

KLAUS BEUTH–OLAF BEUTH

**AZ ELEKTRONIKA
ALAPJAI**

II. FÉLVEZETŐK

2. kiadás

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ, BUDAPEST

Tartalom

Az eredeti mű:

Beuth, K.-Beuth, O.: Elementare Elektronik by Vogel-Verlag, Würzburg
Copyright 1987 by Vogel-Verlag, Würzburg (BRD)

Lektorálta: Keresztély József okl. mérnök

© Hungarian translation Maklárné Fülöp Judit, 1990, 1994.

ETO: 621.382.2/3

ISBN 963 10 9622 4 (1. összkiadás)

ISBN 963 16 0429 2 (összkiadás)

ISBN 963 10 9624 0 (1. kiadás)

ISBN 963 16 0427 6

Kiadja a Műszaki Könyvkiadó

Felelős kiadó: Szűcs Péter ügyvezető igazgató

FOTON Nyomda 94 035

Felelős szerkesztő: Molnár Ervin

Műszaki vezető: Dornizs László

Műszaki szerkesztő: Trencsényi Ágnes

A borítót tervezte: Székely Edit

A könyv ábráit rajzolta: Csermely Józsefné

A könyv formátuma: B5

Ívterjedelme: 15 (A5)

Azonossági száma: 10 240/II./120

Készült az MSZ 5601-1983 és 5602-1983 szerint

14. Félvezető diódák	9
14.1. A félvezető diódák működése	9
14.2. Félvezető diódák kiviteli formái	12
14.2.1. Rétegdiódák	12
14.2.2. Tűsdiódák	13
14.2.3. Teljesítménydiódák (egyenirányítók)	14
14.3. Jellemző adatok és határértékek	14
14.4. A félvezető diódák ellenőrzése	15
14.5. Diódás egyenirányítók	16
14.5.1. Egyutas egyenirányító kapcsolás	16
14.5.2. Szűrőkör	17
14.5.3. Középkivezetéses, kétutas egyenirányító kapcsolás	19
14.5.4. Hídkapcsolású, kétutas egyenirányító áramkör	21
14.5.5. Többfázisú egyenirányító kapcsolások	21
15. Speciális tulajdonságú félvezető diódák	23
15.1. Z-diódák	23
15.1.1. Működésmód	23
15.1.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek	24
15.1.3. Alkalmazások	27
15.2. Kapacitásdiódák	29
15.2.1. Felépítés és működésmód	29
15.2.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek	30
16. Bipoláris tranzisztorok	33
16.1. A bipoláris tranzisztorok kivitele	34
16.2. npn tranzisztorok	35
16.3. pnp tranzisztor	37
16.4. Jelleggörbék, adatok, határértékek	38
16.4.1. Jelleggörbék	38
16.4.2. Műszaki adatok	41
16.4.3. Határértékek	43
16.4.4. Adatlapok	43
16.5. A tranzisztorok hűtése	44
16.6. Erősítő-alapkapcsolások	45
16.6.1. Emitterkapcsolású erősítőfokozat	45
16.6.2. Báziskapcsolású erősítőfokozat	48
16.6.3. Kollektorkapcsolású erősítőfokozat	49

16.7. A tranzisztor kapcsolóüzeme	50	20.4. Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompontos oszcillátor)	99
16.7.1. Túlvezérelt állapot és telítési feszültség	50	20.5. Kvarcoszcillátorok	100
16.7.2. Tranzisztoros kapcsolófokozatok	51		
17. Unipoláris tranzisztorok	53	21. Stabilizátor-áramkörök	101
17.1. Záróréteges térvezérlésű tranzisztorok	53	21.1. Feszültségstabilizátor-kapcsolások	101
17.1.1. Felépítés és működésmód	53	21.2. Áramstabilizátor-áramkörök	102
17.1.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek	56		
17.1.3. Alkalmazások	58	22. Integrált áramkörök	105
17.2. MOS tranzisztorok	59	22.1. Általános leírás	105
17.2.1. Felépítés és működésmód	59	22.2. Integrációs eljárások	106
17.2.2. A MOSFET típusok összefoglalása	61	22.2.1. Monolit technológia	106
17.2.3. Jelleggörbék, adatok, határértékek	62	22.2.2. Hibrid technológia	110
17.2.4. Alkalmazások	65	22.3. Analóg és digitális integrált áramkörök	111
17.3. Kettős gate-es MOSFET	67	22.3.1. Digitális IC	111
		22.3.2. Analóg IC	112
18. Erősítő-áramkörök	68	22.4. Integráltsági fok és elemsűrűség	112
18.1. Váltakozó feszültségű erősítő	68	22.5. Az integrált áramkörök előnyei és hátrányai	113
18.1.1. Követelmények	68		
18.1.2. Többfokozatú erősítők	70	23. Tirisztorok	114
18.1.3. Teljesítményerősítők	70	23.1. Négyrétegű diódák (tirisztordiódák)	114
18.2. Egyenfeszültségű erősítő	71	23.1.1. Felépítés és működésmód	114
18.3. Differenciálerősítő	71	23.1.2. Jellemző adatok és határértékek	117
18.4. Műveleti erősítők	72	23.1.3. Alkalmazások	117
18.4.1. Bevezetés	72	23.2. Tirisztorok	117
18.4.2. Felépítés és működésmód	73	23.2.1. Felépítés és működésmód	117
18.4.3. Ideális műveleti erősítő	76	23.2.2. Jellemző adatok és határértékek	121
18.4.4. Valóságos műveleti erősítők	77	23.2.3. Alkalmazási példák	123
18.4.5. Alkalmazási példák	77	23.3. Tirisztortetrdák	126
19. Billenőkörök	80	23.3.1. Felépítés és működésmód	126
19.1. Bistabil billenő áramkörök	80	23.3.2. Jellemző adatok és határértékek	127
19.1.1. Felépítés és működésmód	80	23.3.3. Alkalmazások	127
19.1.2. Alkalmazási példák	82	24. Diac és triac	128
19.2. Monostabil billenőfokozat	84	24.1. Diac	128
19.2.1. Felépítés és működésmód	84	24.1.1. Kétirányú diódák	128
19.2.2. Alkalmazási példák	87	24.1.2. Kétirányú tirisztordiódák	130
19.3. Astabil billenő áramkör (multivibrátor)	89	24.1.3. A diac alkalmazásai	131
19.3.1. Felépítés és működésmód	89	24.2. Triac	131
19.3.2. Alkalmazási példák	92	24.2.1. Felépítés és működésmód	131
19.4. Schmitt-trigger	93	24.2.2. Jellemző adatok és határértékek	134
19.4.1. Felépítés és működésmód	93	24.3. Vezérlések diac és triac segítségével	136
19.4.2. Alkalmazási példa	95		
20. Oszcillátor-áramkörök	97	25. Optoelektronika	139
20.1. Az oszcillátor működési elve	97	25.1. Belső fotoelektromos hatás	139
20.2. Meissner-oszcillátor	98	25.2. Fotoellenállások	140
20.3. Hartley-oszcillátor (induktív hárompontos oszcillátor)	98	25.2.1. Felépítés és működésmód	140
		25.2.2. Jellemző adatok és határértékek	141
		25.2.3. Alkalmazások	142

25.3.	Fotoelemek és napelemek	142
25.3.1.	Felépítés és működésmód	142
25.3.2.	Jellemző adatok és határértékek	145
25.3.3.	Alkalmazások	146
25.4.	Fotodiódák	146
25.4.1.	Felépítés és működésmód	146
25.4.2.	Jellemző adatok és határértékek	147
25.4.3.	Alkalmazások	148
25.5.	Fototranzisztorok	148
25.5.1.	Felépítés és működésmód	148
25.5.2.	Jellemző adatok és határértékek	149
25.5.3.	Alkalmazások	149
25.6.	Világítódiódák	150
25.6.1.	Felépítés és működésmód	150
25.6.2.	Jellemző adatok és határértékek	151
25.6.3.	Alkalmazások	151
25.7.	Optikai csatoló	152
25.7.1.	Felépítés és működésmód	152
25.7.2.	Jellemző adatok és határértékek	153
25.7.3.	Alkalmazások	153
26.	Különleges tulajdonságú eszközök	154
26.1.	Hall-generátorok	154
26.1.1.	Hall-effektus	154
26.1.2.	Hall-feszültség	155
26.1.3.	Felépítés	155
26.1.4.	Jellemző adatok és határértékek	156
26.1.5.	Alkalmazások	157
26.2.	Mágnestérlemezek	157
26.2.1.	Felépítés	158
26.2.2.	Működésmód	158
26.2.3.	Jellemző adatok és határértékek	159
26.2.4.	Alkalmazások	160
26.3.	Mágneselektromos diódák	160
26.3.1.	Felépítés	160
26.3.2.	Működésmód	161
26.3.3.	Jellemző adatok és határértékek	161
26.3.4.	Alkalmazások	162
26.4.	Nyomásfüggő félvezető elemek	162
26.4.1.	Piezoelektromos hatás	162
26.4.2.	Piezofélvezető	163
26.5.	Folyadékkristályos alkatrészek	163
26.5.1.	Folyadékkristályok	163
26.5.2.	A kijelzőelemek felépítése	164
26.5.3.	Alkalmazások	166

14. Félvezető diódák

14.1. A félvezető diódák működése

A félvezető diódák előállításához különböző félvezető kristályokat alkalmaznak. A szilíciumkristályoknak különösen jó tulajdonságaik vannak, belőlük nagy áramú diódák állíthatók elő. Kisebb áramerősségekre a germániumkristályokat használják. A kristályoknak nagy tisztaságúaknak és egykristályos szerkezetűeknek kell lenniük, azaz a kristály felépítésének egységesnek és zavarmentesnek. A kristályokat alkalmasan kiválasztott idegen anyagokkal célirányosan szennyezik, más szóval adalékolják. A szennyező anyag kiválasztásától függően kapunk n vagy p típusú szilíciumot.

