre, ha az elektronok átkerülnek a nagyenergiájú vezetési sávból, a kisebb energiájú vegyértéksávba. A félvezető anyag sávszerkezete határozza meg, a kibocsátott fény hullámhosszát a következő összefüggés szerint:

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

Érdekes megjegyezni, hogy a fénykibocsátó diódában létrejövő rekombinációk csupán 1 %-a tekinthető sugárzási rekombinációnak (amely fotonok kibocsátásával jár). Tehát a rekombinációk túlnyomó többsége nem jár fotonok kibocsátásával.



10.20. ábra. Fénykibocsátó dióda szerkezeti felépítése és áramköri jelölése



10.21. ábra. Sugárzási rekombináció energiasáv-modell felhasználásával

A vegyülettípusú félvezetők esetén (mint a gallium-arszenid (GaAs), gallium-arszenid-foszfid (GaAsP), gallium-foszfid (GaP)), a sugárzási rekombinációk száma néhány nagyságrenddel nagyobb, mint például szilícium esetében. Ezért a fénykibocsátó diódák alapanyaga vegyület típusú félvezető. A 10.2. táblázat szabványos fénykibocsátó diódák fontosabb adatait és a maximális fényerősséghez tartozó hullámhosszt tartalmazza.

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

10.2. táblázat.

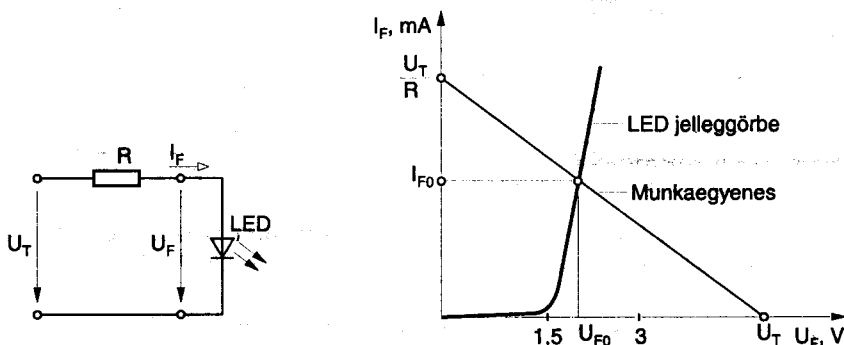
Megfigyelhető, hogy a legnagyobb hatásfokkal (1 + 5 %) az infravörös fénydióda rendelkezik, a többi típusnál a hatásfok 0,05 % alatt van. Emiatt a fénydióda fénye erősebb megvilágítás mellett már nem látható. További előnytelen tulajdonsága a kis sugárzási szög, amely csak 30° és 60° közötti érték.

A világítódiodák a kicsi hatások 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, ütésállóak és élettartamuk nagyon nagy (kb. 10^6 óra!).

A fotodióda fényerőssége egy bizonyos nyitóirányú áramértéken felül már nem változik számottevően. Mivel a fénydióda nagyon kis értékű dinamikus ellenállással rendelkezik nyitófeszültsége fölött, ezért általában áramgenerátoros táplálást alkalmaznak. A 10.22. 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 tápfeszültség értékét, a szükséges R ellenállásérték, az $R = \frac{U_T - U_{F0}}{I_{F0}}$ összefüggés felhasználásával kiszámítható.



10.22. ábra. A fénykibocsátó dióda munkapont-beállítása

10.8.2. Jellemző adatok és határértékek

A világítódiodákat jellemző legfontosabb adatok a következők:

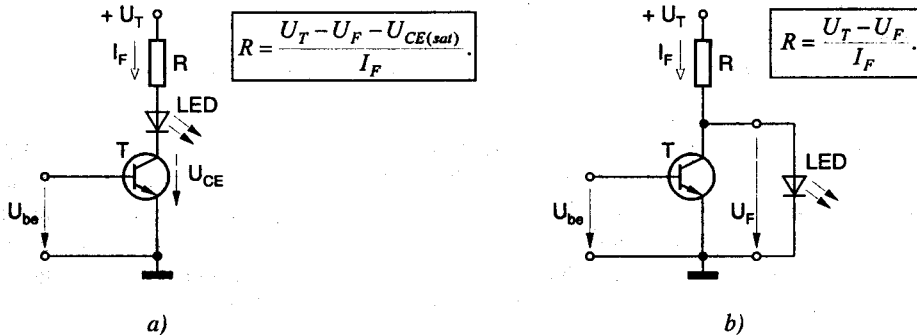
- a világítófelület nagysága A , jellemző érték $A \approx 0,5 + 30 \text{ mm}^2$;
- a fényerősség I_V , jellemző érték $I_V \approx 1 + 5 \text{ mcd}$ ($I_F = 20 \text{ mA}$ esetén);
- a fényáram Φ , jellemző érték $\Phi \approx 2 \text{ mlm}$ ($I_F = 20 \text{ mA}$ esetén);
- maximális fényerősséghez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

Fontos határértékek a következők:

- maximális nyitóirányú áram I_{Fmax} , szokásos értéke $I_{Fmax} \approx 50 \text{ mA}$;
- maximális zárófeszültség U_{Rmax} , szokásos értéke $U_{Rmax} \approx 3 \text{ V}$;
- legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény P_{tot} , jellemző értéke $P_{tot} \approx 120 \text{ mW}$.

10.8.3. Alkalmazások

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



10.23. ábra. Kétállapotú, tranzisztoros meghajtású kijelzők
a) bekapcsolást jelző b) kikapcsolást jelző

A 10.23. ábra kétállapotú kijelzőként használható tranzisztoros meghajtású áramköröket mutat. Az R ellenállás méretezése különböző feszültségek alkalmazását teszi lehetővé.

10.9. Lézer diódák

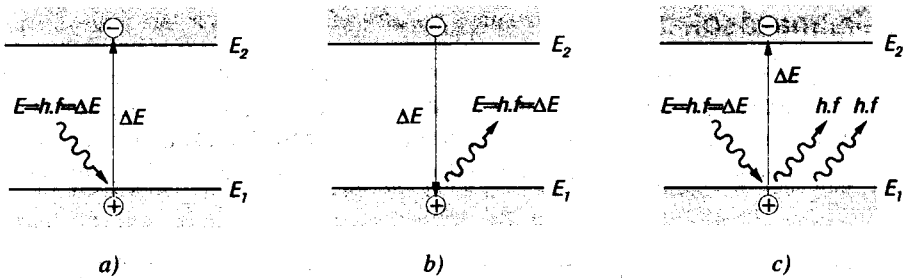
10.9.1. A félvezető lézerek fizikai működése

A lézer (*laser*) fény kibocsátására és erősítésére alkalmas eszköz, amelynek működése a kényszerített (*indukált*) fénykibocsátás (*fényemisszió*) jelenségén alapszik. A *laser* szó az angol elnevezés „light amplification by stimulated emission of radiation” rövidítése, amelynek jelentése „fény erősítés a sugárzás kényszerített emissziója révén”.

Eddig egy atom E_1 és E_2 két energiaszintje közötti átmeneti lehetőségként vizsgáltuk az atomok gerjesztését fotonoknak egy elektromágneses sugárzási térből történő elnyelésével (belső fotoelektromos hatás) és a gerjesztett állapotból alsóbb energiaállapotokba való átmenetet fotonok *spontán* kibocsátásával (10.24.a.b. ábra).

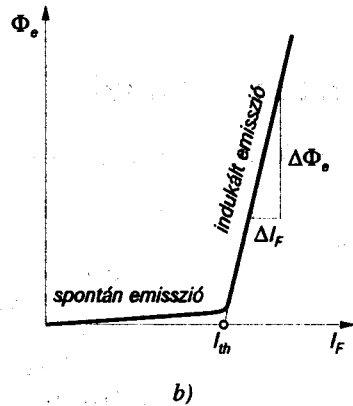
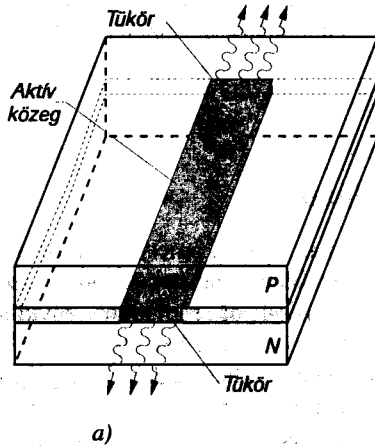
Egy további lehetséges átmeneti folyamat az úgynevezett *kényszerített* vagy *indukált emisszió* (kibocsátás). Ennek lényege: – egy gerjesztett, azaz E_2 állapotban lévő atom egy $E = hf = \Delta E$ energiájú fotonokból álló sugárzás révén rábíráható arra, hogy a kölcsönhatás időpontjában indukáltan kibocsásson $hf = \Delta E$ energiájú fotonokat.

Ha egy $E = hf = \Delta E = E_2 - E_1$ energiájú foton egymás után több olyan gerjesztett atommal ütközik, amely a felső E_2 energiaállapotban van, akkor az egymást követő *indukált emissziók erősíthetik egymást*. Az erősítés fokozására a felerősített fényt párhuzamos tükrökkel, újból és újból visszairányítjuk az aktív közegbe. Ha a veszteségek kisebbek, mint az együttes erősítés, akkor ennek a visszacsatolásnak *öngerjedés* a következménye: az ilyen rendszer *koherens fényt* bocsát ki.



10.24. ábra. Energiaszintek közötti átmenetek atomokban
 a) fotonok elnyelése b) fotonok spontán kibocsátása c) fotonok indukált kibocsátása

A 10.25. ábra egy félvezető lézerciódá vázlatos elvi felépítését és tipikus karakterisztikáját szemlélteti. A nyitóirányban előfeszített PN-átmenet két elválasztó felületének szomszédságában létrejön egy tartomány (aktív közeg), amelyben a sugárzási rekombinációk túlsúlyban vannak. A tartomány vastagsága a töltéshordozók diffúziós hosszával azonos nagyságrendű (100 + 200 nm), és tükörszerűen kialakított oldalai révén úgy viselkedik mint egy hullámvezető. A nyitóirányú áram egy bizonyos I_{th} küszöbértékénél a fényerősség hirtelen megnő, a kibocsátott fény spektruma elkeskenyedik, és lézersugár jön létre.



10.25. ábra. Félvezető lézer
 a) felépítése b) fényteljesítmény-áram karakterisztikája

A félvezető lézerciódák alapanyaga vegyület típusú félvezető (pl. GaPAs, GaAlAs) és a hagyományos fénydiódákhoz viszonyítva komoly előnyökkel rendelkeznek:

- nagy, 20 % feletti átalakítási hatások;
- viszonylag nagy sugárzási teljesítmény ≈ 200 mW;
- a kibocsátott fény rendkívül kicsi divergenciája (széttartása);
- az aktív közeg anyagának megválasztásával a kibocsátott fény hullámhossza igen széles tartományban változtatható.

10.9.2. Jellemző adatok és határértékek

A 10.3. táblázat az SFH 4801 típusú, GaAlAs alapú, Siemens gyártmányú lézertióda fontosabb adatait tartalmazza. Határértékadatok: – a maximális fénytelsítmény folyamatos (Φ_e) és impulzus üzemmódban (Φ_{epuls}), a maximális záróirányú feszültség (U_R) és a maximális záróréteg-hőmérséklet (T_j).

Határértékek				Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ\text{C}$)					
Φ_e [mW]	Φ_{epuls} [mW]	U_R [V]	T_j [°C]	λ [nm]	$\Delta\lambda$ [nm]	η [W/A]	I_{th} [mA]	Φ_e [mW]	$\Phi_{epuls}, t_p \leq 10 \mu\text{s}$ [mW]
200	300	3	10+65	805	2	0,35	400	150	250

10.3. táblázat.

Jellemző adatok:

- a kibocsátott sugárzás hullámhossza (λ),
- a hullámhossz változása ($\Delta\lambda$),
- a teljesítmény-áram átalakítás hatásfoka ($\eta = \frac{\Delta\Phi_e}{\Delta I_F}$),
- nyitóirányú áram küszöbértéke (I_{th}),
- fénytelsítmény folyamatos üzemmódban (Φ_e),
- fénytelsítmény impulzus üzemmódban (Φ_{epuls}).

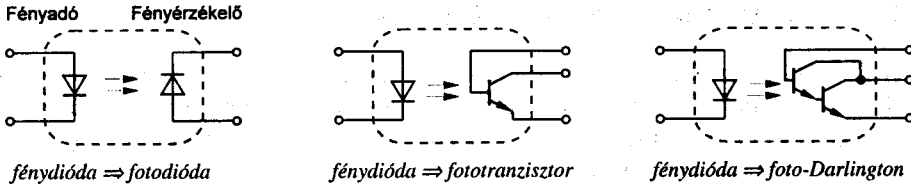
10.9.3. Alkalmazások

A lézertióda alkalmazásai során a nagy teljesítménysűrűséget, a kibocsátott fény koherenciáját és kicsi divergenciáját használják ki. Nem elhanyagolható szempont a dióda kicsi mérete sem. Alkalmazzák információk digitális rögzítésére és olvasására alkalmas berendezésekben (pl. CD lemezjátszó, CD ROM olvasó stb.) és az üvegszálas digitális információ-átvitelben.

10.10. Fénycsatolók

10.10.1. Felépítés és működés

A fénycsatolók, vagy más néven *optikai csatolók* egy fénykibocsátó és egy fényérzékelő elemből állnak (10.26. ábra). Kivitelezés szempontjából a fénycsatolókat diszkrét- és integrált áramkörös formában is gyártják. Fénykibocsátó elemként a jó hatásfok miatt általában infravörös tartományban sugárzó fénydiódákat alkalmaznak. A fényérzékelő elem lehet fotodióda, fototranzisztor vagy Darlington-fototranzisztor (nagy érzékenységet biztosít). A fénycsatolók elektronikus elemek között visszahatásmentes, galvanikusan leválasztott kapcsolatot tesznek lehetővé. A fénycsatolók lehetővé teszik mind digitális, mind analóg jelek átvitelét.



10.26. ábra. Fénycsatlók felépítése

10.10.2. Jellemző adatok és határértékek

A fénycsatlók egyik fontos jellemzője az $\alpha = \frac{I_{ki}}{I_{be}}$, csatlósi viszony, amelyet általában a fényérzékelő elem határoz meg. A fényérzékelő elem szerint:

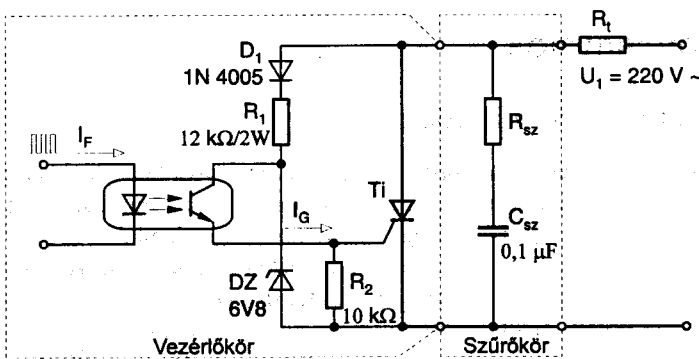
- $\alpha \approx 0,1$ fotodióda esetén;
- $\alpha \approx 10 + 300$ fototranzisztor esetén;
- $\alpha \approx 100 + 1000$ Darlington-fototranzisztor esetén.

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

10.10.3. Alkalmazások

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

A 10.27. ábra fénycsatlós megoldású tirisztor vezérlő áramkört szemléltet. A tirisztor gyújtóáramát az R_1 előtét-ellenálláson át közvetlenül a hálózatról vezetik el. A D_1 dióda egyenirányítja a váltakozó feszültséget. A D_2 Zener-dióda a fototranzisztor kollektorára táplált zárófeszültség értékét korlátozza. A vezérléshez az R_1 terheléstől függően rövid, hosszú vagy folyamatos impulzussorozatokat használhatók. A fénycsatló biztosítja a galvanikus szétválasztást a vezérlő és a teljesítményáramkör között.



10.27. ábra. Tirisztor vezérlése fénycsatlós leválasztással

10.11. Optikai kijelzők

Az optikai kijelzők analóg vagy digitális információk vizuális megjelenítésére alkalmas eszközök. Az információk optikai megjelenítésére több módszer ismeretes, amelyek közül a legfontosabbak:

- az izzólámpás kijelzők,
- a fénydiódás kijelzők,
- és a folyadékkristályos kijelzők.

Az izzólámpás kijelzők nagy fényerővel rendelkeznek, viszonylag nagy árammal működnek és fogyasztásuk jelentős. A fénydiódás és a folyadékkristályos kijelzők nagy előnye, hogy kis árammal és feszültséggel működnek.

Különleges kijelzőknek számítanak az *elektronsugárcsővek*, amelyek időfüggő elektromos jelek képi megjelenítését teszik lehetővé. Viszonylag nagy méretükkel és jelentős energia-felhasználásukkal tűnnek ki, de jelenleg a legjobb minőségű kétdimenziós megjelenítést biztosítják. A továbbiakban a fénydiódás, a folyadékkristályos és az elektronsugárcsőves kijelzőkkel fogunk részletesebben foglalkozni.

10.11.1. Folyadékkristályos kijelzők

A *folyadékkristályos kijelzők (LCD - Liquid Cristal Display)* eltérően a fénydiódáktól 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 tulajdonságaikat. A folyadékkristály külső feszültség nélkül 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. $-5\text{ }^{\circ}\text{C} + 65\text{ }^{\circ}\text{C}$) képesek megőrizni. A hőmérséklet további emelkedése esetén, az anizotrop folyadék izotrop állapotba megy át.

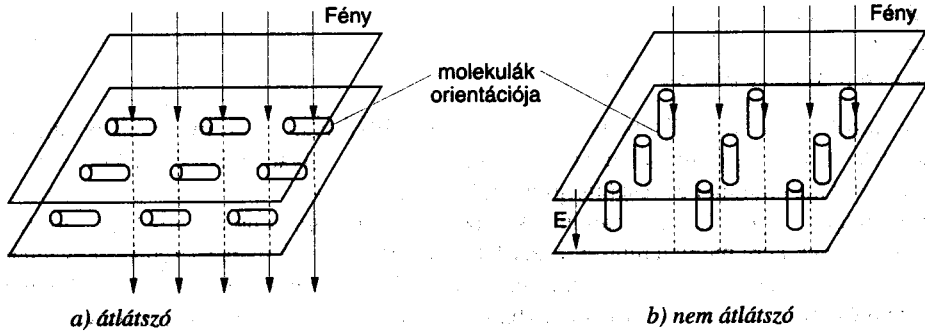
A folyadékkristály elektromos tulajdonságai szerint két típusú kijelzőt különböztetünk meg:

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

Tervezélésű folyadékkristályos kijelzők

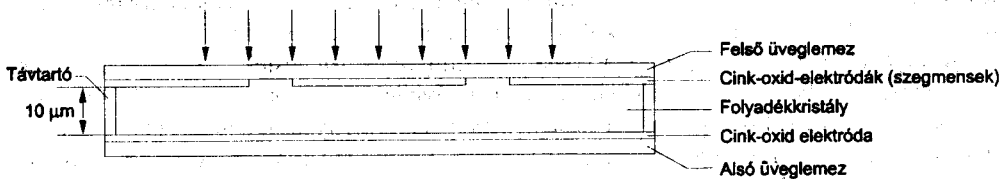
Alapállapotban a folyadékkristályok átengedik a fénysugarakat. Ha a folyadék-kristályokat megfelelően nagy erősségű elektromos térbe helyezzük, a folyadékot alkotó molekulák térbeli elhelyezkedése megváltozik, és az anyag zavaros lesz (10.28. ábra). Megvilágítás hatására a zavaros folyadék tejfehérnek látszik.

Ez a jelenség a villamos tér megfelelő térbeli alkalmazásával (az elektródák alakjának megfelelő kialakításával), tetszőleges karakterek megjelenítését teszi lehetővé. A kijelzőket kondenzátorszerűen alakítják ki; a két fegyverzetre feszültséget kapcsolva állítják elő a szükséges elektromos teret.



10.28. ábra. Folyadékkristály molekuláinak elrendezése
 a) külső elektromos tér nélkül b) külső elektromos tér esetén (E)

A 10.29. ábra egy folyadékkristályos kijelző elvi felépítését szemlélteti. A folyadékkristály két üveglap között helyezkedik el, amelynek a belső felületére viszik fel az optikailag átlátszó, fémes elektródaréteget. A felületi elektróda geometriai kialakítása határozza meg a megjeleníthető karaktereket.



10.29. 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 $0,1 + 3 \text{ V}/\mu\text{m}$ között van. A térvezérlésű LCD-nek nagyon nagy előnye a kicsi vezérlőteltjesítmény (egy 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 ráeső fényt. Ebben az esetben minimális az LCD teljesítmény igénye és a kijelzés kontrasztja nagyon jó.
- Közvetítő (*transmissive*) kijelzési mód: – a kijelző hátulról 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 térvezérlésű LCD-k felépítéséhez, viszont működésükhöz 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.

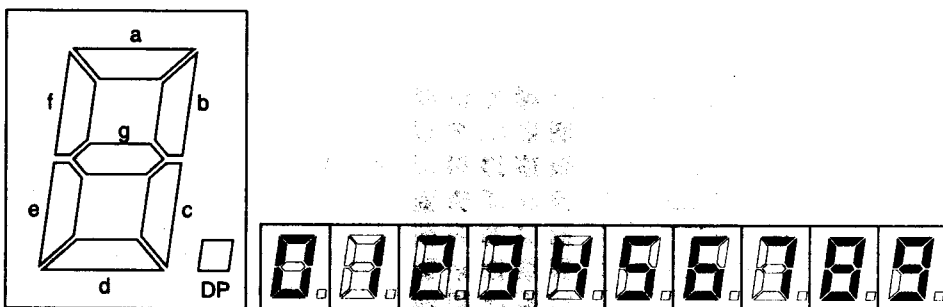
Vezérlési szempontból nagyobb tehetetlenséggel rendelkeznek, mint a térvezérlésű változat. A dinamikus szórás elvén működő kijelzőelemek főleg nagyméretű kijelzők esetén kerülnek felhasználásra.

Alkalmazások

A folyadékkristályos kijelzőknek a legnagyobb előnye a többi kijelzőtípushoz viszonyítva a nagyon kicsi teljesítmény-felhasználás (ez főleg a térvezérlésű LCD-esetében van így). A térvezérlésű 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.

10.11.2. Numerikus kijelzők

A *numerikus kijelzők* decimális számok (0 + 9) kijelzését teszik lehetővé. A legegyszerűbb megoldás az úgynevezett *hétszegmenses kijelző*, amely több egyedi elem felhasználásával több számjegy egyidejű megjelenítésére alkalmas (10.30. ábra.). A kijelző szegmenseinek megfelelő vezérlésével valamennyi számjegyet kijelvezhetjük.



10.30. ábra. Hétszegmenses kijelző

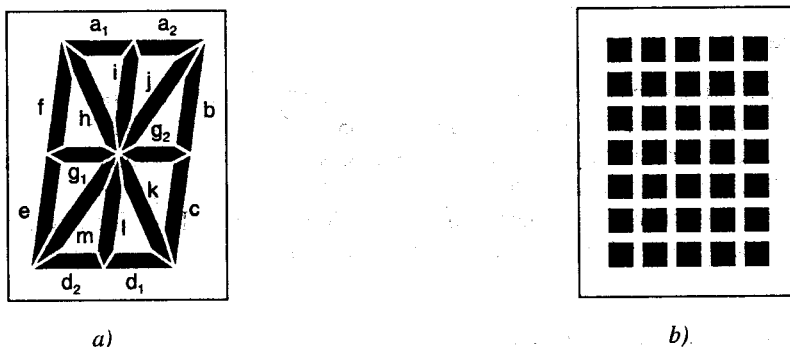
A nagyszámú csatlakoztatás csökkentése miatt a hétszegmenses kijelzők egyik kivezetése közös mindegyik szegmens-elem esetén. A szegmensek vezérlését integrált áramkörök dekódolókkal (*hétszegmenses dekódolókkal*) oldják meg. A folyadékkristályos kijelzők meghajtó feszültségének váltakozó feszültségnek kell lennie.

10.11.3. Alfánumerikus kijelzők

Az alfanumerikus kijelzőket számjegyek és betűk megjelenítésére használják. A hétszegmentes kijelzők is alkalmasak néhány betű kijelzésére, azonban felbontásuk nem elégséges az egész betűkészlet (jelkészlet) megjelenítésére. Az alfanumerikus kijelzők csoportjában két típusú kijelzőt különböztetünk meg:

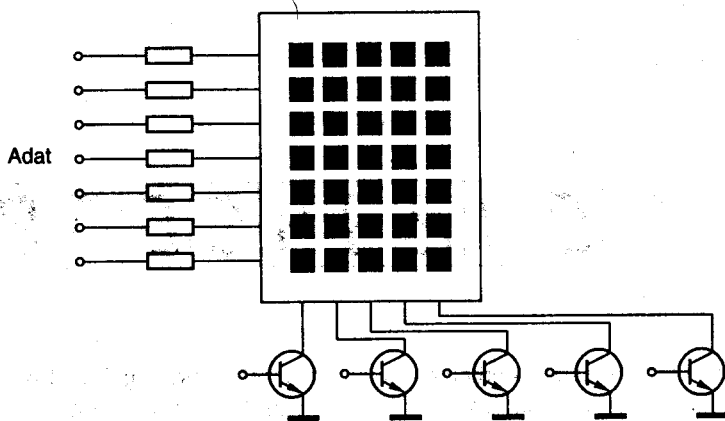
- 16 szegmentes kijelzőket,
- pont-mátrix kijelzőket.

A 16 szegmentes kijelző elrendezését a 10.31.a. ábra mutatja. A megjeleníthető jelkészlet 64 jelből áll (nagybetűk, számok és különleges jelek). Vezérlése speciális, digitális integrált áramkörökkel történik. A 16 szegmentes kijelzők fénydiódás és folyadékkristályos változatban is beszerezhetőek.



10.31. ábra. Alfánumerikus kijelzők
a) 16 szegmentes kijelző b) 35-ös pont-mátrix kijelző

A pont-mátrix kijelzők jobb felbontással rendelkeznek, mint a 16 szegmentes kijelzők. A 10.31.b. ábra egy 35-ös (5×7) pontmátrix kijelző felépítését mutatja. A nagyszámú kijelzőelem gazdaságos vezérlése az oszlopok multiplexelésével oldható meg.



10.32. ábra. 35-ös pont-mátrix kijelző multiplex vezérlése

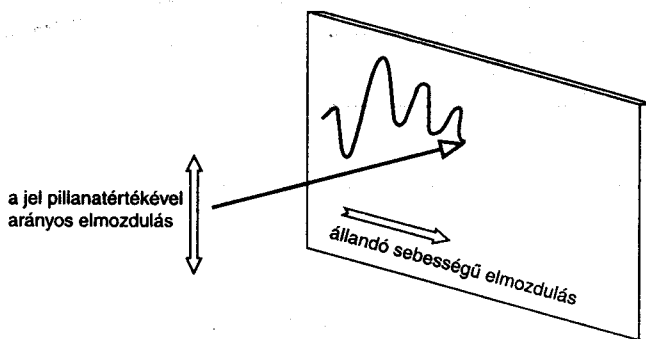
A multiplex vezérlés lényege ebben az esetben az, hogy a kijelző-oszlopok közül mindig csak egy kap vezérlést úgy, hogy az oszlop kijelzőelemei számára érvényes adat kerüljön kijelzésre (10.32. ábra). Az oszlopokat kb. 20-szor kell bekapcsolni másodpercenként, hogy az emberi szem számára folyamatosnak tűnjön a kijelzés. A megfelelő fényerősség elérése multiplex üzemmódban csak nagyobb impulzusárammal valósítható meg.

10.11.4. Elektronsugárcsövek

Felépítése, elvi működése

Az elektronsugárcsövek lehetővé teszik képinformációk elektromos feldolgozását vagy elektromos jelek képszerű megjelenítését. A jelenleg használatos eszközökben az elektromos jelek felrajzolását vákuumban haladó elektronsugár végzi, ami elektromos vagy mágneses erőter segítségével szinte tehetetlenségmentesen téríthető el.

Gyakran szükség van pl. egy elektromos jellemző (feszültség, áram) időfüggését térbeli, kétdimenziós koordináta-rendszerben ábrázolnunk. Ekkor a felrajzoló-elem egyenletes sebességgel mozog a képfelület mentén az időtengelynek megfelelő helykoordináta irányában, s eközben a másik helykoordináta-irányú elmozdulása az ábrázolandó jel pillanatértékével arányos (10.33. ábra).



10.33. ábra. Időfüggő jelek kétdimenziós ábrává alakításának elvi vázlata

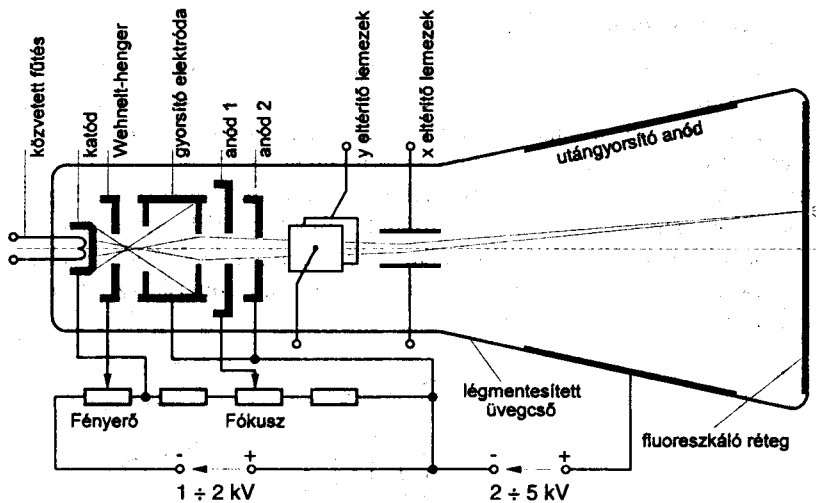
A képalkotás szempontjából lényeges szerep jut egy jól fókuszált, kis keresztmetszetű, irányítható elektronnyalábnak. A nagy sebességű fókuszált elektronnyalábot előállító elektróda rendszert **elektronágyúnak** nevezzük. Az elektronsugárcsövek működéséhez szükség van az elektronágyúval előállított elektronsugár mozgatására, amelyet az **eltérítő rendszer** végez. Az eltérítő rendszer **elektromos** vagy **mágneses** lehet, aszerint, hogy a sugár eltérítését elektromos vagy mágneses erőter végzi. A megfelelően eltérített és felgyorsított elektronsugár egy **világító ernyőbe** csapódik, amelynek belső felülete elektron-bechapódásra világító réteggel (**luminoforral**) van bevonva.

Oszcilloszkópokban alkalmazott jelalakvizsgáló elektronsugárcső (**katódsugárcső**) felépítését a 10.34. ábra szemlélteti. A jelalakvizsgálat céljára kifejlesztett katódsugárcsővel szemben a következő lényeges követelményeket támasztjuk:

- Legyen az elektronsugár eltérítése szigorúan arányos az eltérítőfeszültséggel (**linearitás**), ugyanis csak így számíthatunk a vizsgált jelforma torzítatlan képére.

- A gyors elektromos változásokat is jól kövesse az elektronsugár; az eltérítés tehetetlenségi jelenségei csak igen nagy frekvencián okozzanak zavarokat.
- A képernyőn élesen kirajzolt, jól kiértékelhető görbét várunk, ennek feltétele a jól fókuszált, kis átmérőjű elektronsugár.

Az eltérítőrendszer megfelelő nagyfrekvenciás viselkedését csak elektrosztatikus eltérítéssel lehet biztosítani. A mágneses eltérítésnél alkalmazott eltérítőtekercesek induktivitásai már a kHz-es frekvenciatarományban meghiúsítják a frekvenciafüggetlen eltérítést.



10.34. ábra. Jelalakvizsgáló elektronsugárcső (katódsugárcső) elvi felépítése

Az elektronágyú

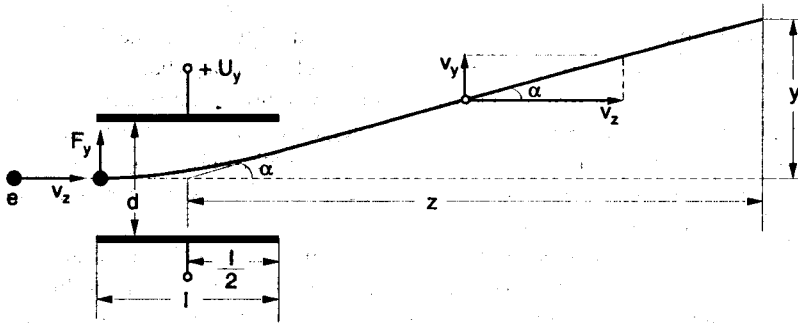
Az *elektronágyú* nagy sebességű, élesen fókuszált, igen vékony elektronsugarat szolgáltat, hogy az ernyőn az elektronbombázás hatására létrejövő fénypont átmérője igen kicsi legyen. Szerkezetileg több elem együtteséből áll:

- a fűtőszáלבól, a katódból, a Wehnelt-hengerből, a gyorsító elektródából és két anódból.

A közvetett fűtéssel izzított katód elektronokat bocsát ki, amelyek mennyiségét a *Wehnelt-henger* potenciáljával szabályozhatjuk. A gyorsító elektróda és az utána következő két anód egy *elektrooptikai lencsét* alkot, amelynek feladata a széttartó elektronnaláb *fókuszolása* (összetartóvá tétele).

Az elektromos eltérítés

A legegyszerűbb és jelalak-vizsgáló elektronsugárcsővekben gyakran alkalmazott elektromos eltérítőrendszer egy párhuzamos síklemezpár, amelynek homogén elektromos tere az elektronsugár elektrosztatikus eltérítésére képes (10.35. ábra). Az elektronágyúval előállított elektronsugarat alkotó e elemi töltésű és m_e nyugalmi tömegű elektronok v_z sebességgel érkeznek az eltérítőlemezek elé.



10.35. ábra: Elektronsugár elektrosztatikus eltérítése

Az eltérítőlemezek között az $E_y = \frac{U_y}{d}$ térerősségű elektromos tér $F = e \cdot E_y$ erővel hat az elektronokra, ami egyenlő az m_e tömeg és az a_y gyorsulás szorzatával:

$$F_y = e \cdot E_y = m_e \cdot a_y.$$

Mivel a lemezek közötti tartózkodási idő $t = \frac{l}{v_z}$, a lemezek elhagyása után az y irányban a sebesség:

$$v_y = a_y \cdot t = \frac{e}{m_e} \cdot \frac{U_y}{d} \cdot \frac{l}{v_z}.$$

Az eltérítés α szögének tangense:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{v_y}{v_z} = \frac{e}{m_e} \cdot \frac{U_y}{d} \cdot \frac{l}{v_z^2}.$$

Az y eltérítés nagyságát a következő összefüggés adja:

$$y = z \cdot \operatorname{tg} \alpha = \frac{e \cdot z \cdot l}{d \cdot m_e} \cdot \frac{U_y}{v_z^2}.$$

Megállapítható, hogy az eltérítés nagysága egyenesen arányos a lemezekre kapcsolt feszültséggel és fordítottan arányos az elektronok lemezek előtti sebességének négyzetével (amelyet az elektronágyú gyorsítópotenciálja határoz meg). A linearitás csak kis eltérítési szögek (kb. 15°) esetén marad érvényben. Ennek következtében a katódsugárcsövek hossza az ernyőátmérő három-négyszerese.

Az eltérítésre jellemző mennyiség az *eltérítés érzékenysége* (ϵ_y), amely ebben az esetben:

$$\epsilon_y = \frac{y}{U_y}.$$

Az x irányra az eltérítés érzékenységét hasonló módon lehet meghatározni.

A világítóernyő

A csőballon homloklapját régebben kissé domborúra képezték ki mechanikai szilárdsági szempontok miatt. Az újabb csövek *sikernyős* kivitelűek, ami nagyban javítja a jelalak-ábra kiértékelhetőségét. Az eltérítési érzékenység kis gyorsító feszültségek esetén nagyobb (kisebb az elektronok v_z sebessége); az ernyőn megkívánt nagy fényerő nagy feszültséget igényel. Az ellentmondást azzal oldják fel, hogy az elektronokat az *eltérítést követően* gyorsítják, a cső belső oldalára felvitt vezetőréteget használva *utángyorsító anódnak*. Ezt a módszert *utángyorsításnak* nevezzük.