Az n típusú szilícium mozgásképes negatív töltéshordozókat tartalmazó szilícium egykristály.

A p típusú szilícium mozgásképes pozitív töltéshordozókat tartalmazó szilícium egykristály.

Germániumkristályokat alkalmazva n, ill. p típusú germánium félvezetőt kapunk. Minden félvezető diódának p és n típusú tartománya van. A szilíciumdiódák p tartománya p típusú, n tartománya n típusú szilícium. A két tartomány határán egy pn-átmenet alakul ki, ez a tulajdonképpeni félvezető dióda. A pn-átmenetnek egyenirányító hatása van. A pn-átmenet nyitó- vagy záróirányban működtethető.

A p tartományt a telep pozitív pólusára kapcsolva a pn-átmenet nyitóirányban van bekötve, ellenkező polaritás esetén záróirányban.

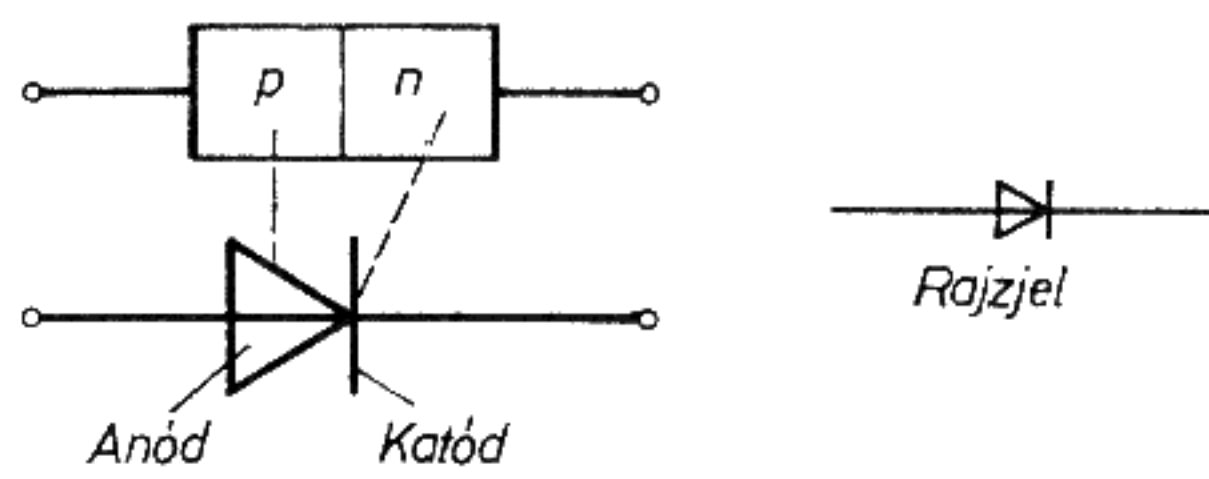
Ha a pn-átmenet nyitóirányú polaritással van bekötve, akkor nagyon kicsi a dióda ellenállása. Ha a pn-átmenet záróirányú polaritással van bekötve, akkor a dióda ellenállása nagyon nagy.

A félvezető dióda az áramot az egyik irányban átengedi, a másik irányban lezárja.

Az egyenirányítás műszaki jelentősége igen nagy.

A 14.1. ábra a dióda elvi felépítését és rajzjelét mutatja. A rajzjel háromszögrésze a p tartományt szimbolizálja. A vezeték irányába mutató csúcs az áteresztő állapotban érvényes áramirányt adja meg. (A jelölés a technikai áramirányra vonatkozik.)

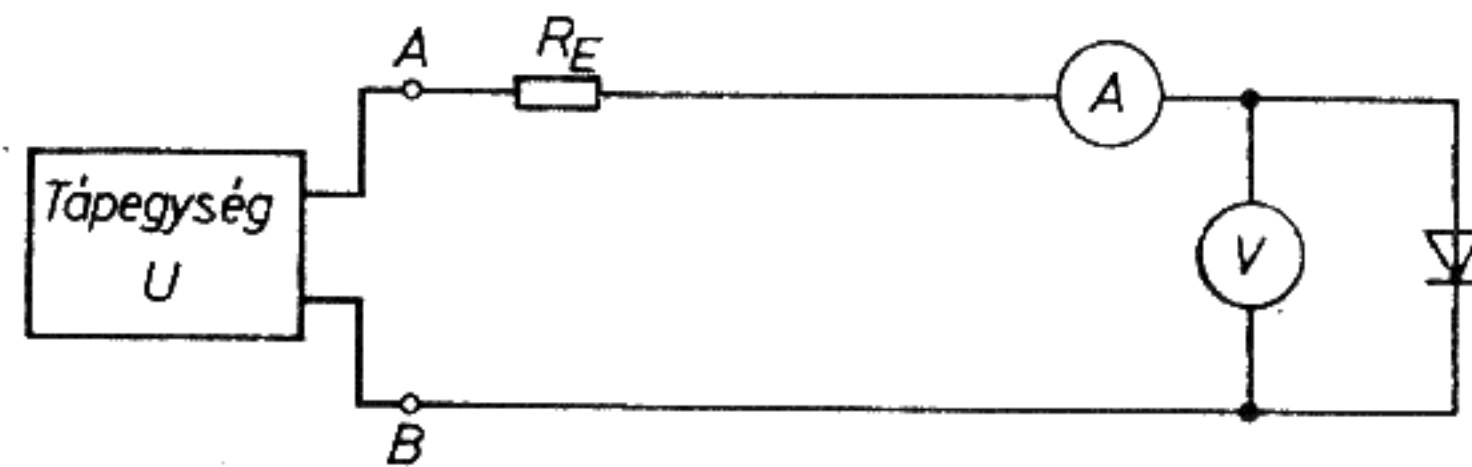
A félvezető dióda árama és feszültsége közötti pontos összefüggést a dióda jelleggörbéje írja le. A 14.2. ábrán a jelleggörbe felvételére alkalmas mérési elrendezés látható.



14.1. ábra. A dióda felépítése és rajzele

Először egy szilíciumdióda nyitóirányú szakaszát vizsgáljuk. Az A ponthoz kötjük a hálózati tápegység pozitív sarkát.

Kis feszültség esetén (0,1 V) csupán nagyon kis áram folyik. A pn-átmenet még viszonylag nagy ellenállású. Növekvő feszültséggel az áram eleinte csak kismértékben nő, majd $U = 0,6$ V-tól kezdve nagyon erős áramnövekedés figyelhető meg. A dióda kis ellenállásúvá válik. A 0,7 V körüli értéket küszöbfeszültségnek nevezzük.



14.2. ábra. Áramkör a dióda $I = f(U)$ jelleggörbéjének felvételéhez

Germániumdióda esetén hasonló jellegű görbe adódik. A pn-átmenet növekvő feszültséggel egyre kisebb ellenállású lesz, és a küszöbfeszültség kb. 0,3 V-nál adódik (14.3. ábra). A küszöbfeszültség közelítő értéke a meredek görbeszakasz meghosszabbításának az U tengellyel való metszéspontjában található (14.4. ábra).

A félvezető dióda ellenállása a küszöbfeszültség feletti tartományban kicsi.