Lumineszcenciának nevezünk minden olyan optikai sugárzás-kibocsátást, amelynek eredete nem a sugárzó test hőmérsékletén alapul. Többféle lumineszcenciát különböztetünk meg. Az elektronbombázás hatására létrejövő lumineszcenciát *katódlumineszcenciának* nevezzük. Attól függően, hogy a jelenség csak a gerjesztés közben és utána rövid ideig, vagy a gerjesztés után még hosszabb ideig észlelhető *fluoreszkálásról*, illetve *foszforeszkálásról* beszélünk. Azokat az anyagokat, amelyek a gerjesztő energiát nagy határfokkal tudják átalakítani látható fénné anélkül, hogy felmelegednének, *luminoforoknak* nevezzük.

Az elektronsugárcsővek ernyőbevonataként használatos néhány luminofor anyag tulajdonságait a 10.4. táblázat tartalmazza.

A luminofor neve és összetétele	A kibocsátott fény színe	Fényhatásokok [cd/mW]	Utánvilágítási idő [s]
Ezüsttel aktivált cink-szulfid, ZnS.Ag	Kék	0,5 ÷ 2	10 ⁻³
Ezüsttel aktivált cink-kadmium-szulfid, (Zn,Cd)S.Ag	Sárga	5,0 ÷ 8	10 ⁻³
ZnS.Ag + (Zn,Cd)S.Ag	Fehér	7,0 ÷ 8,0	10 ⁻³
Rézzelel aktivált cink-kadmium szulfid, (Zn,Cd)S.Cu	Sárga	1,5 ÷ 2,0	3 ÷ 8
Villemit, Zn ₂ SiO ₄ Mn	Zöld	2,0 ÷ 3,5	5 · 10 ⁻²
Kalcium-wolframát, CaWO ₄	Kék	0,18 ÷ 0,20	10 ⁻⁵

10.4. táblázat.

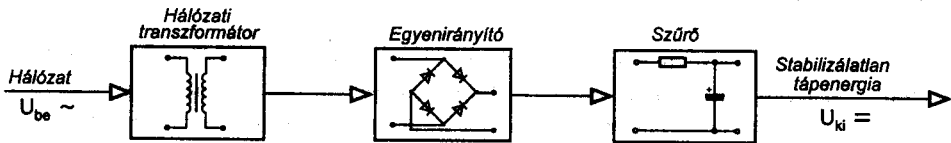
Összefoglaló kérdések:

1. Mit nevezünk belső fényelektromos hatásnak?
2. Milyen jellemzői vannak egy fotoellenállásnak?
3. Milyen folyamatok jönnek létre egy nyitóirányban- és egy záróirányban előfeszített PN-átmenetben?
4. Mitől függ egy fotoelem által leadott rövidzárási áram nagysága?
5. Miért érzékenyebb egy fototranzisztor mint egy fotodióda?
6. Tervezzen egy olyan áramkört fototranzisztor felhasználásával, amely a megvilágítás erősségének egy bizonyos szintre való csökkenése esetén bekapcsol egy elektromos fogyasztót (pl. egy izzólámpát)!
7. Milyen előnyökkel rendelkeznek a félvezető lézerdiódák a hagyományos fénydiódákhoz viszonyítva?
8. Milyen feladatot lát el az elektronagyú, és szerkezetileg milyen részegységekből áll?

11. Tápegységek

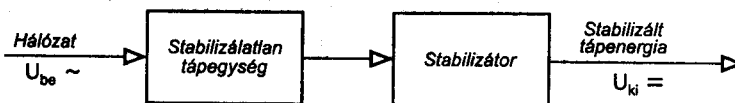
11.1. Alapfogalmak

A *tápegységek* az elektronikus berendezések megfelelő működéséhez szükséges elektromos energiát biztosítják. Felépítésüket és jellemzőiket a táplálandó berendezés igényei határozzák meg. A legtöbb elektronikus készülék egyenfeszültségű táparamellátást is igényel, amelyet nagyobb teljesítmények esetén nem célszerű akkumulátorok vagy elemek felhasználásával megoldani. Ezekben az esetekben az egyenfeszültséget a hálózati feszültség megfelelő transzformálásával és egyenirányításával állítják elő. Az elektronikus berendezések egy részének működését nem befolyásolja jelentősen a tápegység jellemzőinek bizonyos mértékű ingadozása, ezért ilyen esetekben egyszerű *stabilizálatlan tápegységeket* használnak (11.1. ábra).



11.1. ábra. Stabilizálatlan tápegység elvi felépítése

Az elektronikus készülékek jelentős része csak akkor működik megfelelően, ha tápáramuk vagy tápfeszültségük állandó. Ilyenkor a stabilizálatlan tápegység kimenetére egy stabilizátor-áramkört csatlakoztatnak és *stabilizált tápegységről* beszélünk (11.2. ábra).



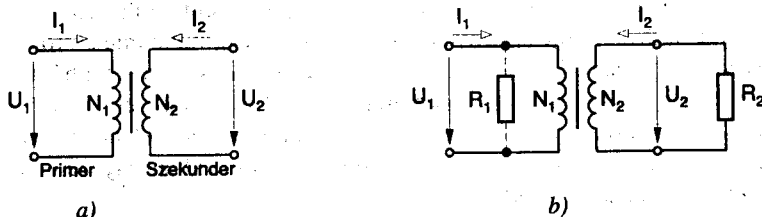
11.2. ábra. Stabilizált tápegység elvi felépítése

A tápegységek tehát a következő részegységekből állnak:

- Hálózati transzformátor:** a hálózati feszültséget (általában 220 V~) az egyenirányító számára szükséges értékre változtatja.
- Egyenirányító:** a bemenetére kapcsolt váltakozó feszültséget egyenirányítja (szüretlen egyenfeszültséget állít elő).
- Szűrő áramkör:** feladata az egyenirányított feszültség ingadozásainak csökkentése és a váltakozó áramú összetevők kiszűrése.
- Stabilizátor:** a stabilizált tápegységekben alkalmazzák, feladata a kimeneti áram vagy feszültség stabilizálása (*áramstabilizátorok* vagy *feszültségstabilizátorok*).

11.2. Hálózati transzformátorok

A transzformátorban (legalább) két, egymással mágnesesen csatolt (*induktív csatolás*) tekercs van. Ha az egyik tekercsre váltakozó feszültséget kapcsolunk, a létrejövő váltakozó áram fluxusváltozást idéz elő, amely a másik tekercsben indukált váltakozó feszültséget hoz létre. A bemeneti oldalon lévő tekercset *primer (elsődleges) tekercsnek*, a kimeneti oldalon lévő pedig *szekunder (másodlagos) tekercsnek* nevezzük. A transzformátor áramköri jelölése a 11.3.a. ábrán látható.



11.3. ábra. Hálózati transzformátor
a) áramköri jelölése b) transzformátor R_2 lezáró-impedanciával

Az ideális (vesztésmentes) transzformátor egy olyan négy-pólus, amelyet egyetlen adattal az *a áttétellel* jellemezhetünk. Többféle áttételt határozhatunk meg: a *menetszám-áttételt*, az *áramáttételt*, a *feszültségáttételt* és az *impedancia-áttételt*. Ideális transzformátor esetén, a menetszám-áttételre érvényes a következő összefüggés:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

Vizsgáljuk meg egy R_2 terheléssel lezárt ideális transzformátor esetén az áramáttétel és az impedancia-áttétel összefüggéseinek alakulását (11.3.b. ábra). Ideális transzformátor esetén a bemeneti (P_1) és kimeneti teljesítmény (P_2) megegyezik, következésképpen:

$$P_1 = P_2, \Rightarrow U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \Rightarrow a = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

A bemeneti (primer) impedancia, az áramáttétel összefüggésének felhasználásával:

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{a \cdot U_2}{\frac{I_2}{a}} = a^2 \cdot \frac{U_2}{I_2} = a^2 \cdot Z_2$$

Összefoglalva az áttételekre érvényes összefüggéseket ideális transzformátor esetén, valamint figyelembe véve, hogy $Z_1 = R_1$ és $Z_2 = R_2$ kapjuk:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad \text{és} \quad a = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \Rightarrow R_1 = a^2 \cdot R_2$$

Megállapítható, hogy a transzformátor feszültséget, áramot és impedanciát transzformál. A kimenetére (szekunder) kapcsolt terhelést az áttétel négyzetével arányosan transzformálja át a bemenetére (primer).

A valóságos transzformátorok *veszteséges transzformátoroknak* tekinthetők, tehát hatásfokuk egységnyinél kisebb. A transzformátorok veszteségei két csoportba sorolhatók:

- **Rézveszteségek** ($P_{\text{rész}}$): a tekercsek (mullától különböző) ohmos ellenállásának következménye.
- **Vasveszteségek** (P_{vas}): a vasmagban fellépő veszteségeket képviseli. Ezeket a veszteségeket a vasmagban indukált örvényáramok és a hiszterézis veszteségek hozzák létre.

A transzformátor hatásfoka meghatározás szerint:

$$\eta = \frac{P_{\text{szekunder}}}{P_{\text{primer}}} \cdot 100 \quad [\%].$$

A veszteséges transzformátor hatásfoka a *veszteségi teljesítményt* ($P_{\text{veszteségi}} = P_{\text{rész}} + P_{\text{vas}}$) figyelembe véve:

$$\eta = \frac{P_{\text{szekunder}}}{P_{\text{szekunder}} + P_{\text{veszteségi}}} \cdot 100 \quad [\%].$$

11.3. Hálózati egyenirányítók

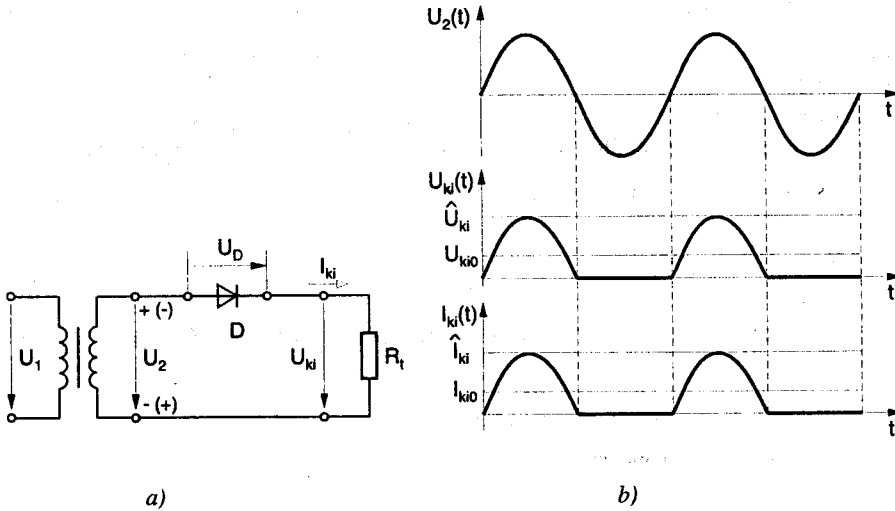
Az egyenirányító áramkörök, a hálózati transzformátor által megfelelő értékűre transzformált szinuszos változó feszültséget (*igen nagy hullámosságú*) egyenfeszültséggé alakítják. Az egyenirányító kimenetén kapott egyenfeszültség *amplitúdója nem állandó* (tehát nem tiszta egyenfeszültség), ezért felbontható egyen- és váltakozó feszültségű összetevőkre. A váltakozó feszültségű összetevőt, amelynek amplitúdója és frekvenciája függ az alkalmazott egyenirányító kapcsolástól, *bűgőfeszültségnek* nevezzük. A bűgőfeszültség jelenléte nem kívánatos, ezért el kell távolítani (ki kell szűrni).

Az egyenirányító áramkörök egyenirányító elemként tartalmazhatnak vezérlés nélküli elemeket (pl. *dióddát*), vagy vezérelhető elemeket (pl. *tirisztorokat*). A továbbiakban egyszerű *diódás egyenirányítókkal* foglalkozunk. 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 mindkét félperiódusát hasznosítják.

11.3.1. Egyutas egyenirányítók

Az *egyutas egyenirányító* kapcsolat a legegyszerűbb egyenirányítónak tekinthető. Kapcsolása a *11.4.a. ábrán*, jellemző hullámformái a *11.4.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 feszültség pozitív félhullámait átengedi. A negatív félperiódusokban a dióda záróirányú feszültséget kap és lezár. Az R_i terhelő ellenálláson csak a pozitív félperiódusokban folyik áram. Minden pillanatban a kimeneti feszültség $U_{ki} = U_2 - U_D$ (tehát $U_{ki} < U_2$), ahol U_D a diódán eső nyitó irányú feszültség (Si-diódák esetén ez kb. $0,7 \div 0,9$ V).



11.4. ábra. Egyutas egyenirányító
a) kapcsolása b) jellemző hullámformái

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 hálózathoz teljesítmény felhasználás csak egy félperiódusnak megfelelő ideig történik, tehát a hálózathoz felvett teljesítmény:

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

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

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

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:

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

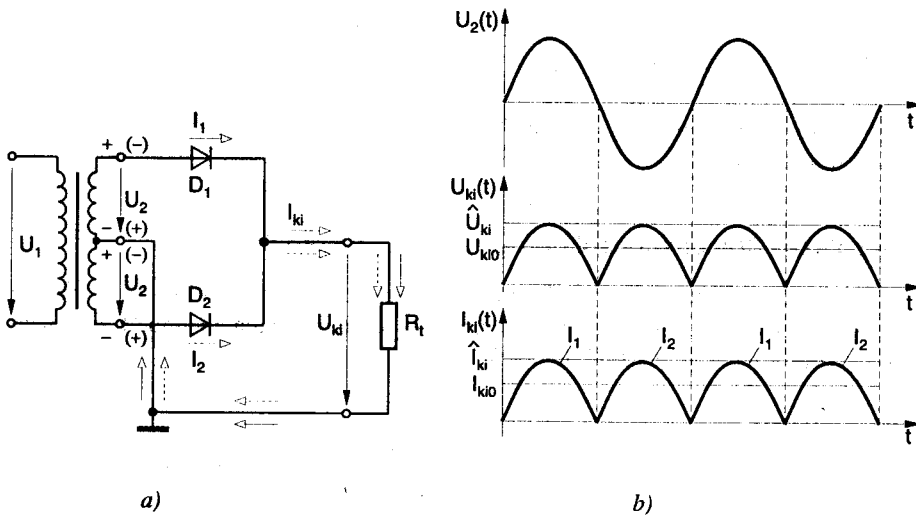
11.3.2. Kétutas egyenirányítók

A kétutas egyenirányítók kevésbé hullámos egyenfeszültséget állítanak elő, mint az egyutas típus, mivel a szinuszos váltakozó feszültség mindkét 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 11.5. ábrán látható. A megoldás elnevezése onnan származik, hogy a transzformátor szekunder feszültségét középen való megcsapolással két egyenlő U_2 feszültségre osztjuk



11.5. ábra. Középkivezetéses, kétutas egyenirányító
a) kapcsolása b) jellemző hullámformái

A szekunder feszültség pozitív félperiódusaiban (*felső szekunder tekercs*) a D_1 dióda nyitóirányú feszültséget kap, és a diódán a nyílal jelzett irányban I_1 áram folyik (ugyanekkor a D_2 diódát az alsó szekunder tekercs záróirányban feszíti elő, tehát nem vezet).

A szekunder feszültség negatív félperiódusaiban (*alsó szekunder tekercs*) a D_2 dióda kap nyitó irányú feszültséget, és a szaggatott vonalas nyílalakkal 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:

$$U_{ki0} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \approx 0,9 U_2, \text{ vagy } U_{ki0} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_{ki} \approx 0,636 \hat{U}_{ki}.$$

A terhelésen folyó áram átlagértéke:

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

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

$$\eta = \frac{U_2^2}{R_t} = \frac{8}{\pi^2} = \underline{\underline{81\%}}$$

Az egyenirányító diódák kiválasztása a megfelelő működés érdekében, az alábbi szempontok szerint történik:

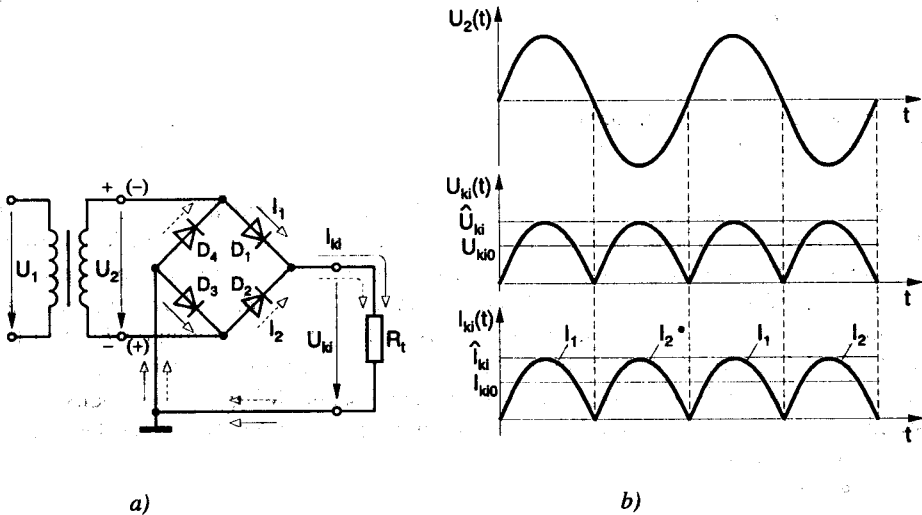
- A diódák maximális nyitóirányú árama (I_{Fmax}) nagyobb kell legyen, mint a terhelésen folyó áram csúcserőve.
- A diódák maximális záróirányú feszültsége (U_{Rmax}) nagyobb kell legyen mint a transzformátor teljes szekunder feszültsége. (Ha megvizsgáljuk a kapcsolást pozitív félperiódusok alatt, amikor a D_1 dióda vezet, megállapítható (a nem zárójelben lévő polaritások alapján), hogy a D_2 dióda $U_2 + U_{ki}$ értékű záró irányú feszültséget kap).

$$I_{Fmax} > \hat{I}_{ki} = \frac{\hat{U}_{ki}}{R_t}; \text{ és } U_{Rmax} > \hat{U}_2 + \hat{U}_{ki} = 2 \cdot \hat{U}_2$$

A középkevezetű kétutas egyenirányító kapcsolás hátránya a viszonylag drága, középkevezetű 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 11.6. ábrán láthatók.



11.6. ábra. Hídkapcsolású, kétutas egyenirányító
a) kapcsolása b) jellemző hullámformái

A transzformátor U_2 szekunder feszültségének pozitív félperiódusaiban a D_1 és D_3 dióda nyitó irányú feszültséget kap és a diódákon a jelzett irányban I_1 erősségű áram folyik. Negatív félperiódusokban a D_2 és D_4 dióda-pár vezet, létrehozva az I_2 áramot. Az R_1 terhelőellenálláson az I_1 és I_2 áram azonos irányban folyik; eredőjük az I_{ki} .

Az áramkör kimenetén kapott egyenirányított feszültség átlagértéke valamivel kisebb mint a középkivezetéses változatnál, mivel itt minden félperiódusban két diódán jön létre nyitó irányú feszültségésés ($\approx 1,4 + 1,8$ V). Elhanyagolva ezt a kicsi különbséget, a kapcsoláshoz tartozó jelalakok és összefüggések megegyeznek a középkivezetéses kétutas egyenirányítóknál megismertekkel.

Az egyenirányító diódák kiválasztásánál figyelembe kell venni, hogy a diódákra jutó maximális zárófeszültség értéke gyakorlatilag megegyezik a szekunder feszültség csúcserőrtékével, és a maximális nyitóirányú áram azonos a kimeneti áram csúcserőrtékével.

$$I_{F \max} > \hat{I}_{ki} = \frac{\hat{U}_{ki}}{R_1}; \text{ és } U_{R \max} > \hat{U}_2 - U_D \approx \hat{U}_2. \quad (U_D \approx 0,7 + 0,9 \text{ V})$$

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

11.4. Szűrőkörök

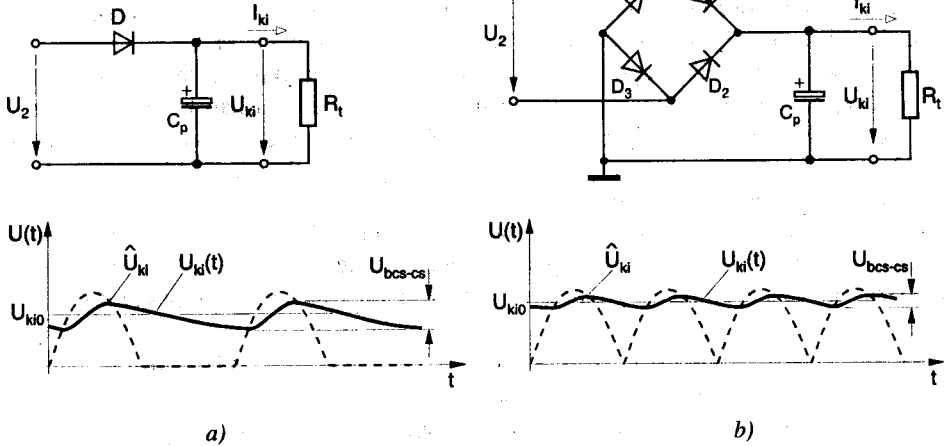
A bűgófeszültséget (U_b) nagymértékben csökkenthetjük *pufferkondenzátor* és *szűrők* alkalmazásával.

11.4.1. A bűgófeszültség csökkentése pufferkondenzátorral

A pufferkondenzátor tulajdonképpen egy nagy kapacitású elektrolit kondenzátor (*több száz, esetleg több tízezer μF*), amelyet az egyenirányító kimenetével párhuzamosan kapcsolunk. A pufferkondenzátor alkalmazásának hatását az egyutas és kétutas egyenirányító kapcsolások esetén a 11.7. 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 $U_2 > U_{ki}$ (ilyenkor a dióda anódpotenciálja magasabb, mint a katódjéé). Ez a szekunder feszültség pozitív csúcserőrtékéhez közeli pillanatokban történik meg. Ilyenkor a kondenzátor töltődik és a kimeneti feszültség növekszik. Ha a diódán nem folyik áram ($U_2 < U_{ki}$), a C_p pufferkondenzátor töltése az R_1 fogyasztón átfolyó áram következtében állandóan csökken.



11.7. ábra. Egyenirányító kapcsolások működése pufferkondenzátorral
 a) egyutas egyenirányító b) kétutas egyenirányító

Növekvő terhelőáram esetén a kimeneti feszültség átlagértéke csökken és a bűgófeszültség nő. A bűgófeszültség (csúcstól-csúsig):

- egyutas egyenirányítóknál: $U_{b\ cs-cs} \cong \frac{I_{ki}}{f \cdot C_p}$, (f - a hálózati váltakozó feszültség frekvenciája)
- kétutas egyenirányítóknál: $U_{b\ cs-cs} \cong \frac{I_{ki}}{2 \cdot f \cdot C_p}$.

Megállapítható, hogy a bűgófeszültség csökkenthető f , vagy C_p értékének növelésével. A pufferkondenzátoros megoldás csak kis terhelőáramok esetén nyújt kielégítő eredményt.

11.4.2. A bűgófeszültség csökkentése szűréssel

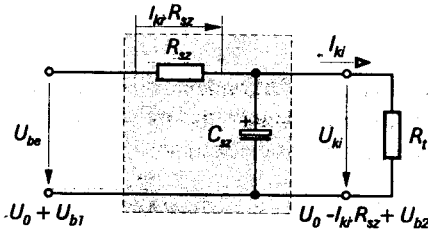
A bűgófeszültség csökkentésére alkalmas szűrőáramkör egy olyan feszültségosztó, amelynek az egyenáramú összetevőt kis mértékben, a váltakozó áramú összetevőt nagy mértékben kell leosztania. Ez az áramkör tulajdonképpen aluláteresztő szűrőnek tekinthető. A szűrők egyik legfontosabb jellemzője a *szűrés Q_{sz} jósága*, amely meghatározás szerint egyenlő a bemeneti és a kimeneti bűgófeszültség hányadosával:

$$Q_{sz} = \frac{U_{b\ be}}{U_{b\ ki}}$$

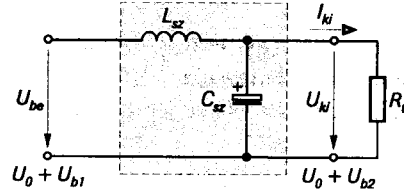
A továbbiakban RC - és LC -szűrőkkel fogunk foglalkozni.

RC-szűrő

A legegyszerűbb és legolcsóbb szűrőnek tekinthető kapcsolása a 11.8. ábrán látható. A megfelelő minőségű szűrés csak akkor biztosítható, ha a bűgófeszültség frekvenciáján a C_{sz} szűrőkondenzátor minél jobban lesöntöli az R_l terhelő ellenállást, és az R_{sz} szűrőellenállás értéke sokkal nagyobb a kondenzátor kapacitív reaktanciájánál.



11.8. ábra. RC-szűrő kapcsolása



11.9. ábra. LC-szűrő kapcsolása

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

A kapcsolás szűrésének jósága:

$$Q_{sz} = \frac{U_{b1}}{U_{b2}} = \frac{\sqrt{R_{sz}^2 + X_{C_{sz}}^2}}{X_{C_{sz}}} = \omega_b \cdot C_{sz} \cdot \sqrt{R_{sz}^2 + \left(\frac{1}{\omega_b \cdot C_{sz}}\right)^2} = \sqrt{\omega_b^2 \cdot R_{sz}^2 \cdot C_{sz}^2 + 1}.$$

Mivel általában $R_{sz}^2 \cdot \omega_b^2 \cdot C_{sz}^2 \gg 1$, következnek:

$$Q_{sz} \cong \omega_b \cdot R_{sz} \cdot C_{sz}.$$

A kapott összefüggésből megállapítható, hogy 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 11.9. ábrán látható. A megfelelő szűrés feltételei:

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

A szűrés jósága:

$$Q_{sz} = \frac{U_{b1}}{U_{b2}} = \frac{X_{L_{sz}} - X_{C_{sz}}}{X_{C_{sz}}} = \omega_b \cdot C_{sz} \cdot \left(\omega_b \cdot L_{sz} - \frac{1}{\omega_b \cdot C_{sz}} \right) = \omega_b^2 \cdot C_{sz} \cdot L_{sz} - 1.$$

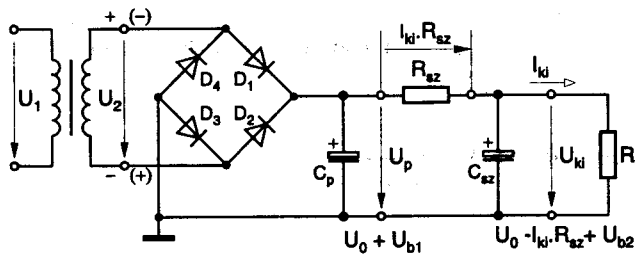
Mivel általában $\omega_b^2 \cdot C_{sz} \cdot L_{sz} \gg 1$, következnek:

$$Q_{sz} \cong \omega_b^2 \cdot C_{sz} \cdot L_{sz}.$$

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

☞ Számítási példa:

Méretezzünk egy hídkapcsolású kétutas egyenirányítóval, pufferkondenzátorral és RC-szűrőkörrel kivitelezett hálózati tápegységet (11.10. ábra). Határozzuk meg a C_{sz} , C_p szűrőkondenzátorok, az R_{sz} szűrőellenállás és az R_t terhelőellenállás értékét!



Adatok:

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

11.10. ábra. Hídkapcsolású kétutas egyenirányító pufferkondenzátorral és RC-szűrővel

Megoldás:

Kétutas egyenirányításnál:

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

A szűrőkondenzátor kapacitásának értéke:

$$C_p = 2 \cdot C_{sz}, \Rightarrow C_{sz} = 2 = \frac{1000 \mu\text{F}}{2} = \underline{\underline{500 \mu\text{F}}}$$

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

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

A kimeneti feszültség átlagértéke:

$$U_{ki} = U_p - I_{ki} \cdot R_{sz} = 24 \text{ V} - 0,1 \text{ A} \cdot 25,5 \Omega = 24 \text{ V} - 2,55 \text{ V} = \underline{\underline{21,45 \text{ V}}}$$

A terhelőellenállás értéke:

$$R_t = \frac{U_{ki}}{I_{ki}} = \frac{21,45 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = \underline{\underline{214,5 \Omega}}$$

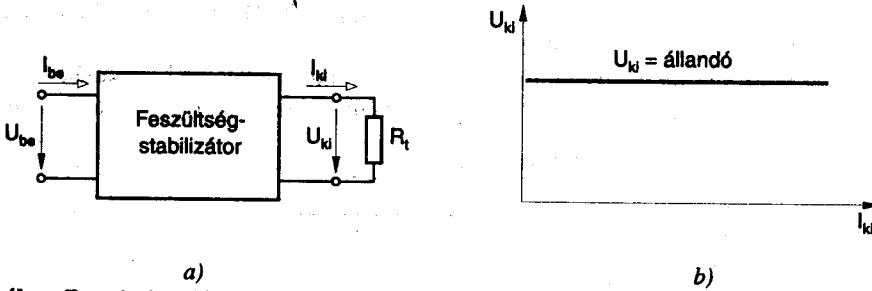
11.5. Lineáris egyenfeszültségű stabilizátorok

A *stabilizátorok* olyan négyfólusoknak 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.

11.5.1. Feszültségstabilizátorok

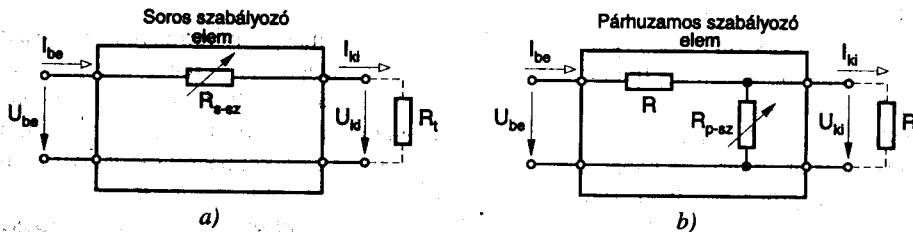
A feszültségstabilizátorok olyan áramkörök, amelyek feladata, hogy egy fogyasztó feszültségét állandó értéken tartsák a tápfeszültség, a terhelőáram és a környezeti hőmérséklet változása esetén. Az elektronikus áramkörök működtetéséhez általában elegendő 5-10 %-os pontosságú egyenfeszültség. A feszültségstabilizátor négyfólusként való ábrázolását és ideális áram-feszültség karakterisztikáját a 11.11. ábra szemlélteti.



11.11. ábra. Feszültségstabilizátor
a) ábrázolása négyfólusként 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 (11.12. ábra):

- Soros stabilizálási elv*; a szabályozó elem a terheléssel sorosan van kapcsolva.
- Párhuzamos stabilizálási elv*; a szabályozó elem a terheléssel párhuzamosan van kapcsolva.



11.12. ábra. Feszültségstabilizálási elvek
a) soros stabilizálás b) párhuzamos stabilizálás

A soros elvű feszültségstabilizátorokban a szabályozó elem (R_{s-sz}) – amely úgy viselkedik mint egy vezérelt változtatható ellenállás – sorosan kapcsolódik az R , 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-sz} értéke nő.

A párhuzamos elvű stabilizátoroknál a szabályozó elem (R_{p-sz}) 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 feszültségesezés. 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 stabilizálást 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 védelemmel rendelkeznek.

A feszültségstabilizátorok minőségi jellemzésére a következő adatokat használják:

- Bemeneti feszültségváltozásra vonatkoztatott stabilitási tényező ($Q_{S_{U_{be}}}$), és terhelőáram-változásra vonatkoztatott stabilitási tényező ($Q_{S_{I_{ki}}}$):

$$Q_{S_{U_{be}}} = \frac{\frac{\Delta U_{be}}{U_{be}}}{\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}}};$$

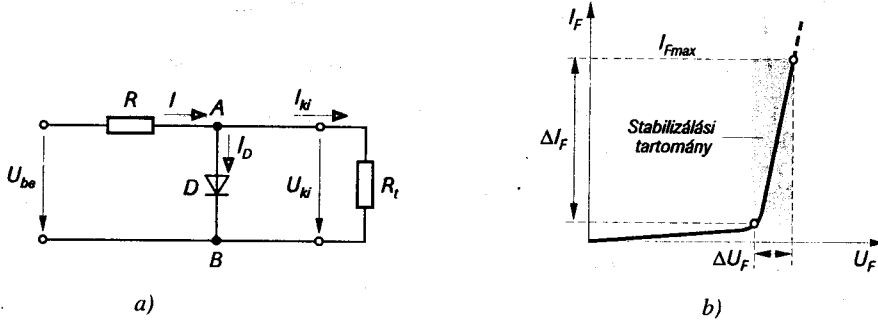
$$Q_{S_{I_{ki}}} = \frac{\frac{\Delta I_{ki}}{I_{ki}}}{\frac{\Delta U_{ki}}{U_{ki}}}.$$

Elemi feszültségstabilizátorok

Bármely feszültségstabilizátor működéséhez szükség van *referenciafeszültségre*, mivel csak így lehetséges a kimeneti feszültséggel való összehasonlítás. Az *elemi feszültségstabilizátorok* a legegyszerűbb feszültségstabilizálásra alkalmas kapcsolások, amelyek referenciafeszültségként is használhatók. Ezekben a *párhuzamos elvű stabilizátorokban* olyan félvezető diódákat alkalmaznak, amelyek dinamikus ellenállása a működési tartományukban kicsi.

Kis feszültségek (kb. $0,6 \div 2,5$ V) stabilizálására alkalmas a nyitóirányban előfeszített szilícium-alapú dióda, vagy tranzisztor bázis-emitter átmenete és a fénykibocsátó dióda. Nagyobb feszültségek (kb. $2,3$ V \div 250 V) stabilizálására alkalmas a *Zener-diódás stabilizátor*. A 11.13. ábra egy Si-diódás elemi stabilizátor kapcsolását és nyitóirányú karakterisztikáját mutatja. A kapcsolat kimeneti feszültsége az alkalmazott dióda nyitóirányú feszültségesezése függvényében $0,6 \div 0,9$ V között lehet. Az **A** és **B** pontok közé fénykibocsátó diódát (LED) kapcsolva, a stabil kimeneti feszültség értéke a LED típusától függően $1,5 \div 2,5$ V között van.

A diódák sorba kapcsolásával nagyobb stabilizált feszültségek is elérhetők (pl. három Si-dióda sorba kapcsolásával a stabil kimeneti feszültség értéke $\approx 2V$). A kapcsolás csak kis értékű terhelőáramok esetén biztosít megfelelő stabilizálást.



11.13. ábra. Elemi stabilizátor Si-diódával
 a) kapcsolása b) nyitóirányú karakterisztika

A Si-diódák vagy a tranzisztorok bázis-emitter átmenete nem igazán alkalmas referenciafeszültség-forrásnak, mivel a -2 mV/K hőmérsékleti együttható a $\approx 0,6 \text{ V}$ -hoz képest viszonylag nagy. Ez kompenzálható, ha $+2 \text{ mV/K}$ hőmérsékleti együtthatójú feszültséggel összegezzük.

Sokkal szélesebb feszültségtartományban használható a Zener-diódás elemi stabilizátor. Kapcsolását és karakterisztikáját a 11.14. ábra mutatja. A Zener-dióda α_Z hőfoktényezője a Zener-feszültség függvényében változtatja előjelét és értékét (lásd a 3.2. táblázatot). A kb. 5 V alatti Zener-feszültségű diódák hőfoktényezője negatív, az 5 V felettieké pedig pozitív. Nagyobb feszültségek stabilizálására megfelelően sorbakapcsolt (5 V alatti és 5 V feletti Zener-feszültségű) Zener-diódák felhasználásával hőkompenzált (kis hőfüggésű) elemi stabilizátort készíthetünk.