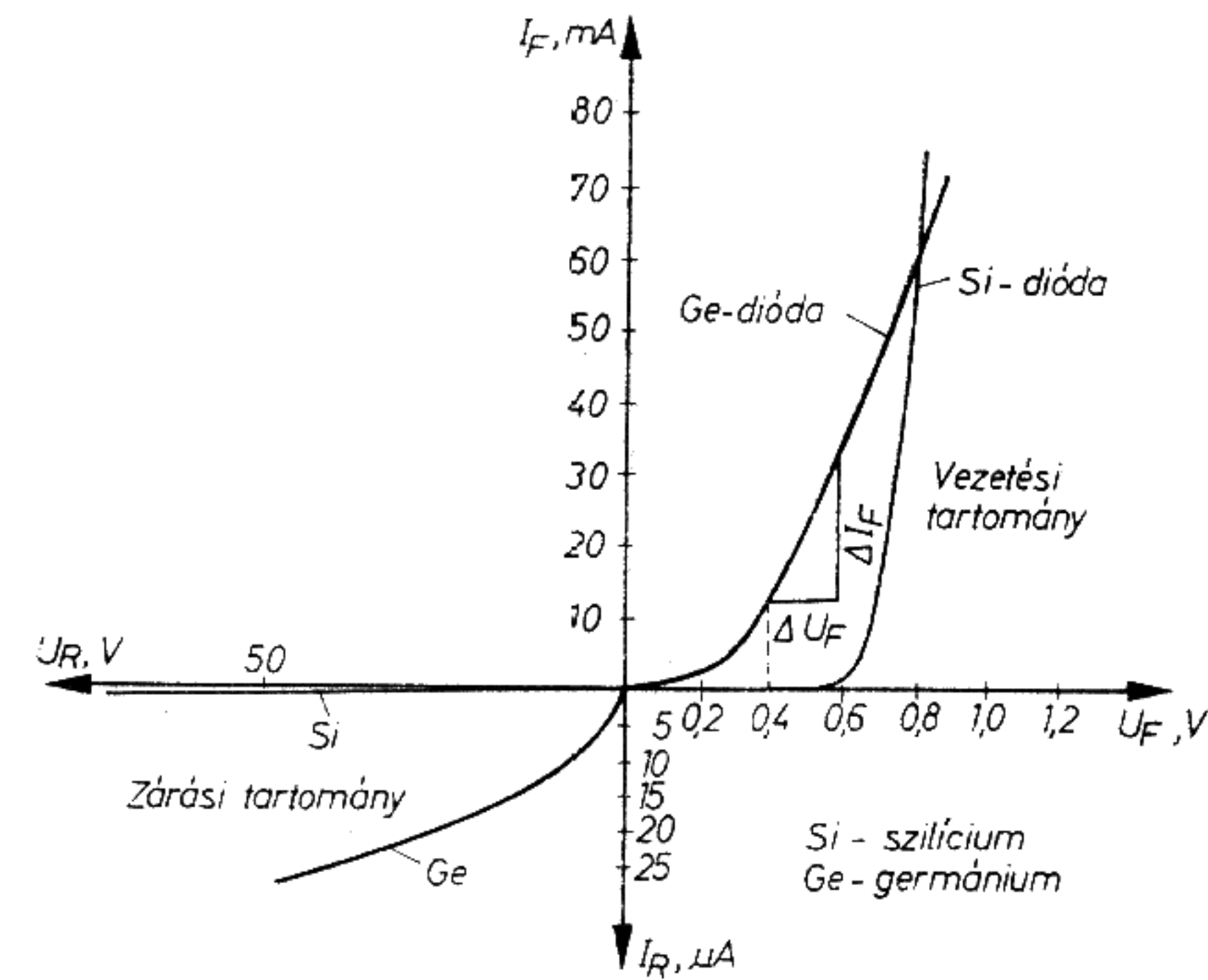
A záróirányú jelleggörbe felvételéhez fel kell cserélni a tápfeszültség polaritását. A kristály saját (intrinsic, i -) vezetőképeségére visszavezethető záróárama kicsi; Ge-diódák esetén néhány μA , Si-diódáknál néhány nA. Növekvő zárófeszültséggel a Ge-diódák záróárama kissé növekszik, a Si-diódáké közel állandó marad. A diódát nem szabad túlterhelni. A gyártó által megadott legnagyobb áramot és legnagyobb megengedett záróirányú feszültséget nem szabad túllépni. Ha túllépjük a legnagyobb megengedett záróirányú feszültséget, átütés jön létre. A félvezető diódák tönkremenetelének gyakori oka a hőátütés. Ekkor a kristály a megengedettnél jobban felhevül, ezáltal tönkremegy. A kristály túlhevülés okozta roncsolódása nyitóirányban is előfordulhat, ha az áram lényegesen túllépi a megengedett értékét, és a kristály túlzottan felmelegszik.

A kristály belsejében legerősebben a határréteg melegszik fel. A legnagyobb megengedett hőmérsékletek ezért a határrétegre vonatkoznak.

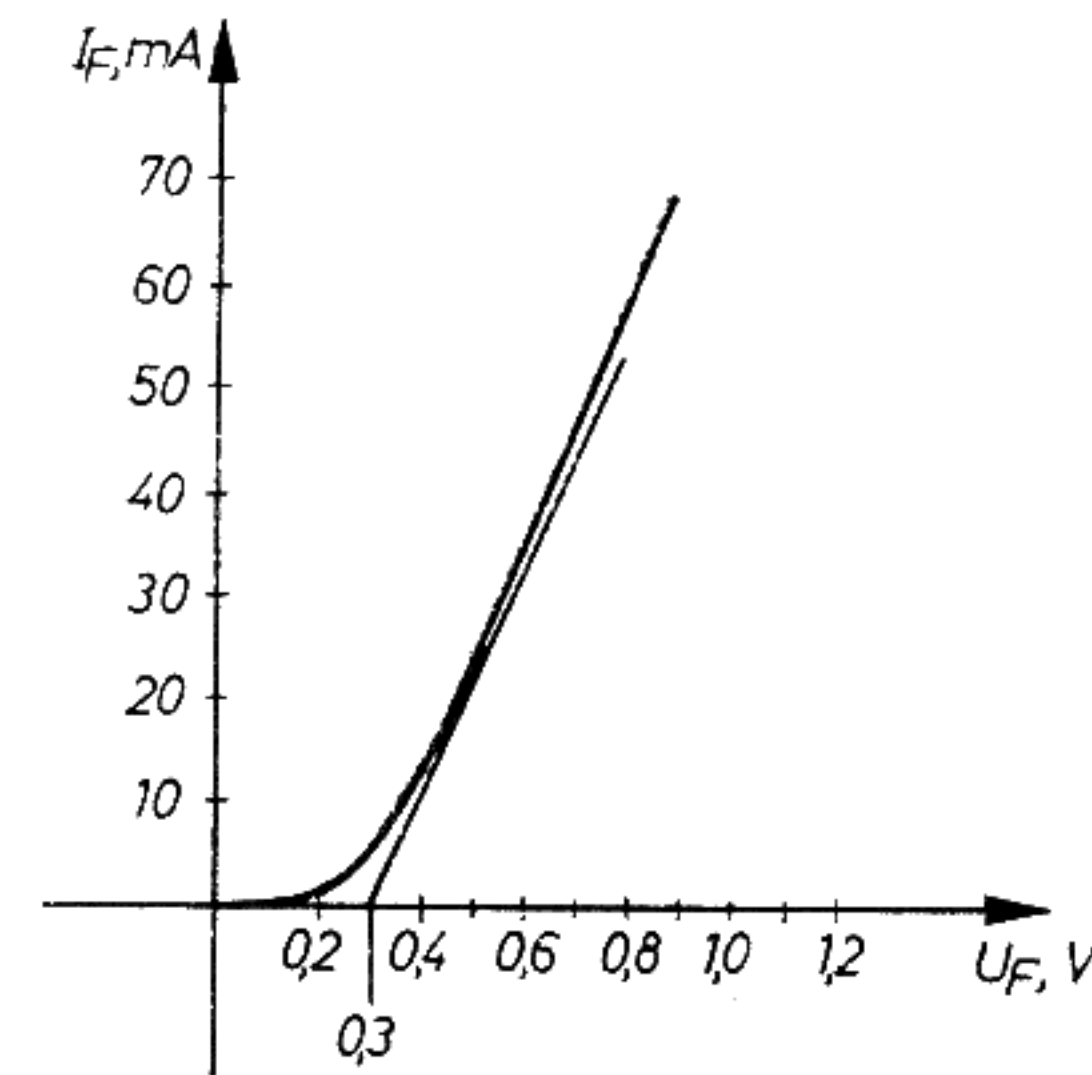
Szokásos legnagyobb megengedett határréteg-hőmérsékletek:

szilíciumdiódákra: 180 °C,

germániumdiódákra: 80 °C.



14.3. ábra. A germánium- és szilíciumdiódák tipikus $I-U$ jelleggörbéje



14.4. ábra. A küszöbfeszültség meghatározása

A jelleggörbékéből a diódák ellenállása leolvasható. Egyenáramú ellenállást és differenciális ellenállást különböztetünk meg.

U_F feszültségnél I_F áram folyik, és az U_F/I_F hányados az R_F egyenáramú ellenállást adja:

$$R_F = \frac{U_F}{I_F}$$

A differenciális ellenállásra érvényes a következő:

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

A félvezető diódák r_F differenciális ellenállása a jelleggörbe minden egyes pontján más és más értékű.

Ha egy Ge-diódára 0,4 V feszültséget kapcsolunk, akkor a 14.3. ábra jelleggörbéje szerint 14 mA áram folyik. Ha a feszültséget kis ΔU_F értékkel növeljük, akkor az áram ΔI_F -fel növekszik. Ha r_F és ΔU_F ismert, az I_F számítható.

A 14.1. táblázat a félvezetők néhány jellemzőjét adja meg. A pontos értékeket katalógusokból kell venni.

14.1. táblázat

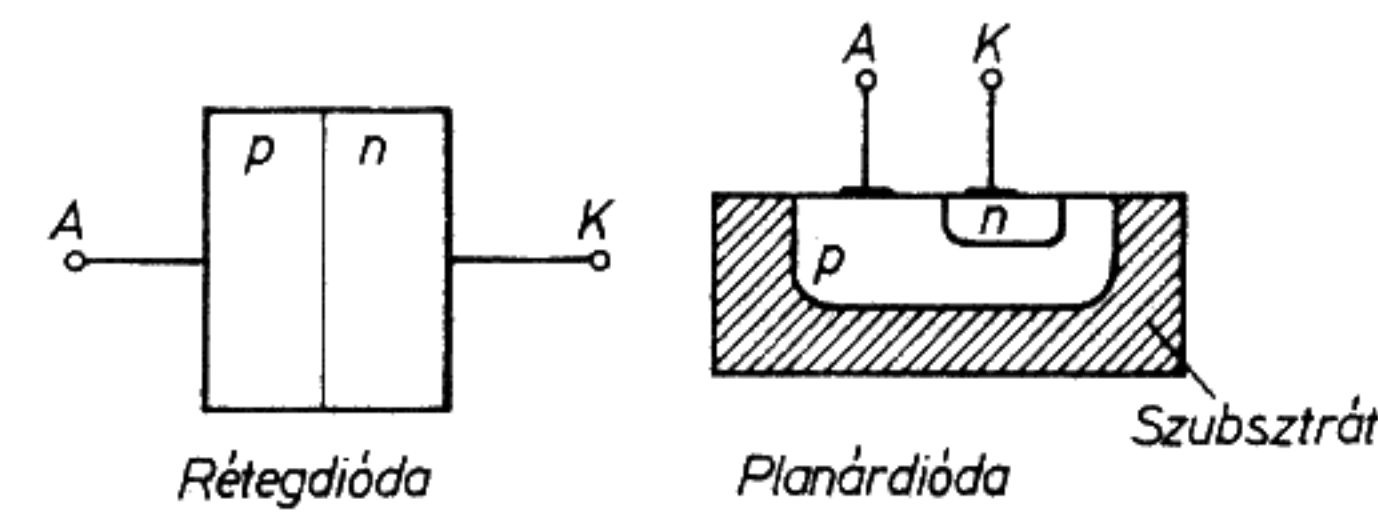
Jellemző	Ge	Si
Küszöbfeszültség, V	0,3	0,7
Nyitóirányú ellenállás, Ω (1 mm ² felületű pn-átmenetre vonatkoztatva)	5...10	2...50
Záróirányú ellenállás, M Ω	0,1...10	1...3000
Maximális zárófeszültség, V	kb. 200	kb. 3000
A pn-átmenet maximális üzemi hőmérséklete, °C	90	200
Egyenirányítási hatásfok, %	98	99,5

14.2. Félvezető diódák kiviteli formái

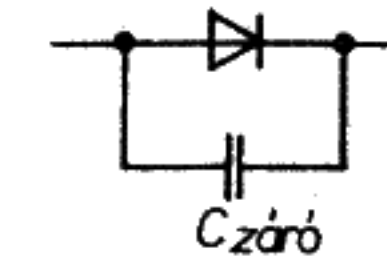
A gyakorlatban különbséget teszünk az ún. jeldiódák és egyenirányítók között. Egyenirányítók azok a félvezető diódák, amelyeket a tápegységekbe építenek. Ezeket nagy áramerősségekre és többnyire nagy zárófeszültségekre méretezik: nagy teljesítmények egyenirányítására szolgálnak. Az időnként használt teljesítménydióda megnevezés tehát nagyon is szakszerű. Minden egyéb félvezető diódát, amelyeket pl. a híradástechnikában, az elektronikában és az információtechnikában alkalmaznak, jeldiódának vagy röviden csak diódának nevezünk.

14.2.1. Rétegdiodák

A rétegdiodák pn-átmenete nagyobb felületű. Különböző technológiákkal állítják elő őket, pl. diffúziós eljárással vagy planárdiodaként (14.5. ábra). A rétegdiodák többnyire Si-diódák. Nagyobb áramerősségeket tudnak elviselni és nagyobb a zárófeszültségük, mint a megfelelő Ge-diódáknak. Minél nagyobb a rétegdioda pn-átmenetének felülete, annál nagyobb az átmenet kapacitása. A nagy kapacitású rétegdiodák nagy frekvenciákra nem alkalmasak. Az egyenirányítás itt már nem működik, a pn-átmenet kapacitása úgy hat, mint egy, a diódával párhuzamosan kapcsolt kon-



14.5. ábra. A félvezető diódák kiviteli formái



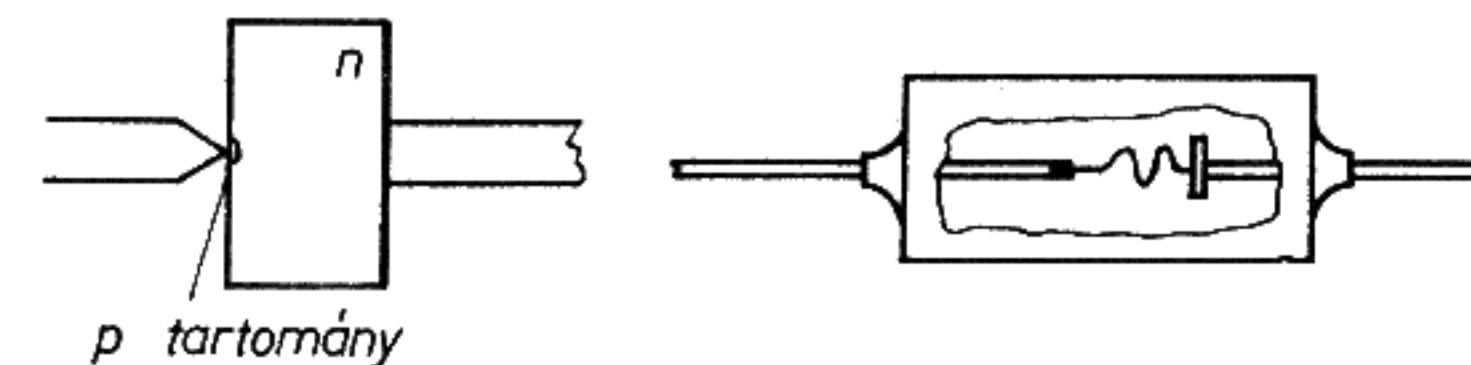
14.6. ábra. A pn-átmenet kapacitása a diódával párhuzamosan kapcsolt kondenzátorként hat

denzátor (14.6. ábra). A nagyfrekvenciás áram – a dióda helyett – ezen a kondenzátoron keresztül folyik.

A rétegdiodák kapcsolási idői a pn-átmenet kapacitásával szintén nőnek. Planár technológiával a rétegdiodák kisebb felületű átmenettel és nagyon rövid kapcsolási idővel állíthatók elő.