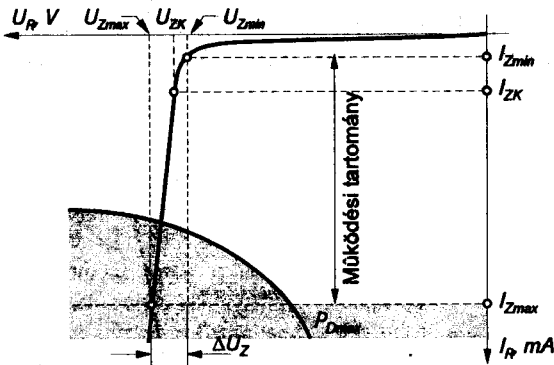
Az elemi stabilizátorok elvi méretezése azonos és gyakorlatilag az R munkapont-beállító ellenállás (előtét-ellenállás) megfelelő megválasztásából áll. A munkapont-beállítás megfelelő, ha a stabilizáló elem munkapontja a bemeneti feszültség és a terhelőáram szélsőséges értékeinél is a működési tartományban marad.

A munkapont-beállítást a leggyakrabban használt Zener-diódás elemi stabilizátor kapcsolásán vizsgáljuk meg (1.14. ábra). Amint az ábrán látható, az R_t fogyasztó feszültsége megegyezik a Zener-dióda feszültségével. Általános esetben a bemeneti feszültség és a kimeneti terhelőáram is változik. A Zener-diódán fellépő U_Z feszültséget megközelítő jelleggel a következő összefüggés írja le:

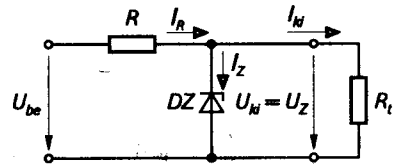
$$U_Z \cong U_{Zmin} + r_Z \cdot I_Z,$$

ahol $r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} = \frac{U_{Zmax} - U_{Zmin}}{I_{Zmax} - I_{Zmin}}$ a differenciális Zener-ellenállás.

Értéke nagymértékben függ a Zener-feszültség nagyságától; jellemző értékei ohmos, tíz-ohmos nagyságrendben vannak.



a)



b)

11.14. ábra. Zener-diódás elemi stabilizátor
a) jelleggörbéje b) kapcsolása

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:

$$U_{be\ max} \leq R \cdot (I_{ki\ min} + I_{Z\ max}) + U_{Z\ min} + r_Z \cdot I_{Z\ max}.$$

Az ellenállás minimális értéke:

$$R_{min} = \frac{U_{be\ max} - (U_{Z\ min} + r_Z \cdot I_{Z\ max})}{I_{ki\ min} + I_{Z\ max}} \cong \frac{U_{be\ max} - U_{ZK}}{I_{ki\ min} + I_{Z\ max}}.$$

- 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 ($I_Z > I_{Zmin}$).

$$U_{be\ min} \geq R \cdot (I_{ki\ max} + I_{Z\ min}) + U_{Z\ min} + r_Z \cdot I_{Z\ min}.$$

Az ellenállás maximális értéke:

$$R_{max} = \frac{U_{be\ min} - (U_{Z\ min} + r_Z \cdot I_{Z\ min})}{I_{ki\ max} + I_{Z\ min}} \cong \frac{U_{be\ min} - U_{ZK}}{I_{ki\ max} + I_{Z\ min}}.$$

Figyelembe kell venni a méretezés során, hogy nem léphetjük túl a dióda katalógusadataiban szereplő *maximális megengedhető teljesítményt* (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.

☛ Számítási példa:

Tervezzünk Zener-diódás feszültségstabilizátor kapcsolást egy olyan terhelés számára, amelynek áramfogyasztása $U_{ki} = 7,5 \text{ V}$ kimeneti feszültség esetén 5 mA és 15 mA között változik. Ismerjük, hogy a bemeneti feszültség ingadozása a névleges érték körül $+10\%$ és -15% .

A Zener-dióda adatai: • $U_{Zmin} = 7 \text{ V}$ $U_{ZK} = 7,5 \text{ V}$ $U_{Zmax} = 7,9 \text{ V}$
 • $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$ $I_{Zmax} = 100 \text{ mA}$ $r_Z = 7 \Omega$
 • $P_{dmax} = 1 \text{ W}$

Megoldás:

A stabilizátor kapcsolása megegyezik a 11.14. ábrán láthatóval. Megválasztjuk a bemeneti feszültség névleges értékét, amely a megfelelő feszültségtartalék miatt:

$$U_{be} = (1,5 + 2,5) \cdot U_{ZK} = 15 \text{ V.}$$

A bemeneti feszültség maximális és minimális értéke:

- $U_{be \max} = U_{be} + 0,1 \cdot U_{be} = 16,5 \text{ V,}$
- $U_{be \min} = U_{be} - 0,15 \cdot U_{be} = 12,75 \text{ V.}$

Megvizsgáljuk, hogy a dióda maximális záróáramát (I_{Zmax}) a maximális teljesítmény korlátozza-e:

$$I_{Z \max}^* = \frac{P_{d \max}}{U_{ZK}} = \frac{1 \text{ W}}{7,5 \text{ V}} \cong 133 \text{ mA} > I_{Z \max}.$$

Az előtét ellenállás határértékei:

$$R_{\min} = \frac{U_{be \max} - (U_{Z \min} + r_Z \cdot I_{Z \max})}{I_{ki \min} + I_{Z \max}} = \frac{16,5 \text{ V} - (7 \text{ V} + 7 \Omega \cdot 0,1 \text{ A})}{0,005 \text{ A} + 0,1 \text{ A}} \cong 84 \Omega;$$

$$R_{\max} = \frac{U_{be \min} - (U_{Z \min} + r_Z \cdot I_{Z \min})}{I_{ki \max} + I_{Z \min}} = \frac{12,75 \text{ V} - (7 \text{ V} + 7 \Omega \cdot 0,005 \text{ A})}{0,015 \text{ A} + 0,005 \text{ A}} \cong 285 \Omega.$$

Gyakorlati szempontból célszerű, ha az ellenállás értéke a két határérték közé esik:

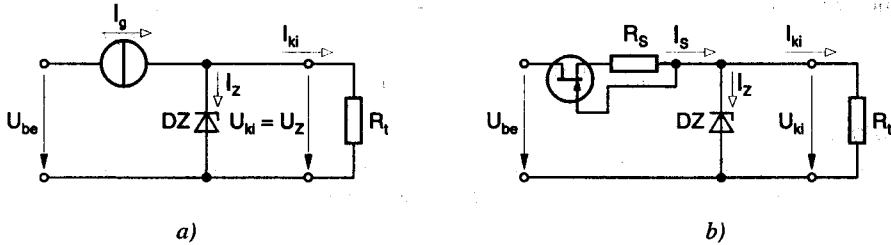
$$R = \frac{R_{\min} + R_{\max}}{2} = \frac{84 \Omega + 285 \Omega}{2} = 184,5 \Omega \approx \underline{\underline{200 \Omega}}.$$

A stabilizálás jóságát a bemeneti feszültségváltozás elnyomási tényezőjével jellemezhetjük:

$$S = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta U_Z}$$

Állandó terhelőellenállás esetén: $S = 1 + R \cdot \left(\frac{1}{r_Z} + \frac{1}{R_t} \right) \approx \frac{R}{r_Z + R_t}$ ($S \approx 10 \div 100$).

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 11.15. ábra ennek egy lehetséges megoldását szemlélteti FET-es áramgenerátor alkalmazásával. A Zener-diódán átfolyó áram megegyezik a FET beállított csatornaáramával.

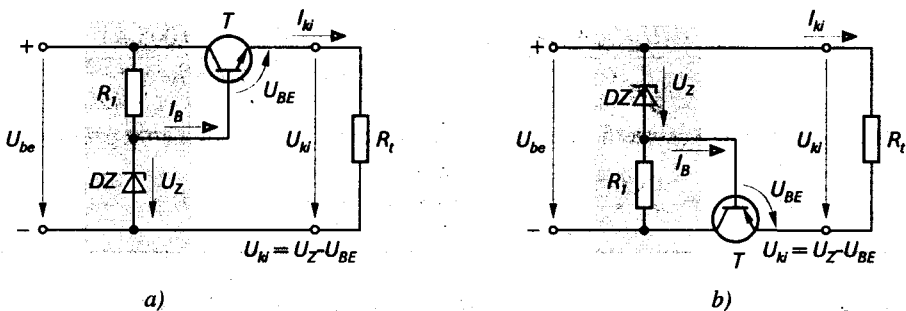


11.15. ábra. Zener-diódás elemi stabilizátor áramgenerátorral
a) elvi megoldás b) FET-es áramgenerátor alkalmazásával

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 11.16. ábra mutatja, NPN és PNP tranzisztoros kivitelben. A feszültségstabilizátor egy közös kollektoros (emitterkövető) alkapcsolásnak felel meg, amelynek az egyik munkapont-beállító eleme egy Zener-dióda, az emitter-ellenállás szerepét pedig az R_1 terhelő-ellenállás tölti be.



11.16. ábra. Feszültségstabilizálás emitterkövetővel
a) NPN tranzisztorral b) PNP tranzisztorral

Az R_1 ellenállás és a Zener-dióda elemi stabilizátort alkot. A T tranzisztor emitterkövető üzemmódban működik

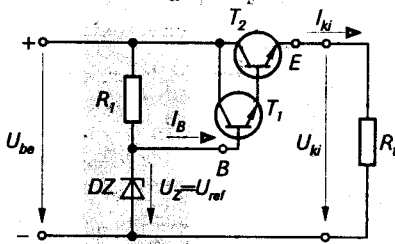
$$I_{ki} = I_E = \beta \cdot I_B, \text{ áramot és}$$

$$U_{ki} = U_Z - U_{BE} \text{ stabil feszültséget szolgáltat.}$$

A kapcsolás feszültségstabilizációs tényezője valamivel kisebb, mint az elemi stabilizátoré, mivel változó terhelőáramok esetén két jelenség lép fel:

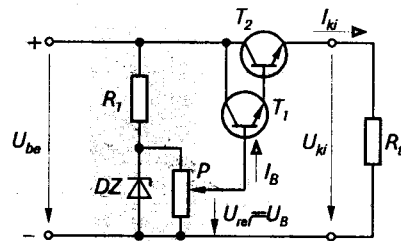
- a terhelőáram azonos az emitterárammal és megváltozása a bázis áram és a bázis-emitter feszültség megváltozását okozza. A bázisáram megváltozása változtatja az elemi stabilizátor terhelőáramát, a bázis-emitter feszültség megváltozása pedig a tranzisztor áteresztő-képességét befolyásolja. A két jelenség a kimeneti feszültség változását eredményezi.

Az elemi stabilizátor terhelőáramának változása elhanyagolhatóvá válik, Darlington-kapcsolású tranzisztorokat alkalmazásával (11.17.a. ábra). A stabilizátor kimeneti feszültségét szabályozhatóvá tehetjük a 11.17.b. ábrán látható kapcsolással. A Darlington-kapcsolású tranzisztorok bázisárama nem túl nagy terhelések esetén nagyon kicsi. A Zener-diódával párhuzamosan kapcsolt P potenciométer szabályozható bázisfeszültséget biztosít a T_1 tranzisztor számára.



$$U_{ki} = U_{ref} - U_{BE1} - U_{BE2}$$

a)



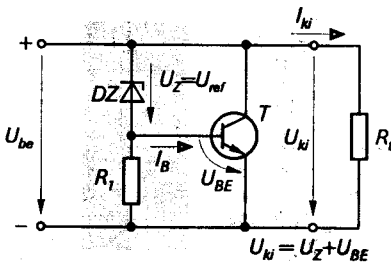
$$0 \leq U_{ki} \leq U_{ref} - U_{BE1} - U_{BE2}$$

b)

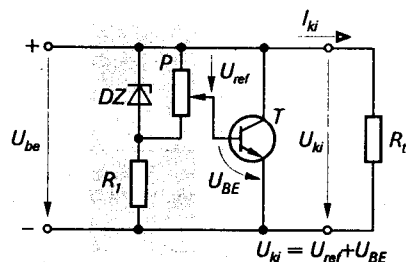
11.17. ábra. Feszültségstabilizátor Darlington-kapcsolású tranzisztorokkal
a) állandó kimeneti feszültségű b) szabályozható kimenetű feszültségű

A stabilizálási tényező növelhető a 11.15.b. ábrán szemléltetett kapcsolás felhasználásával, ahol a Zener-dióda munkapontját áramgenerátorral állítjuk be.

Párhuzamos áteresztő tranzisztoros stabilizátor kapcsolását a 11.18. ábra mutatja fix- és változtatható kimeneti feszültséggel.



a)



b)

11.18. ábra. Párhuzamos elvű feszültségstabilizátor
a) fix kimeneti feszültségű b) szabályozható kimenetű feszültségű

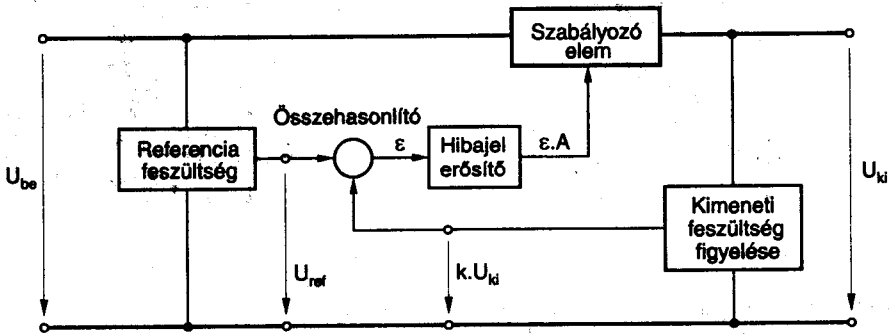
Ha a szükséges terhelőáram nagyobb, mint 500 mA, célszerű a Darlington-kapcsolású tranzisztorok alkalmazása, amelyek megnövelik a maximális terhelőáram nagyságát.

Visszacsatolt feszültségstabilizátorok

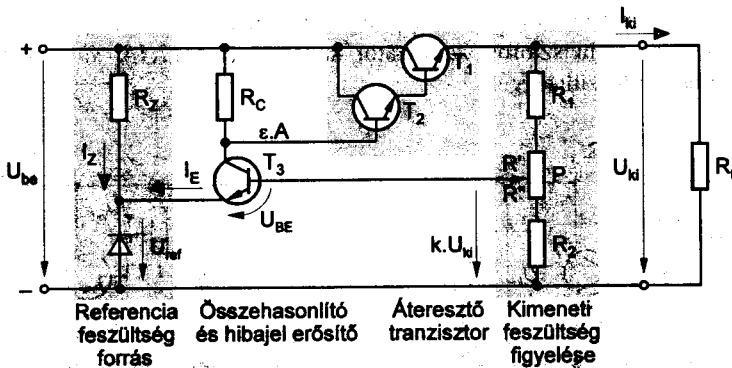
Az előzőekben megismert feszültségstabilizátorok kimeneti feszültségének megváltozása esetén nincs mód a megváltozás érzékelésére és a szükséges korrekció biztosítására.

A visszacsatolt feszültségstabilizátor *automata szabályozórendszernek* tekinthető, amelynél a *szabályozott jellemzőt (a kimeneti feszültséget)* folyamatosan figyeljük (mérjük), egy másik jellel (*a referenciafeszültséggel*) összehasonlítjuk, és ennek az összehasonlításnak az eredményétől függően az eltérés értelmében a *szabályozó elem* áteresztőképességét befolyásoljuk.

A visszacsatolt feszültségstabilizátor elvi felépítését a 11.19. 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 $\varepsilon = k \cdot U_{ki} - U_{ref}$ *hibajel* megfelelő erősítés után, vezéri a soros szabályozóelemet, amíg a hibajel meg nem szűnik. Tehát a megfelelően felerősített hibajel ($\varepsilon \cdot A$) olyan irányban és mértékben módosítja a szabályozó elem munkapontját, hogy a kimeneti feszültség az eredeti érték felé közeledjen.



11.19. ábra. Visszacsatolt soros feszültségstabilizátor elvi felépítése



11.20. ábra. Visszacsatolt soros feszültségstabilizátor kapcsolási rajza

Egyszerű visszacsatolt feszültségstabilizátor kapcsolási rajzát mutatja a 11.20. 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 összehasonlító és hibajel-erősítő elemként működő T_3 tranzisztort a $k \cdot U_{ki}$ és az U_{ref} feszültségek különbsége, tehát az ε *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 potenciométerrel lehet beállítani. A visszacsatoló feszültség nagysága, felhasználva az ábra jelöléseit:

$$k \cdot U_{ki} = \frac{R_2 + R''}{R_1 + R_2 + R' + R''} \cdot U_{ki}.$$

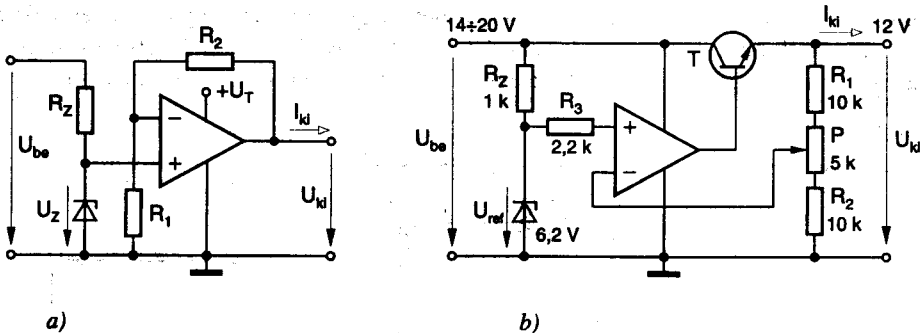
Mivel $k \cdot U_{ki} = U_{ref} + U_{BE}$, megkapjuk a stabilizált kimeneti feszültség összefüggését:

$$U_{ki} = (U_{ref} + U_{BE}) \cdot \frac{R_1 + R_2 + R' + R''}{R_2 + R''} = \frac{U_{ref} + U_{BE}}{k}.$$

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 mindaddig 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 11.21. ábra műveleti erősítő feszültségstabilizátorok kapcsolási rajzát mutatja.



11.21. ábra. Feszültségstabilizátorok műveleti erősítővel
a) referenciafeszültség-forrás b) visszacsatolt feszültségstabilizátor ($U_{ki} > U_{ref}$)

A 11.21.a. ábra kapcsolása kis terhelhetőségű (kb. 10 mA) feszültségstabilizátort mutat. Az invertáló alapkapsolásban 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.

A 11.21.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 feszültségosztó biztosít. A műveleti erősítő végzi a feszültségek összehasonlítását, a hibajel erősítését és a T tranzisztor megfelelő vezérlését. A P potencióméter lehetőséget ad a kimeneti feszültség változtatására a $12 \text{ V} \pm 20 \%$ tartományban. A maximális terhelőáram Darlington-kapcsolású tranzisztorok alkalmazásával növelhető.

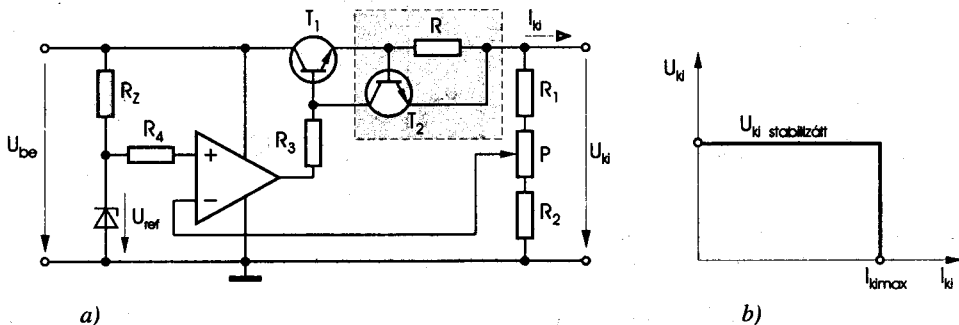
Stabilizátorok túláramvédelme

A soros stabilizátorok működése során véletlenszerűen fellépő túlterhelés vagy rövidzárlat általában az áramkör meghibásodásához vezet. Ennek megakadályozására a stabilizátorokat **túláramvédelemmel**, vagy **rövidzár elleni védelemmel** látják el. A rövidzárvédelem nagyon gyors működést 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 eléri egy beállított maximális értéket, egy áramkör lezárja az áteresztő tranzisztort 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 11.22. ábra mutatja.



11.22. ábra. Stabilizátorok áramkorlátozó túláramvédelme
a) elvi kapcsolási rajz b) kimeneti jelleggörbe

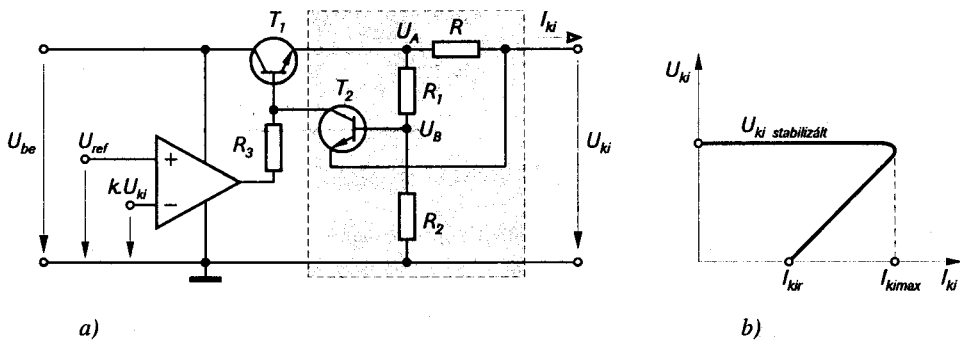
Abban az esetben, ha a terhelőáram eléri a maximális $I_{ki \max}$ értéket, a feszültségesés az R ellenálláson eléri az $U_{BE} = R \cdot I_{ki \max} \approx 0,65 \text{ V}$ kritikus értéket, amelynél a T_2 tranzisztor vezetni kezd.

A nyitott tranzisztor kis értékű kollektor-emitter ellenállása közel rövidzárja 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:

$$R \cong \frac{0,65 \text{ V}}{I_{ki \max}} \quad (\text{pl. ha } I_{ki \max} = 0,65 \text{ A, kapjuk } R \cong \frac{0,65 \text{ V}}{0,65 \text{ A}} = \underline{1 \Omega}.)$$

Visszahajló határolási karakterisztikájú 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 karakterisztikájú túláramvédelem jön létre, amit a 11.23. ábrán látható kapcsolás és kimeneti jelleggörbe szemléltet.



11.23. ábra. Stabilizátorok visszahajló karakterisztikájú túláramvédelme
a) elvi kapcsolási rajz b) kimeneti jelleggörbe

A védő áramkör elemei a T_2 tranzisztor, a munkapontját beállító R_1 , R_2 ellenállás és az R terhelőáram figyelő ellenállás. Rövidzár esetén a T_2 tranzisztor nyit, bizonyos mértékben leszöntöli a T_1 áteresztő tranzisztor, 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:

$$U_{BE_2} = U_B - U_{ki} = \frac{R_2 \cdot R}{R_1 + R_2} \cdot I_{ki} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{ki}.$$

Az előbbi összefüggés felhasználásával felírható a stabilizátor $I_{ki \max}$ maximális kimeneti árama, feltételezve, hogy $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$:

$$I_{ki \max} = \frac{R_1}{R_2 \cdot R} \cdot U_{ki} + \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R} \cdot 0,65.$$

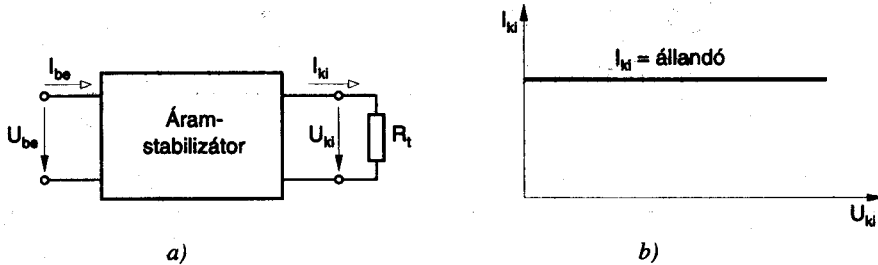
Hasonló módon kapjuk az I_{kir} rövidzárási kimeneti áram értékét, ha $U_{ki} = 0$:

$$I_{kir} = \frac{R_1 + R_2}{R_2 \cdot R} \cdot 0,65.$$

A két áram összefüggését összehasonlítva megállapítható, hogy $I_{kir} < I_{kimax}$, tehát a kimeneti karakterisztika a 11.23.b. ábrán látható visszahajló formájú. A védelem nem működik tovább és helyreáll az eredeti állapot, ha a stabilizátor túlterhelése megszűnik.

11.5.2. Áramstabilizátorok

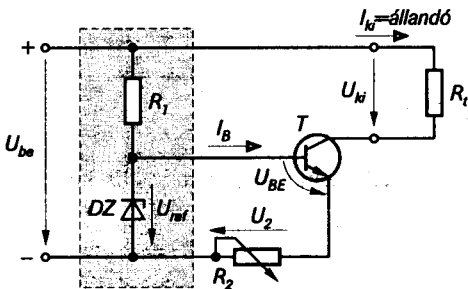
Az áramstabilizátorok négypólus típusú elektronikus áramkörök, amelyek feladata, hogy egy adott terhelésen átfolyó áramot a bemeneti feszültségtől, a terhelő ellenállás nagyságától és a környezeti hőmérséklet változásától függetlenül állandó értéken tartson. Az áramstabilizátorok négypólusként való ábrázolását és ideális kimeneti karakterisztikáját a 11.24. ábra szemlélteti.



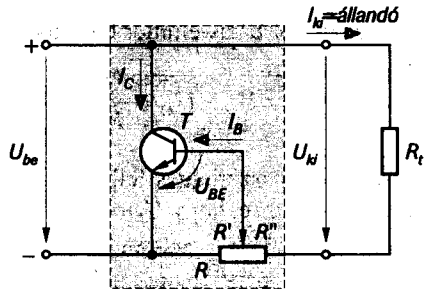
11.24. ábra. Áramstabilizátor
a) ábrázolása négypólusként b) ideális karakterisztika

Kisteljesítményű áramgenerátor kapcsolásokkal a műveleti erősítők részáramköréinél már megismerkedtünk. Ezek a kapcsolások nagyobb teljesítményű tranzisztorok alkalmazásával jól felhasználhatók áramstabilizátorként.

Az áramstabilizátorok hasonlóan a feszültségstabilizátorokhoz kivitelezhetők soros és párhuzamos elvű változatban az áteresztő elem elhelyezésének függvényében. A 11.25. ábra soros áramstabilizátor (állandó áramú áramforrás) kapcsolási rajzát mutatja.



11.25. ábra. Soros áramstabilizátor



11.26. 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 vezérli a T tranzisztor bázis-emitter átmenetét.

$$U_{BE} = U_{ref} - U_2.$$

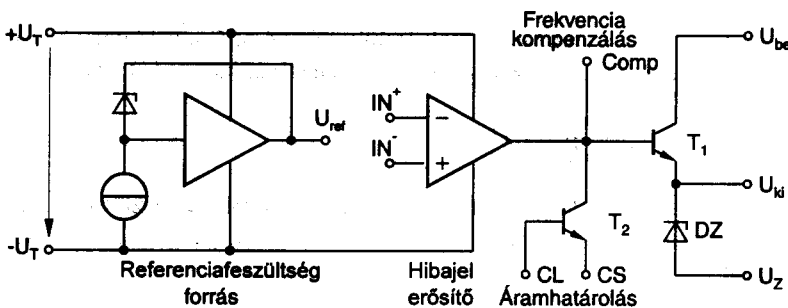
A vezérlő különbségi jel a tranzisztor munkapontját mindig úgy állítja be, hogy a terhelésen folyó áram állandó értékű legyen. Ha pl. a terhelőellenállás csökken a kimeneti áram növekvő tendenciát mutat, ennek hatására nő az U_2 feszültség és csökken a tranzisztor nyitófeszültsége mindaddig, amíg a kimeneti áram az eredeti értékre áll vissza. Az R_2 változtatható ellenállással állítható be a kimeneti áram értéke.

A 11.26. ábra párhuzamos, áramstabilizátor kapcsolási rajzát mutatja. A T tranzisztor kollektor-emitter ellenállása párhuzamosan csatlakozik az R_1 terhelésre. Munkapontját és a rajta átfolyó I_C áramot az R potenciométer állítja be a kívánt értékre. A potenciométeren 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 áramérték visszaáll.

11. 5.3. 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 áramkörös technológiával könnyen, olcsón kivitelezhetők magasabb minőségi jellemzőkkel.

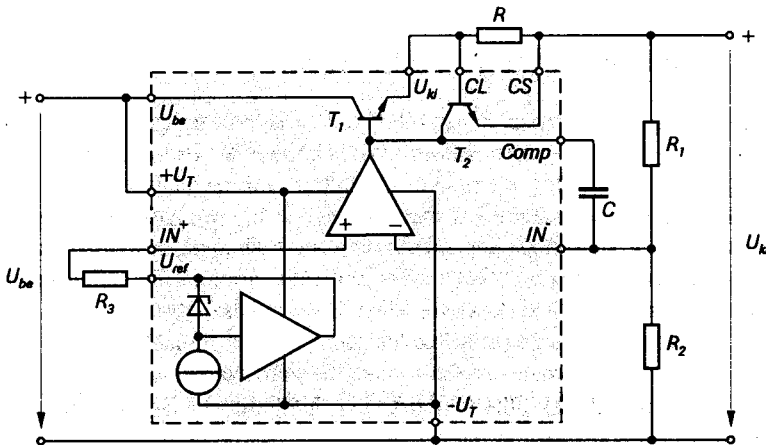
Az első generációs integrált feszültségstabilizáló áramkörök jellegzetessége, hogy minden belső áramköri egység bemenete és kimenete a felhasználó számára hozzáférhető (ki van vezetve az integrált áramkör csatlakozásaihoz). Ezek a típusok kisteljesítményű, több mint három kivezetésű tokozásban kerülnek forgalmazásra. Jellegzetes, sokoldalúan felhasználható alaptípusnak tekinthető a μA 723 integrált stabilizátor áramkör. Vázlatos áramköri felépítését a 11.27. ábra mutatja.



11.27. ábra. A μA 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 feszültségosztó alkalmazásával. A maximális áram az U_{ref} csatlakozáson 15 mA lehet, az U_2 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, ami a hibajel erősítő begerjedését akadályozza meg. Az áramkör belső egységeinek kivezetése nagyon széles alkalmazási lehetőségeket biztosít a felhasználó számára. A következőkben megismerkedünk a feszültségstabilizátor néhány jellemző alkalmazásával.

A 11.28. ábrán látható egyszerű kapcsolás a referenciafeszültségnél nagyobb, a 11.29. ábrán látható kapcsolás a referenciafeszültségnél kisebb stabilizált és rövidzárvédett kimeneti feszültségek elérését teszi lehetővé a $2 \text{ V} \div 37 \text{ V}$ tartományban. Ezek az áramkörök maximális terhelőárama, amelyet az R ellenállás értéke korlátoz, $I_{ki\max} = 150 \text{ mA}$.



11.28. ábra. Feszültségstabilizátor $\mu\text{A} 723$ típusú IC felhasználásával ($U_{ki} > U_{ref}$)

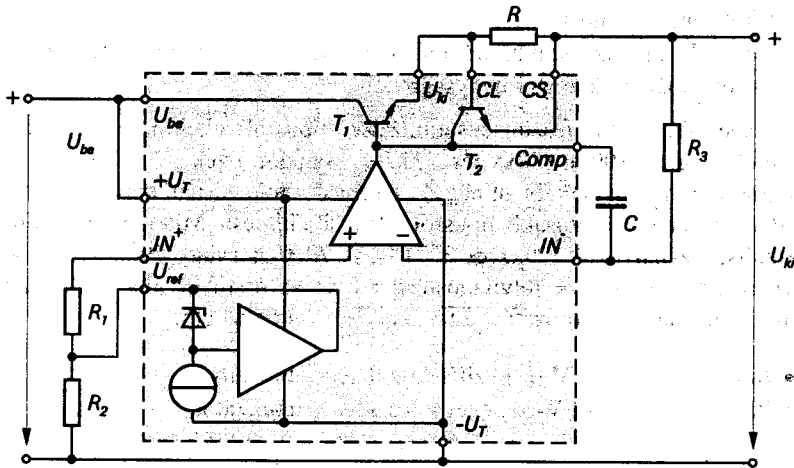
Az R ellenállás nem védi a stabilizátort, csak áramkorlátozó túláramvédelmet biztosít. Értéke a túláramvédelemnél megismert összefüggés felhasználásával határozható meg:

$$R = \frac{U_{BE}}{I_{ki\max}} = \frac{0,65 \text{ V}}{0,15 \text{ mA}} = \underline{4,33 \Omega}.$$

A feszültségosztó 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:

$$\frac{U_{ki}}{U_{ref}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (\text{a 11.28. ábra esetén, ahol } U_{ki} = 7 \div 37 \text{ V})$$

$$\frac{U_{ki}}{U_{ref}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{a 11.29. ábra esetén, ahol } U_{ki} = 2 \div 7 \text{ V});$$



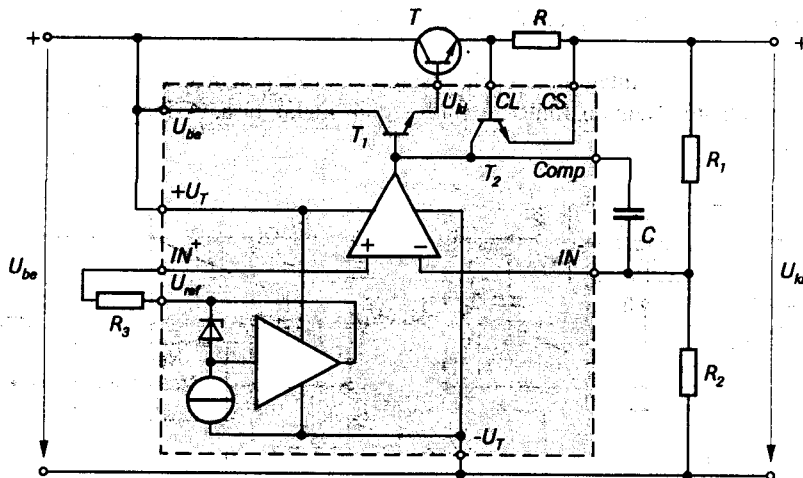
11.29. ábra: Feszültségstabilizátor $\mu\text{A 723}$ típusú IC felhasználásával ($U_{ki} < U_{ref}$)

☞ Számítási példa:

- Ha $U_{ki} = 5 \text{ V}$, akkor $R_1 = 2,15 \text{ k}\Omega$ és $R_2 = 4,88 \text{ k}\Omega$.
- Ha $U_{ki} = 15 \text{ V}$, akkor $R_1 = 7,87 \text{ k}\Omega$ és $R_2 = 7,15 \text{ k}\Omega$.

Az R_3 ellenállás értéke:
$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

A 11.30. ábra külső teljesítménytranszisztor 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.



11.30. ábra. A kimeneti áram növelése külső, nagyáramú tranziszttal

A második generációs integrált feszültségstabilizátorok az első generációs típusokhoz viszonyítva több előnyös tulajdonsággal rendelkeznek, amelyek a következők:

- beépített túláramvédelem;
- beépített frekvencia kompenzálás;
- az alkalmazásokban maximum három külső diszkrét elem beépítését igénylik;
- maximális terhelőáramuk amper nagyságrendű.