14.2.2. Tűsdiódák

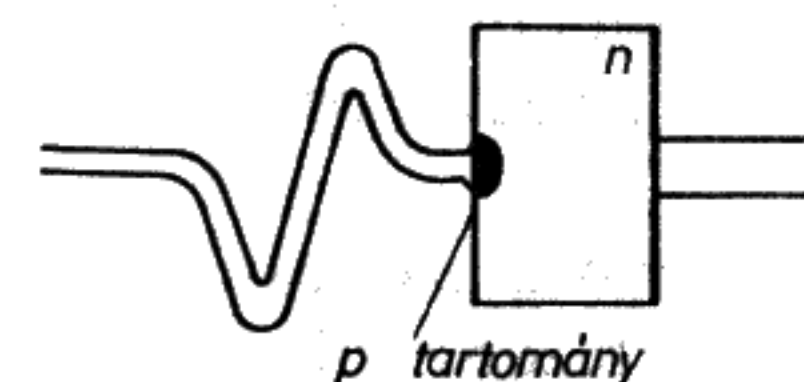
A tűsdiódák és különleges kiviteli formák (pl. az aranytűs diódák) többnyire germániumból készülnek. Kicsiny, n típusú germániumkristály darabkára hegyes huzalt helyeznek és összehegesztik a kristállyal. A huzal ötvözőként megfelelő akceptoratomokat tartalmaz, amelyek a hegesztési művelet során behatolnak a germániumkristályba, és parányi (kb. 50 μm átmérőjű) p típusú tartományt alakítanak ki (14.7. ábra).



14.7. ábra. A tűsdióda felépítése

A tűsdiódáknak extrém kicsiny felületű pn-átmenetük van, és természetesen nagyon kicsi a rétegek kapacitásuk (gyakran kb. 0,2 pF). Nagy frekvenciára igen alkalmasak. Az aranytűs dióda különleges kivitelű tűsdióda. Az aranyhuzalt tompahegesztéssel erősítik fel. A pn-átmenet felülete ezáltal valamivel nagyobb, mint a szokásos tűsdiódáké (kb. 100 μm átmérőjű), és a kristály erősen szennyeződik. Így a kristály ellenállása kicsi. Az aranytűs diódáknak (14.8. ábra) nyitóirányban nagyon kicsi az ellenállásuk.

A tűs és aranytűs diódákat főként a híradástechnikában alkalmazzák. Gyakran használják demodulátordiódaként rádió- és tévékészülékekben. Kapcsolódiódaként is beépíthetők, de a kicsi pn-átmenetű, korszerű planárdiodák kapcsolódiódaként előnyösebben alkalmazhatók.

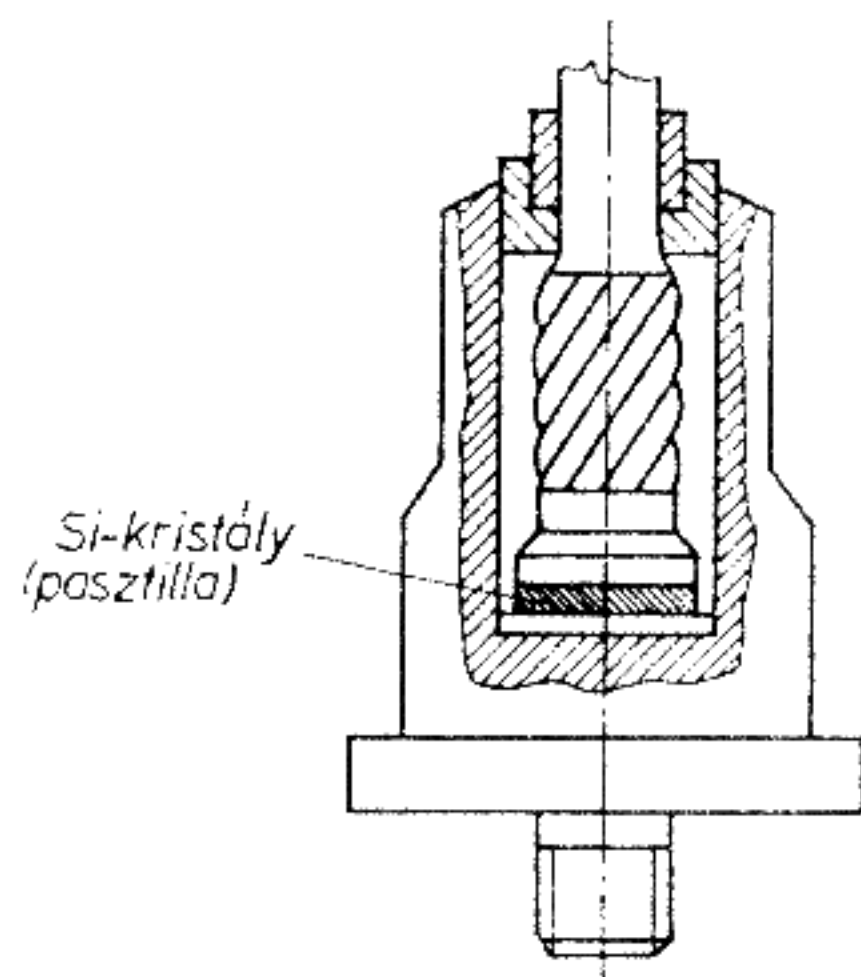


14.8. ábra. Az aranytűs dióda felépítése

14.2.3. Teljesítménydiódák (egyenirányítók)

A teljesítménydiódák túlnyomó többségükben szilíciumdiódák.

Néhány különleges esetben még szelén egyenirányítókat (szeléncellákat) is alkalmaznak. Az Si-diódák jelleggörbéinek a küszöb feszültség felett igen nagy a meredeksége. Nagy feszültségeknél nagyon kicsi a vezető irányú ellenállás ($U = 220 \text{ V}$ esetén pl. $30 \text{ m}\Omega$). Igen nagy zárófeszültségű (3000 V feletti) Si-diódákat is készítenek. A kristálynak közel 200°C -ra szabad felmelegednie. A nagy áramerősségre (500 vagy 1000 A) készült teljesítménydiódák viszonylag kis méretűek (14.9. ábra). A tulajdonképpeni szilíciumtabletta elég kicsi, és nagyon kicsi a hőkapacitása. A rövid ideig tartó túl-



14.9. ábra. A Si-teljesítménydióda felépítése

áramnak (rövidzárási áramnak) vagy a szabálytalan hűtésnek hőmérsékleti túlterhelés lehet a következménye, a Si-tabletta ezután a másodperc törtrésze alatt tönkremehet. Ebben rejlik az Si-teljesítménydiódák hátránya.

Si-teljesítménydiódákkal olyan egyenirányító kapcsolásokat készíthetünk, amelyeknek hatásfoka $99,5\%$. Ez a nagyon kicsi vezető irányú ellenállás miatt lehetséges.

14.3. Jellemző adatok és határértékek

A félvezető diódákat gyártó cégek gyártmánykatalógusaiban adják meg pontosan a félvezető diódák tulajdonságait, és ezek a katalógusok az adatokon kívül a jelleggörbéket is tartalmazzák.

Az adatoknál határértékeket is jellemző adatokat különböztetünk meg.

Határértékek azok az értékek, amelyeket a felhasználó nem léphet túl anélkül, hogy meg ne kockáztatná az alkatrészek azonnali tönkremenetelét. A jellemző adatok azok az értékek, amelyek az alkatrészek üzemi tartományát írják le.

A jellemző adatok mint tipikus értékek vagy mint garantált értékek adhatók meg. A tipikus értékek több alkatrésze vett átlagértékek, így az egyes példányok jellemzői a tipikus értéktől néha igen jelentősen eltérhetnek.

A garantált értékeket a gyártó szavatolja. A legtöbb esetben azonban nem egy adott értéket szavatol, hanem biztosítja, hogy az illető érték bizonyos határ alatt maradjon.

Ha pl. a pn-átmenet garantált kapacitása $C < 0,75 \text{ pF}$, akkor az ilyen típusú összes diódánál $0,75 \text{ pF}$ alatt van ez a kapacitás.

Fontosabb határértékek

Maximális zárófeszültség (U_{RM}):

A legnagyobb feszültség, amellyel a dióda záróirányban igénybe vehető. Ezt az értéket rövid ideig sem szabad túllépni.

Maximális nyitóirányú áram (I_F):

Adott kristályhőmérsékletnél érvényes maximális nyitóirányú áramerősség (egyenáram vagy effektív érték).

Periodikus csúcsáram (I_{FRM}):

A legnagyobb megengedett csúcsáram, amely periodikusan visszatérhet.

Maximális veszteségi teljesítmény (P_{tot}):

A legnagyobb megengedett, összes veszteségi teljesítmény.

A pn-átmenet hőmérséklete (T_j vagy θ_j):

A pn-átmenet tartományában megengedett legnagyobb hőmérséklet.

Tárolási hőmérséklet-tartomány (T_s vagy θ_s):

A diódát ezen a hőmérsékleten kell tárolni. Sem működés közben, sem máskor nem szabad a diódát a megadottól eltérő hőmérsékletnek kitenni — különben károsodik.

Fontosabb jellemzők

Nyitófeszültség (U_F):

Adott nyitóirányú áramnál mért feszültség.

Záróirányú áram (I_R):

Meghatározott zárófeszültség és hőmérséklet esetén kialakuló áram.

Rétegapacitás (C).