Néhány speciális célú feszültségstabilizátor típustól eltekintve két fő csoportot különböztetünk meg: a 7800-as (78xx) és a 317-es családot. Ezek a $5 \div 100$ W teljesítményű integrált áramkörök három (ritkábban négy) kivezetéses tokozásban kerülnek forgalmazásra. A 11.1. táblázat néhány fontosabb típusról nyújt áttekintést. Mindkét sorozatban vannak negatív feszültségszabályozók (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:

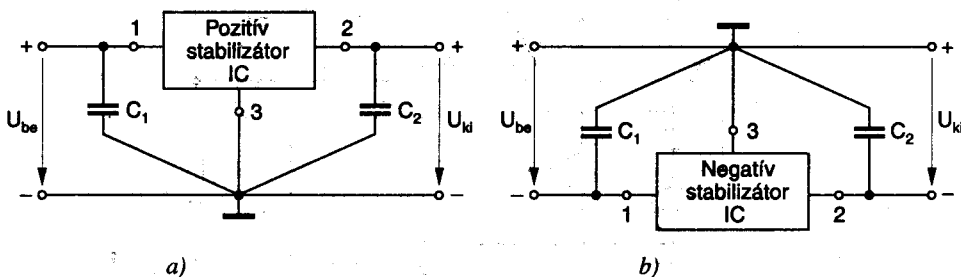
- 7805 + 5 V-os pozitív feszültségstabilizátor;
- 7912 - 12 V-os negatív feszültségstabilizátor.

Típus	Kimeneti feszültség (U_{ki})	Kimenő áram (I_{kmax})	Feszültségvesztés I_{kmax} esetén	Megjegyzés
7800-as család				
7800	5; 6; 8; 10; 12; 15; 18; 24 V	1 A	2 V	3 kivezetés
78 G	* $5 \div 30$ V	1 A	2,5 V	4 kivezetés
7900	- 5 \div - 24 V	1 A	1,1 V	3 kivezetés
79 G	*- 2,2 \div - 24 V	1 A	1,1 V	4 kivezetés
317-es család				
317	* $1,2 \div 37$ V	1,5 A	2,3 V	3 kivezetés
317 HV	* $1,2 \div 57$ V	1,5 A	2,3 V	3 kivezetés
337	*- 1,2 \div - 37 V	1,5 A	2,3 V	3 kivezetés
337 HV	*- 1,2 \div - 47 V	1,5 A	2,3 V	3 kivezetés

* A kimeneti feszültség a megadott tartományon belül állítható

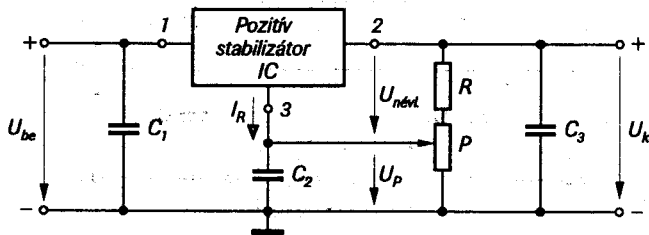
11.1. táblázat. Integrált feszültségszabályozók jellemző adatai

A háromkivezetéses integrált feszültségstabilizátorok jellemző áramköri alkalmazása a 11.31. ábrán látható. Nagyon fontos a földvezeték kialakítása. A megfelelő elrendezés az ábrán látható.



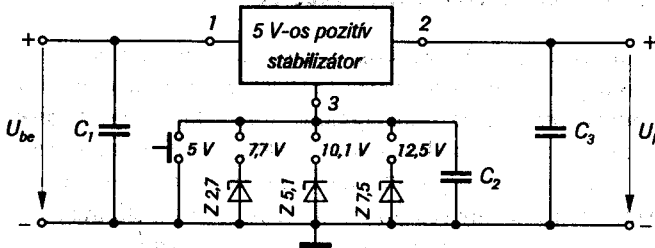
11.31. ábra. Fix kimeneti feszültségű stabilizátorok alapkioscsolása
a) pozitív feszültségstabilizátorok b) negatív feszültségstabilizátorok

A fix kimeneti feszültségű stabilizátorok felhasználásával változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor is készíthető, ha a kimenet és bemenet számára közös kivezetés (3) potenciálját megemeljük (11.32. 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 $4 \div 8$ mA nagyságú I_R nyugalmi árama ebben az esetben nem hagyható figyelmen kívül. Ennek következtében egy stabil működéshez legalább 30 mA nagyságú áram szükséges a P potenciométeren.



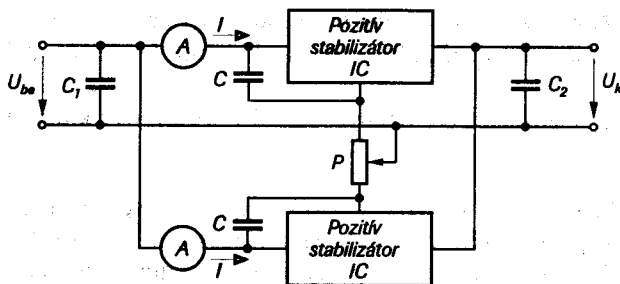
11.32. ábra. Folyamatosan változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor

Sokkal előnyösebb a 11. 33. ábrán látható kapcsolás, amelyben a kimeneti feszültség ugyan folyamatosan nem szabályozható, de a Zener-dióda megfelelő megválasztásával széles határok között változtatható.



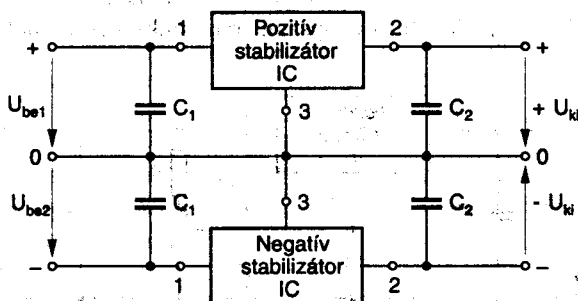
11.33. ábra. Változtatható kimeneti feszültségű stabilizátor

Általában a feszültségstabilizátorok nem kapcsolhatók párhuzamosan, mivel referencia-feszültségeik nem egyeznek meg tökéletesen és nagy terhelőáram-különbségek keletkeznének.



11.34. ábra. Stabilizátorok párhuzamos kapcsolása

Párhuzamos kapcsolásuk csak nagyon igényes párosítás esetén, vagy a 11.34. ábrán látható potenciométeres szimmetrizálás megvalósításával lehetséges. A C kondenzátor az integrált stabilizátor gerjedésének elnyomására szükségesek. A kapcsolás szimmetrizálása a P potenciométerrel valósítható meg úgy, hogy a két árammérő azonos I áramot jelezzon.



11.35. ábra. Kettős, stabilizált feszültségforrás

A 11.35 ábra kettős stabilizált feszültségforrás kapcsolási rajzát mutatja fix kimeneti feszültségű integrált stabilizátorok felhasználásával.

11.6. 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 szükségessé. Az áteresztő tranzisztor vesztesége jelentősen csökken, ha a folyamatosan szabályozott tranzisztort kapcsoló üzemmódban vezéreljük. A hő formájában leadott teljesítmény ($U_{CE}I_C$) minimális, ha a vezető tranzisztor nagy árammal vezet minimális feszültségű mellett és a lezárt tranzisztoron minimális áram folyik keresztül nagy feszültségű mellett.

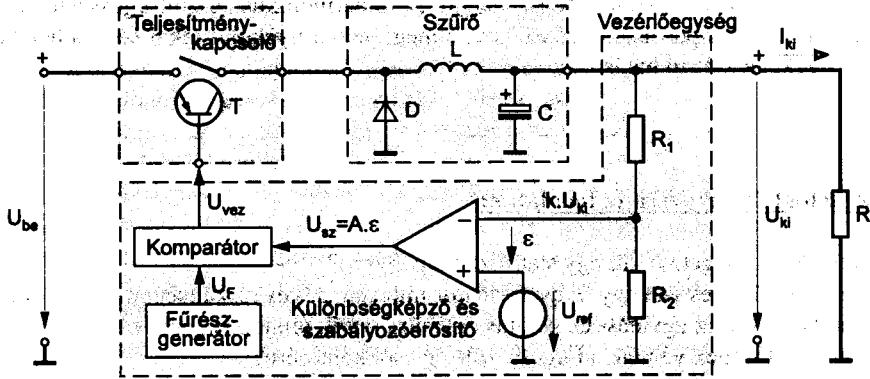
A kapcsoló üzemű stabilizátorok hatásfoka sokkal nagyobb mint az eddig ismertetett lineáris stabilizátoroké. Az elérhető $\eta = P_{leadott}/P_{felvett}$ hatásfok többnyire 90 % felett van. Elvi felépítését a 11.36. ábra szemlélteti. A kapcsoló üzemű stabilizátor felépítés szempontjából három fő részből áll:

- **Teljesítménykapcsoló:** általában egy tranzisztor vagy egy tirisztor.
- **Szűrő:** aluláteresztő karakterisztikája 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 négyzet alakú feszültségimpulzusokat kapunk, amelyek amplitúdója közelítően megegyezik a bemeneti feszültség amplitúdójával.

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.

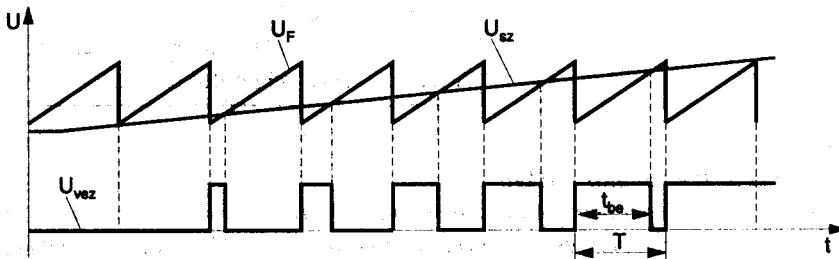


11.36. ábra. Kapcsolóüzemű stabilizátor tömbvázlata

A kapcsolóüzemű stabilizátor legfontosabb és legbonyolultabb felépítésű egysége a vezérlőegység. A kapcsolójel előállítását két modul végzi: a referenciasfeszültséggel ellátott szabályozó és az *impulzusszélesség-modulátor*.

A felerősített hibajel ($U_{sz} = \varepsilon \cdot A$) az eddigiek során már megismert áramköri egységek állítják elő, amelyek a következők: a referenciasfeszültség-forrás, a kimeneti feszültségfigyelő áramkör, a különbségképző és erősítő áramkör.

Az impulzusszélesség-modulátor fűrészgenerátorból és komparátorból (összehasonlító-ból) áll. A komparátor által bekapcsolt teljesítménykapcsoló vezetési ideje, a hibajel előjelétől és nagyságától függően változik. A 11.37. ábra az impulzusszélesség-modulátor működését jellemző feszültségek hullámformáit mutatja, amikor az U_{sz} felerősített hibajel az alsó határolási értéktől a felsőig változik.



11.37. ábra. Impulzusszélesség-modulátor működése

A p kitöltési tényező egyenesen arányos U_{sz} -szel:

$$p = \frac{t_{be}}{T} = \frac{U_{sz}}{\hat{U}_F}$$

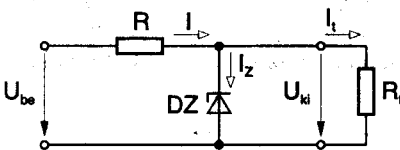
A kimeneti feszültség csökkenése esetén a kimeneti impulzussorozat szélessége vagy kitöltési tényezője (tehát a kapcsoló vezetési ideje) növekszik, ellenkező esetben a kimeneti impulzussorozat szélessége csökken.

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 részekből áll egy stabilizált tápegység?
2. Milyen összefüggés van egy transzformátor impedancia- és feszültségáttetele között?
3. Hasonlítsa össze az egyutas- és kétutas egyenirányítók tulajdonságait!
4. Milyen lehetőségek vannak a bűgófeszültség csökkentésére?
5. Miért használnak általában soros elvű feszültségstabilizátorokat 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 áramstabilizátornak is?
9. Milyen előnyei és hátrányai vannak a kapcsoló üzemű stabilizátoroknak a lineáris szabályozású stabilizátorokhoz viszonyítva?

10. Zener-diódás elemi stabilizátor számítása (11.38. ábra)!



11.38. ábra.

Adatok:

$U_Z = 6 \text{ V}; \quad I_t = 7 \text{ mA}.$

Karakterisztika alapján a dióda működési tartománya: $I_Z = 1,5 + 15 \text{ mA}.$

A stabilizátor bemenetére kapcsolt feszültség névleges értéke: $U_{be} = 10 \text{ V}.$

A dióda belső ellenállása: $r_d = 10 \Omega.$

A letörési feszültség hőfokfüggése: $\alpha = + 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}.$

Feladatok:

- a) Számítsa ki az R ellenállás értékét!
- b) Határozza meg, milyen bemeneti feszültség-tartományban működik a stabilizátor!
- c) Határozza meg a kimeneti feszültség relatív megváltozását (%-ban), ha a munkapontban $U_{ki} = U_Z = 6 \text{ V}!$
- d) Határozza meg a feszültségstabilizálási tényezőt!
- e) Határozza meg a kimeneti feszültség változását, ha a hőfokváltozás $\Delta T = 20 \text{ }^\circ\text{C}!$

12. Oszcillátorok

12.1. Az oszcillátor működési elve és felépítése

Az *oszcillátorok* vagy *rezgéskeltők* olyan elektronikus áramkörök, amelyek egyenáramú tápenergiát 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 áramköröket *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:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

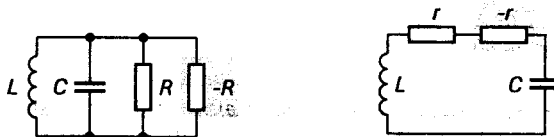
A rezgőkör energiataralma a veszteségek következtében folyamatosan csökken. A rezgések fenntartása (vagyis csillapítatlan rezgések előállítása) csak úgy lehetséges ha a rezgőkör egy aktív elektronikus elem áramkörébe kerül, amely képes a veszteségek kompenzálására. Ennek megfelelően a csillapítatlan, szinuszos jellegű elektromos rezgések előállítására két módszer ismeretes:

1. *negatív ellenállású karakterisztika-szakasszal rendelkező elem* alkalmazásával;
2. *pozitív visszacsatolással ellátott erősítő* felhasználásával.

12.2. Negatív ellenállást felhasználó oszcillátorok

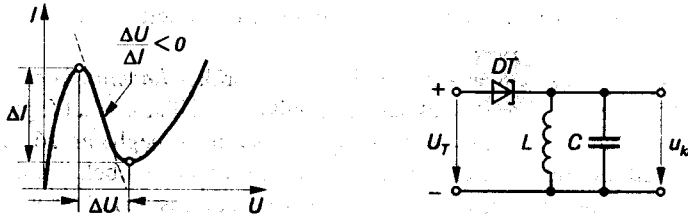
A negatív ellenállást felhasználó oszcillátorokat nevezik még *belső visszacsatolással rendelkező oszcillátoroknak* is. Egyes félvezető elemeknél – mint az *alagút dióda* vagy az *egyátmenetű tranzisztor* – a negatív, dinamikus ellenállás jelenlétét az $I = f(U)$ karakterisztika tükrözi (lásd a 12.2. és 12.3. ábrát).

A negatív ellenállású szakasz felhasználható egy rezgőkör veszteségeinek a kiegyenlítésére. A rezgőkör veszteségei tehát kompenzálhatók, ha vele *párhuzamosan* vagy *sorosan* kapcsolunk, egy a veszteségi ellenállással megegyező értékű *negatív ellenállást* (12.1. ábra). Az ily módon kiegészített rezgő-rendszer csillapítatlan rezgéseket fog szolgáltatni.



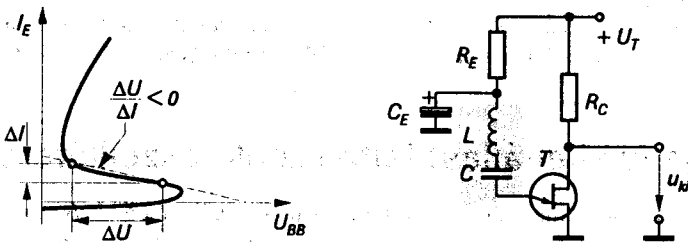
12.1. ábra. Oszcillátor elvi felépítése negatív ellenállással

Az alagút dióda esetében a $\frac{\Delta U}{\Delta I}$ negatív dinamikusan ellenállást kis értékű ΔU feszültségváltozás hozza létre. A keletkező rezgések amplitúdójának határolására az LC rezgőkört a dióddal párhuzamosan kapcsoljuk a váltakozó áramú helyettesítő képben (12.2. ábra). Az alagút dióda csak igen magas frekvencián működik megfelelően, ezért a felhasználásával készített oszcillátor csak magas frekvenciatartományban ($f > 1$ GHz) működtethető.



12.2. ábra. Alagút diódás, negatív ellenállást felhasználó oszcillátor

Az egyátmenetű tranzisztor (UJT) esetén a negatív dinamikusan ellenállás kis értékű (ΔI) áramváltozások esetén jön létre. Ezért a keletkező áram-rezgések amplitúdójának a határolása a tranzisztor bemeneti körével sorosan kapcsolt, soros rezgőkörrel valósítható meg (11.23. ábra).



12.3. ábra. Egyátmenetű tranzisztoros, negatív ellenállást felhasználó oszcillátor

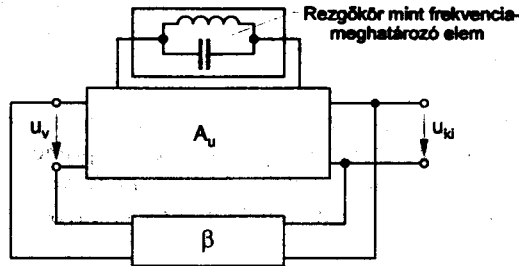
12.3. Visszacsatolt oszcillátorok

Pozitív visszacsatolás esetén egy erősítő eredő erősítése növekszik a visszacsatolásmentes állapothoz képest (11.24. 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.



12.4. ábra. Visszacsatolt oszcillátor elvi felépítése

Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy a visszacsatolt erősítő a $\beta \cdot A_u = 1$ érték elérésekor 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 (*bejerjed*), 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 leállításához, a $\beta \cdot A_u > 1$ eset pedig végtelen nagy amplitúdónövekedéshez vezet. Állandó amplitúdójú kimeneti jelet úgy tudunk biztosítani, hogy ha a hurokerősítést meghatározó két tényező (β 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 jelenléte

$$\beta \cdot A_u > 0;$$

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 (az 1.24. ábrán szemléltetett esetben egy *LC* rezgőkör). A frekvencia-meghatározó elem felépítése szerint a szinuszos oszcillátorok lehetnek:

- *LC*, *RC* és *kvarc* oszcillátorok.