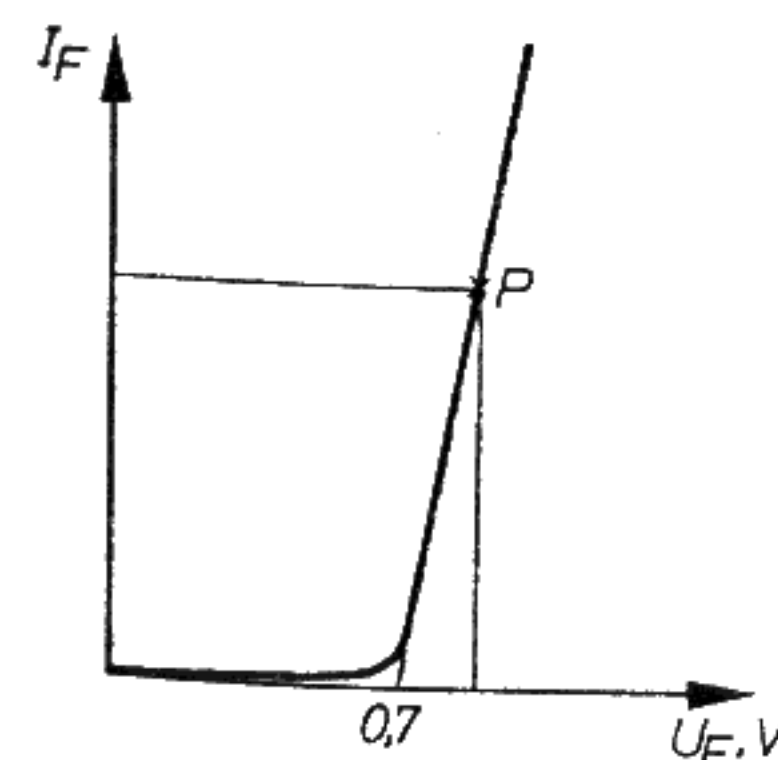
14.4. A félvezető diódák ellenőrzése

A szakember egyszerű eszközökkel meg tudja állapítani, hogy egy dióda tönkrement-e vagy sem. Az a legkézenfekvőbb, ha egy ellenállásmérő hídval (pl. Wheatstone-hídval) ellenőrzi a diódát. Ilyen hidak kéziműszer formájában is léteznek. Legtöbb esetben $4,5 \text{ V}$ -os zseblámpaelem táplálja őket.

A diódát az ismeretlen R_x ellenállás számára rendelkezésre álló csatlakozásokra kötjük. Ezután először a nyitóirányú ellenállást, majd a dióda megfordítása után a záróirányú ellenállást mérjük meg.

A mérőhíd rákapcsolásakor a $4,5 \text{ V}$ tápfeszültség aligha teheti tönkre a diódát. Mégsem ajánlatos kisebb diódák esetén a mérést túl sokáig elnyújtani.

A diódára kapcsolt feszültségnek a küszöbfeszültség felett kell lennie (14.10. ábra),



14.10. ábra. A diódák vizsgálatokor alkalmazott feszültségnek a küszöbérték felett kell lennie

különbösen túl nagy értéket mérünk nyitóirányú ellenállásként. Ha a dióda rendben van, akkor az egyik irányban néhány Ω (1...200 Ω , ill. teljesítménydiódánál lényegesen kisebb) ellenállást mérünk. A másik irányban néhány $M\Omega$ (kb. 0,5...300 $M\Omega$) záróirányú ellenállást kapunk.

Ha mindkét irányban kis ellenállást mérünk, a dióda hibás (zárlatos). Akkor is hibás a dióda, ha mindkét irányban nagyon nagy ellenállásértéket állapítunk meg (szakadás).

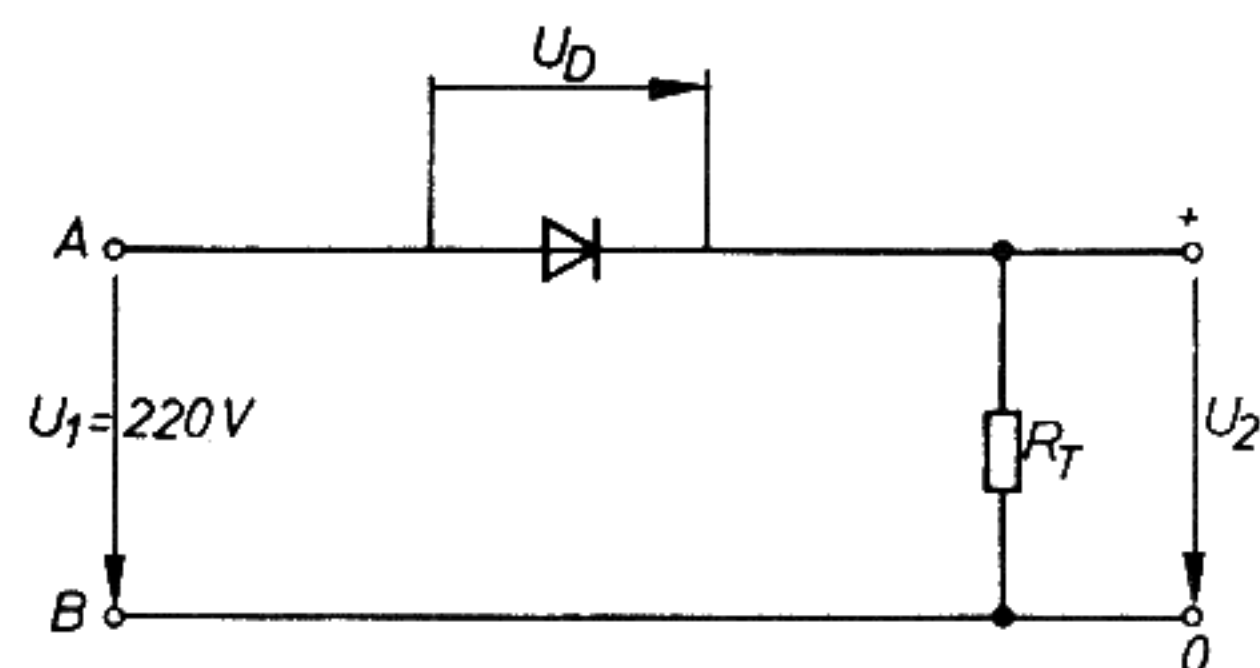
Ha egy diódát egészen pontosan meg akarunk vizsgálni, megfelelő mérőműszerekre van szükségünk. Ezekkel a gyártó által megadott adatokat ellenőrizni tudjuk, és felvehetjük a dióda pontos jelleggörbét. A jelleggörbe felvételekor ügyelni kell arra, hogy mérés közben a dióda túlságosan fel ne melegedjen. A gyártó által megadott jelleggörbék és jellemzők legtöbbször csak adott hőmérsékleten érvényesek. A félvezető diódák paraméterei bizonyos tartományban szóródnak is, a gyártó adataitól való bizonyos eltérés megengedett.

14.5. Diódás egyenirányítók

14.5.1. Egyutas egyenirányító kapcsolás

A félvezető dióda az áramot az egyik irányban átengedi, a másik irányban lezárja, így áram-egyenirányító hatása van. A félvezető dióda ezért váltakozó áramok egyenirányítására alkalmas alkatrész.

A 14.11. ábra egy egyszerű egyenirányító kapcsolást mutat be. Az A – B kapcsok között U_1 feszültség van. A t_1 és t_2 idők között (pozitív félperiódus) az A-nak a B-hez képest pozitív feszültségértéke van. A dióda nyitóirányban van bekötve, és I áram folyik, amelynek nagyságát az U_1 feszültség és az R_T határozza meg.



14.11. ábra. Egyutas egyenirányító kapcsolás

A terhelő-ellenálláson feszültségesés lép fel, amelynek lefolyása az áram lefolyásának felel meg. A t_1 -től t_2 -ig terjedő időtartományban a diódán csak nagyon kis feszültség van. Szilíciumdióda esetében ez kb. 0,75 és 0,9 V közé esik. Minden pillanatban $U_1 = U_D + U_2$. Ha az U_D -t elhanyagoljuk, akkor $U_1 = U_2$.

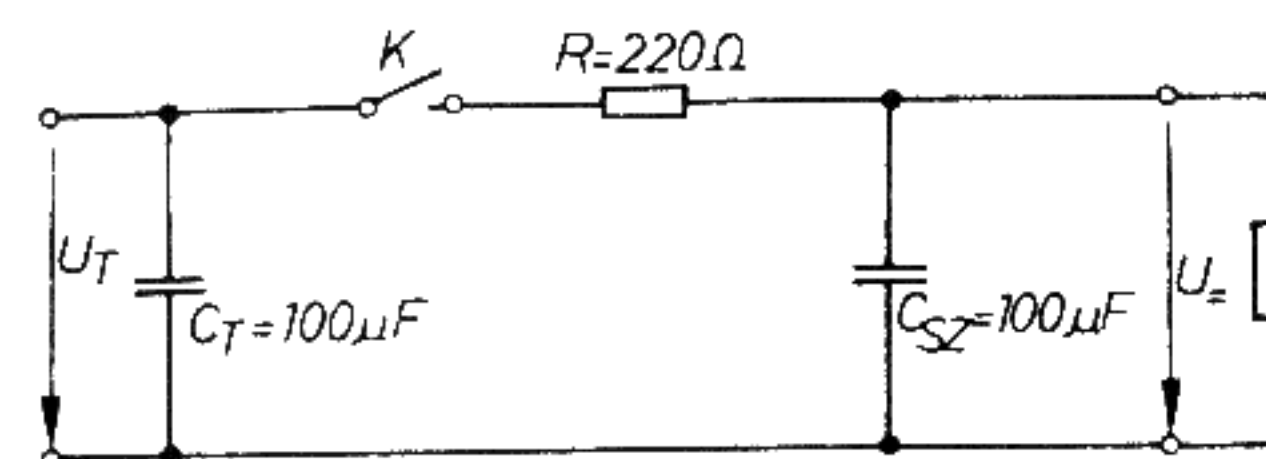
Az egyenirányító áramkör a váltakozó feszültség pozitív félhullámát átengedi.

A t_2 -től a t_3 -ig terjedő szakaszban (negatív félperiódus) az A-nak a B-hez képest negatív potenciálja van. A dióda most záróirányban van bekötve, és ellenállása nagyon nagy, ami gyakorlatilag nem engedi meg, hogy áram folyjon. Ebben az időintervallumban I nullával egyenlő, és ezzel az U_2 is egyenlő nullával. A bemeneti feszültség minden pillanatnyi értéke a diódára esik.

$$U_1 = U_D; \quad U_2 = 0.$$

Az egyenirányító áramkör a váltakozó feszültség negatív félhullámánál lezár.

Ha a dióda feszültségét mérjük, megállapíthatjuk, hogy az anódon (tehát a p típusú tartomány kivezetésén) a katódhoz képest (n típus tartományhoz) negatív feszültség van (14.12. ábra).



14.12. ábra. A diódafeszültség egyenirányító üzemben

Mindenekelőtt a záróirányban fellépő feszültség tudvalevően nagyon csekély. Az U_2 kimeneti feszültség még nem egyenfeszültség. Függvénygörbéje tiszta pozitív félhullámokból áll. Az ilyenfajta feszültséget vegyes feszültségnek nevezzük, mert az egyenfeszültségű összetevőn kívül még váltakozó feszültségű összetevőket is tartalmaz. Ezeket a váltakozó feszültségű összetevőket el kell távolítani (ki kell szűrni).

14.5.2. Szűrőkör

A váltakozó feszültségű összetevők kiszűrése szűrőkörrel valósítható meg.

A 14.13. ábra egy RC-szűrőlánc kapcsolását mutatja be. A pozitív félhullámok a C_T pufferkondenzátort feltöltik. Az U_T feszültség a 14.15. ábrán folytonos vonallal rajzolt görbe szerint alakul.

Ha a K kapcsolót zárjuk, akkor az U_T feszültség egy frekvenciafüggő feszültségosztóra kerül, amely R -ből és C_{sz} -ből áll (14.14. ábra).

A váltakozó feszültségű összetevő szempontjából C_{sz} ellenállása nagyon kicsi. Ezek a váltakozó feszültségű összetevők a C_{sz} -en keresztül gyakorlatilag rövidre záródnak.

Az egyenfeszültséggel szemben viszont a C_{sz} szűrőkondenzátor ellenállása majdnem végtelen, C_{sz} az egyenáram útját lezárja. Az egyenfeszültség nagy értéke esik a C_{sz} -re.

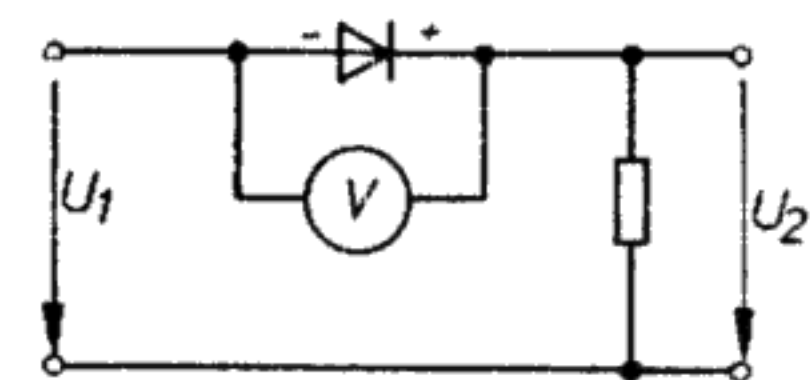
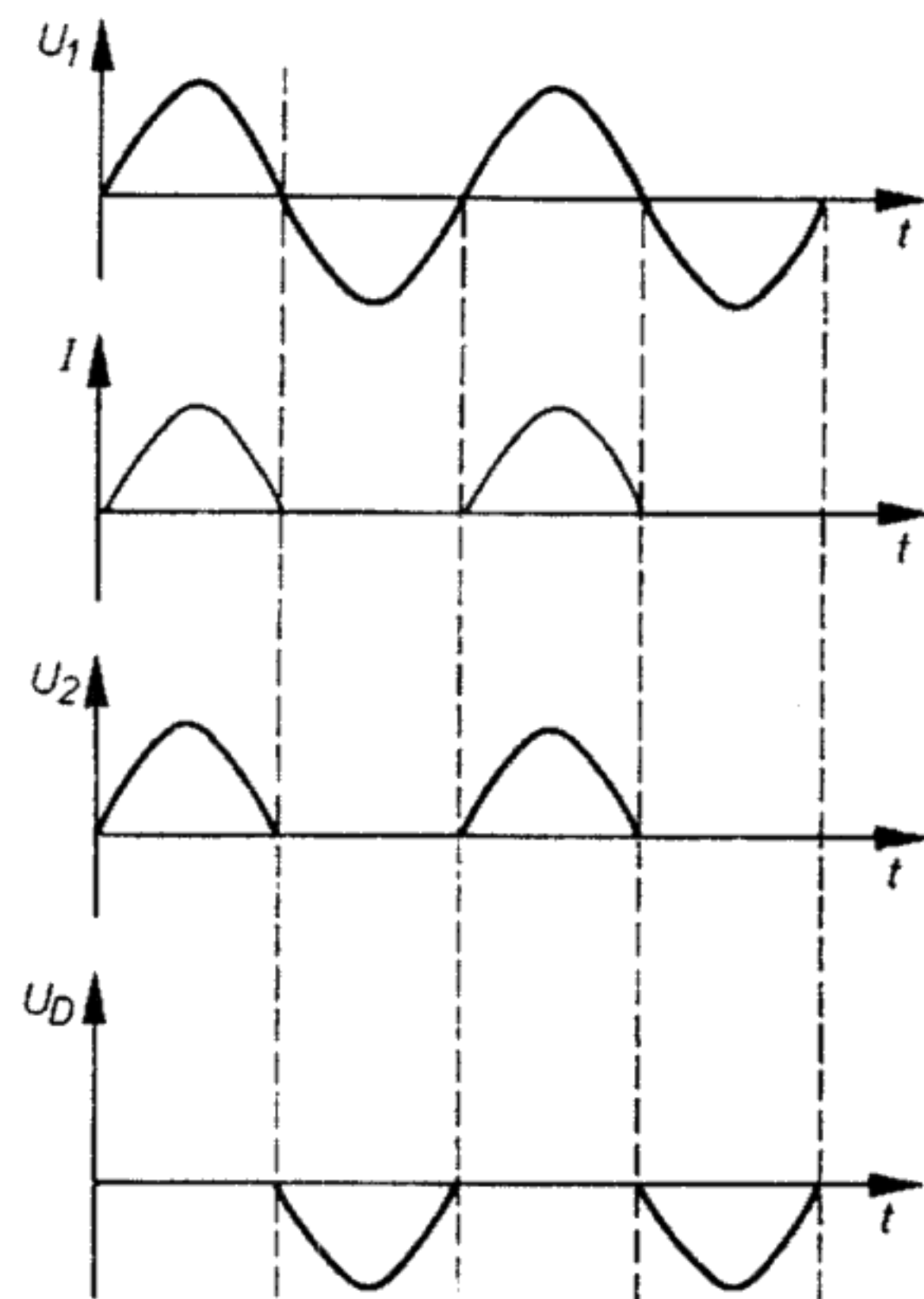
A szűrőlánc kimenetén U_2 feszültség jelenik meg. Ha a szűrőláncról nem veszünk le áramot, akkor a C_{sz} az U_1 váltakozó feszültség csúcserkére töltődik fel (14.15. ábra).