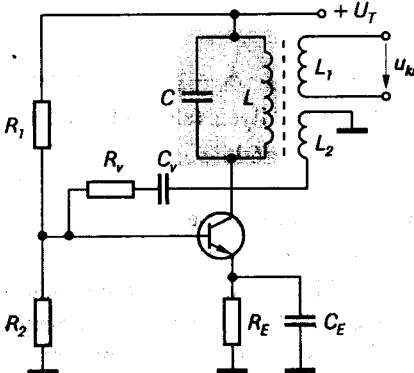
12.3.1. LC oszcillátorok

Az *LC* oszcillátorok frekvencia-meghatározó eleme egy *LC*-kör (rezgőkör); a rezgőkör csillapításának kompenzálását 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 amplitúdószabályozás nem mindig szükséges és a rezgőkör feszültségét alkalmazzák kimeneti feszültségként. Az *LC* oszcillátorok többféle 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 12.5. ábra az oszcillátor egy lehetséges kapcsolását mutatja, amelyben hangolt kollektorkörös emitterkapcsolású erősítőfokozatot alkalmaznak.



12.5. ábra. Meissner-oszcillátor

A rezgőkört alkotó L tekercs és C kondenzátor képviseli a váltakozó áramú munkaellenállást. A maximális kimeneti feszültség (*fázisfordítással*), a tranzistor kollektorán

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

rezonanciafrekvencián lép fel.

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 tranzistor bázisára. A visszacsatolási tényezőt a visszacsatoló tekercs (L_2) és a rezgőköri tekercs (L) menetszám-arányával, a csatolás nagyságával és az R_V ellenállás értékének változtatásával állíthatjuk be.

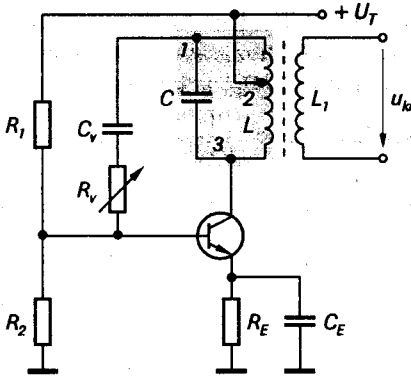
A kapcsolatban nagyon fontos az L és L_2 tekercsek menetiránya, mivel a visszacsatolt jel a tekercsek menetirányának megfelelően azonos vagy ellentétes fázisban kerül vissza a kollektorkörből a bázisra. A tekercsek fázisfordító bekötésével (ellentétes menetirányú csatolásával) biztosítható az oszcillátor fázisfeltétele.

Hartley-oszcillátor (Induktív hárompont kapcsolású oszcillátor)

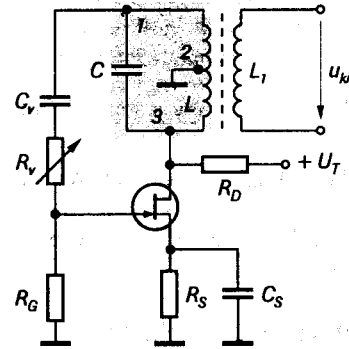
A közös emitteres kapcsolásban működő, bipoláris tranzisztorral kivitelezett Hartley-oszcillátor kapcsolását a 12.6. ábra mutatja. Az oszcillátor különlegessége, hogy a rezgőkörhöz a tekercs három ponton kapcsolódik (az induktív hárompontos oszcillátor elnevezés is ennek tulajdonítható). A rezgőkör induktivitását megosztva alakítunk ki harmadik csatlakozási pontot (az ábrán a 2-es pont). A 12.5. 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 tranzistor bázisára olyan feszültség jut, amely a kollektorfeszültséggel ellentétes 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 ellentétes fázisban van.) A visszacsatolási tényező a két tekercs (L , L_1) menetszám-arányával és az R_V ellenállás értékének változtatásával állítható be.

Source-kapcsolásban működő, térvezérlésű tranzisztornal kivitelezett Hartley-oszcillátor kapcsolását a 12.7. ábra mutatja. Működési elve megegyezik a bipoláris tranzisztoros kapcsolásával.



12.6. ábra. Hartley-oszcillátor bipoláris tranzisztornal



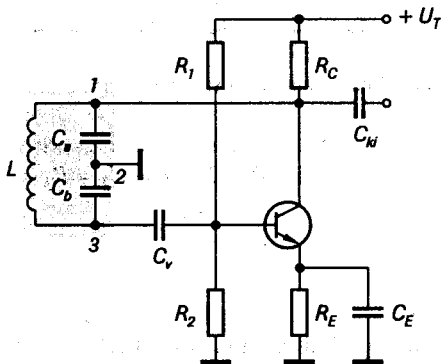
12.7. ábra. Hartley-oszcillátor térvezérlésű tranzisztornal

Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompont kapcsolású oszcillátor)

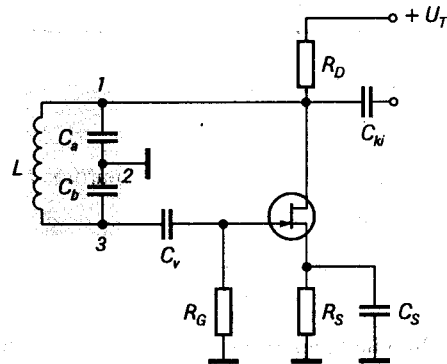
A Colpitts-oszcillátor jellegzetessége, hogy a pozitív visszacsatolás nagyságát kapacitív feszültségosztó határozza meg (12.8. ábra). A visszacsatolás annál nagyobb, minél nagyobb $C_b - C_a$ -hoz viszonyítva. A hangolókapacitás értéke:

$$C = C_a \times C_b = \frac{C_a \cdot C_b}{C_a + C_b}.$$

Az R_E emitter-ellenállás negatív áram-visszacsatolást valósít meg, amely a rezgések amplitúdóját stabilizálja. Az oszcilláció beindulása után a bázisfeszültség állandó potenciálra tartja a bázis egyenfeszültségét. Ha a rezgések amplitúdója növekszik, az emitteráram is nő és az emelkedő emitterfeszültség a tranzistor munkapontját záró irányba tolja el. Ennek eredménye az automatikus szintszabályozás. A 12.9. ábra hasonló működésű, térvezérlésű tranzisztornal kivitelezett Colpitts-oszcillátor kapcsolását mutatja.



12.8. ábra. Colpitts-oszcillátor bipoláris tranzisztornal



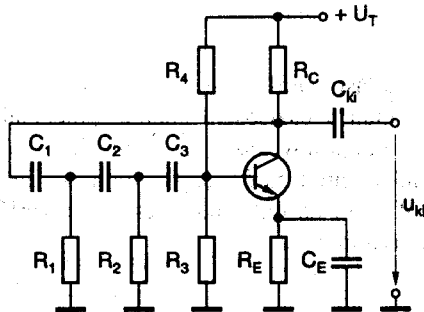
12.9. ábra. Colpitts-oszcillátor térvezérlésű tranzisztornal

12.3.2. RC oszillátorok

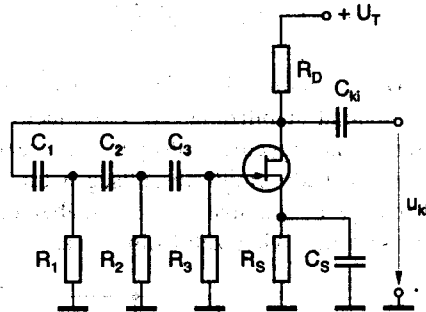
Kisfrekvenciás tartományban (néhány száz kHz-től, egészen alacsony frekvenciáig), olyan oszillátorokat alkalmaznak, amelyekben RC hálózatok határozzák meg a rezgési frekvenciát, kiküszöbölve a nagy értékű és méretű induktivitásokat. Az ilyen kapcsolásokat *RC oszillátoroknak* nevezzük. Előnyük az *LC oszillátorokhoz* viszonyítva, hogy sokkal szélesebb frekvenciatartományt képesek lefedni egy adott C_{\max}/C_{\min} arány esetén. Ez annak a következménye, hogy a rezgési frekvencia RC oszillátoroknál $\frac{1}{R \cdot C}$ -vel arányos, míg LC oszillátoroknál $\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ -vel. Az RC oszillátorok által szolgáltatott jelalak azonban, az LC oszillátorhoz viszonyítva kevésbé szinuszos jellegű.

Fázistolós RC oszillátor

A fázistolós oszillátor a legegyszerűbb RC oszillátornak tekinthető. Bipoláris tranzistoros és FET-es kapcsolási rajza a 12.10. és 12.11. ábrán látható. Az berézési fázisfeltételét, vagyis a 180° -os fáziseltolást három RC tag hozza létre egy bizonyos frekvencián. Ahhoz, hogy a berézés bekövetkezzen, a csillapítást erősítéssel kell ellensúlyozni, még hozzá akkora erősítéssel, mint amekkora a csillapítás. Az oszilláció frekvenciája olyan értékű lesz, amelynél az RC tagokból álló lánc pontosan 180° -os fázist fordít (minden RC tag által létrehozott fázistolás a rezgési frekvencián 60°).



12.10. ábra. Fázistolós oszillátor bipoláris tranzisztorttal



12.11. ábra. Fázistolós oszillátor térvezérlésű tranzisztorttal

A berézési frekvencia értéke három, azonos elemekből álló $(R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 = R_3 \cdot C_3)$, fázistoló láncnál:

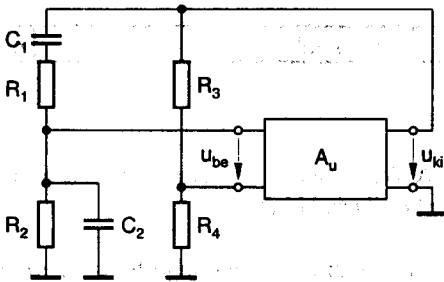
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6 \cdot R \cdot C}}$$

Mindkét kapcsolás a kapu ill. a bázis-karakterisztika görbülségét használja fel a kimeneti jel szintszabályozására. Ez általában elegendőnek bizonyul egyetlen frekvencia előállítására esetén.

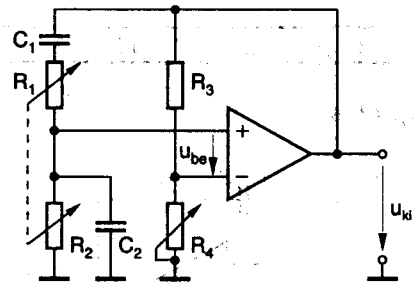
Wien-hidas RC oszcillátor

Az egyik legegyszerűbb és legegyszerűbb RC oszcillátor a Wien-hidas oszcillátor, amelynek tömbvázlatát a 12.12. 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-hídat kismértékben kiegyenlítetté teszik és az R_3 , R_4 frekvenciafüggetlen osztó megválasztásával az erősítő bemenetére jutó jel szabályozható. Ha a frekvenciafüggetlen osztó osztásarányát a kimeneti jelszinttől függővé tesszük, hatékony szintszabályozás valósítható meg.



12.12. ábra. Wien-hidas oszcillátor tömbvázlata



12.13. ábra. Wien-hidas oszcillátor műveleti erősítővel

A 12.13. 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 kapcsolat rezgési frekvenciája a következő összefüggéssel határozható meg:

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

A rezgési feltétel akkor teljesül, amikor

$$A_{uv} = \frac{1}{3} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \text{ vagyis ha: } R_3 = 2 \cdot R_4.$$

Az oszcillátor rezgési frekvenciáját folyamatosan tudjuk változtatni egy kettős potencióméter alkalmazásával, vagy fokozatokban a C_1 és C_2 kapacitások értékének átkapcsolásával.

☞ Számítási feladat:

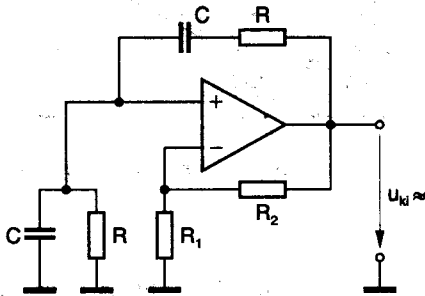
Wien-hidas oszcillátor tervezése műveleti erősítővel!

Feladatok:

- A Wien-hidas oszcillátor kapcsolása!
- A negatív visszacsatoló ellenállás: $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Az oszcillátor frekvenciája: $f_0 = 50 \text{ kHz}$. Számítsuk ki a másik (erősítést meghatározó) ellenállás értékét!
- Határozzuk meg az RC kör ellenállásának és kapacitásának értékét!
- A kiszámított alkatrészértékeket, csak az E12-es értéksorból tudjuk kiválasztani! Válasszuk ki a megfelelő értékeket és alakítsuk úgy át a kapcsolást, hogy az pontosan f_0 frekvencián gerjedjen be!

E12	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

Megoldás:



12.14. ábra. Wien-hidas oszcillátor

a) A Wien-hidas oszcillátor kapcsolási rajza a 12.14. ábrán látható.

b) Az oszcilláció amplitúdófeltételét a nagy negatív visszacsatolású erősítő ($A_{uv} = 3$) biztosítja.

$$A_{uv} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \Rightarrow R_1 = \frac{1}{2} \cdot R_2 = \underline{5 \text{ k}\Omega}$$

c) A bemeneti nyugalmi áramot is beállító R ellenállás értéke:

$$R = R_1 \times R_2 = 5 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega = \underline{3,33 \text{ k}\Omega}$$

Az oszcillátor rezgési frekvenciáját meghatározó C kapacitás értéke:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^4 \text{ Hz} \cdot 3,33 \cdot 10^3 \Omega} \approx \underline{1 \text{ nF}}$$

d) Az E12-es értéksorból választva ellenállásértékeket:

$$R_1^* = \underline{4,7 \text{ k}\Omega} \Rightarrow R^* = R_1 \times R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ k}\Omega = 3,2 \text{ k}\Omega = \underline{3,3 \text{ k}\Omega}$$

A C kondenzátor új értéke:

$$C^* = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R^*} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^4 \text{ Hz} \cdot 3,3 \cdot 10^3 \Omega} \approx \underline{1 \text{ nF}}$$

12.3.3. 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 tranzistorparaméterek határozzák meg, ezek azonban a hőmérséklettel, a tápfeszültséggel és a terheléssel változnak. A frekvenciapontosságot számszerűen a *relatív frekvenciastabilitással* jellemzik:

$$s = \frac{\Delta f}{f_0},$$

ahol Δf a frekvenciaváltozás az f_0 frekvencia környezetében.

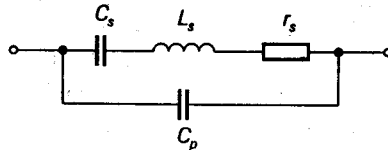
Az oszcillátorok tervezése során a legnagyobb nehézséget a tranzisztor paraméterei okozzák, mert ezek a legváltozókéonyabb mennyiségek. A tranzisztor kapacitásai pl. közvetlenül függenek a kollektor és bázis közötti feszültségtől (C_{BC}), ill. az emitteráramtól (C_{BE}).

Az elsődleges frekvencia-meghatározó áramköri elemeknek (L és C , R és C) nagyon jó minőségűeknek 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 (piezoelektromos kristály) alkalmazásával. A piezoelektromos 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: $s = 10^{-6} \div 10^{-10}$.



a) áramköri jelölése



b) helyettesítő képe

12.15. ábra. A rezgőkvarc

Ennek a viselkedésnek a 12.15. ábrán látható egyszerűsített helyettesítő kapcsolatban 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:

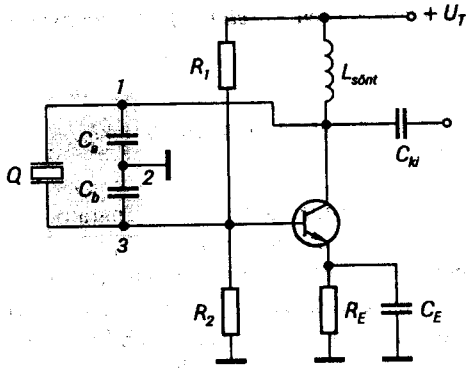
$$C_p \approx 10 \text{ pF}, C_s \approx 10^{-2} \text{ pF}, L_s \approx 0,1 \text{ H}, r_s \approx 10 \Omega.$$

Ezek szerint a terheletlen kristálykör jósági tényezője:

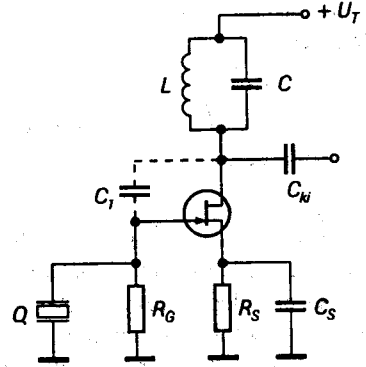
$$Q_0 = \frac{1}{r_s} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \approx 10\,000.$$

A nagy jósági tényező az oka a kvarckristályokkal épített oszcillátorok nagyon nagy frekvenciastabilitásának.

A 12.16. ábra egy soros rezonancián gerjesztett Pierce-kapcsolású kvarcoszcillátor kapcsolási rajzát mutatja. A kvarckristály itt az rezgőköri induktivitást helyettesíti.



12.16. ábra. Pierce-kapcsolású kvarcoszcillátor



12.17. ábra. Miller-kapcsolású kvarcoszcillátor

A 12.17. 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 ($C_1 \approx 5$ 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 kristályt saját frekvenciáján (tehát 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:

1. Milyen módszerek ismertek csillapítatlan szinuszos elektromos rezgések előállítására?
2. Milyen fő elemeket kell tartalmaznia minden szinuszos jellegű oszcillátornak?
3. Visszacsatolt oszcillátorok esetén mi a gerjedés feltétele?
4. Hasonlítsa össze az induktív- és a kapacitív hárompont kapcsolású oszcillátort?
5. Milyen előnyei és hátrányai vannak az RC oszcillátoroknak az LC oszcillátorokhoz viszonyítva?
6. Mit jelent a gyakorlatban egy $s = 10^{-9}$ nagyságú relatív frekvenciastabilitással rendelkező oszcillátor (használjon számpéldát a magyarázathoz)?
7. Hangolhatók-e a kvarcoszcillátorok?