Az U_2 azonban még mindig nem százszázalékos egyenfeszültség. Kicsiny visszamaradó hullámosság elkerülhetetlen. A maradék hullámosság azonban tetszőlegesen kis értékre csökkenthető. Ez csak a szűrőlánc méretezésén múlik.

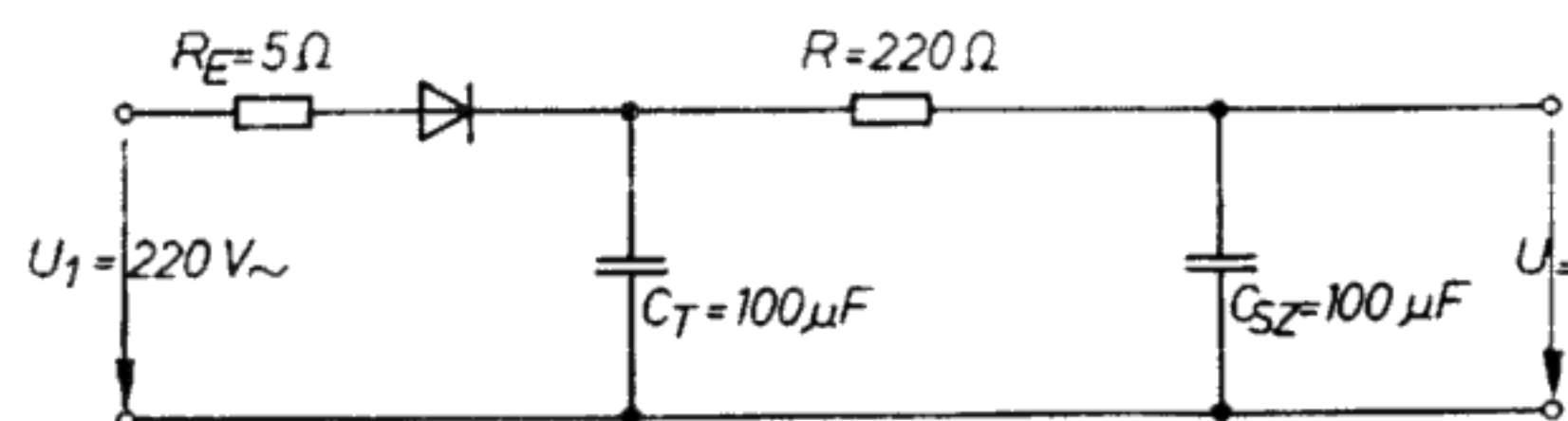
Általánosságban érvényes:

Minél nagyobbra választjuk a C_T és C_{SZ} kondenzátorok kapacitását és minél kisebb a szűrőlánccról levett terhelőáram, annál kisebb a maradék hullámosság.

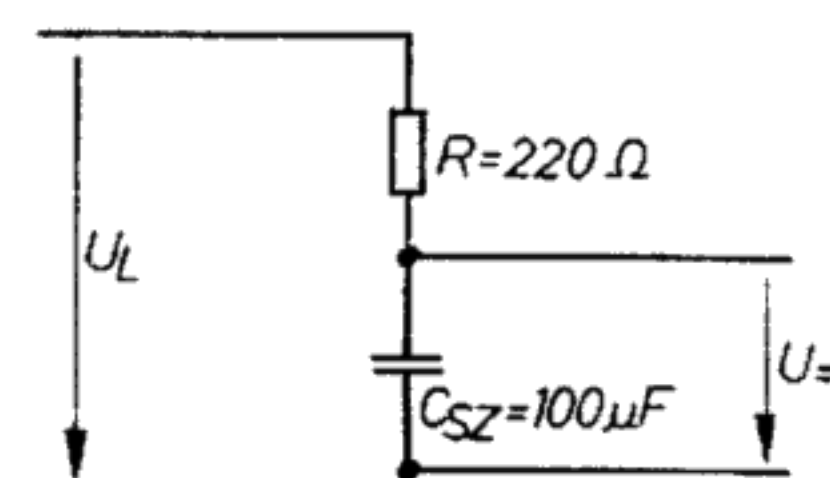
A 14.16. ábra a vizsgált szűrőlánccal kiegészített egyenirányító kapcsolást mutatja. Mivel itt a szinuszos váltakozó feszültségnek csak az egyik félhullámát használjuk ki, ezt az áramkört egyutas egyenirányító áramkörnek nevezzük.



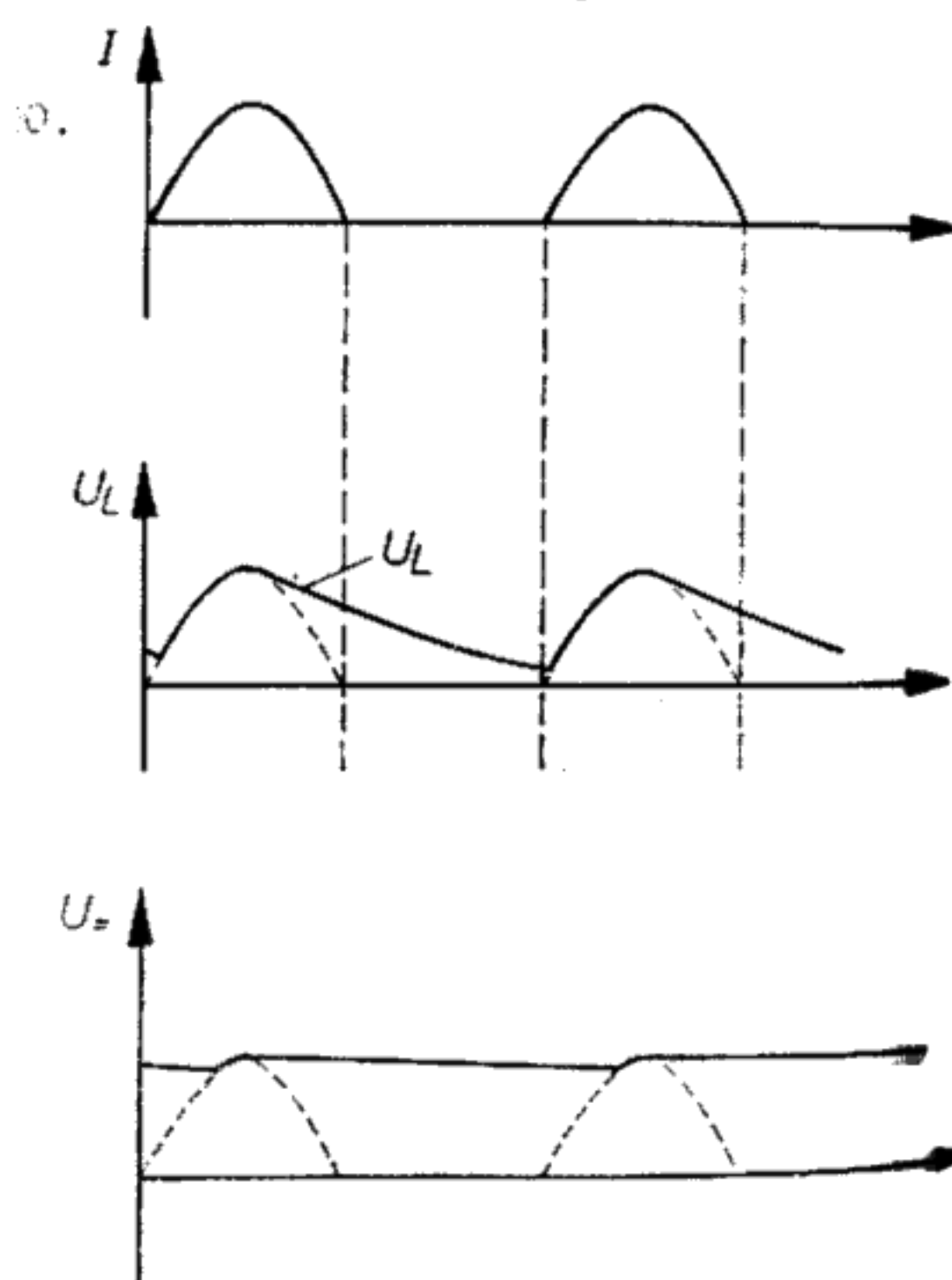
14.13. ábra. A szűrőlánc és a C_T -n kialakuló feszültségváltozás



14.16. ábra. Egyutas egyenirányító kapcsolás szűrőlánccal



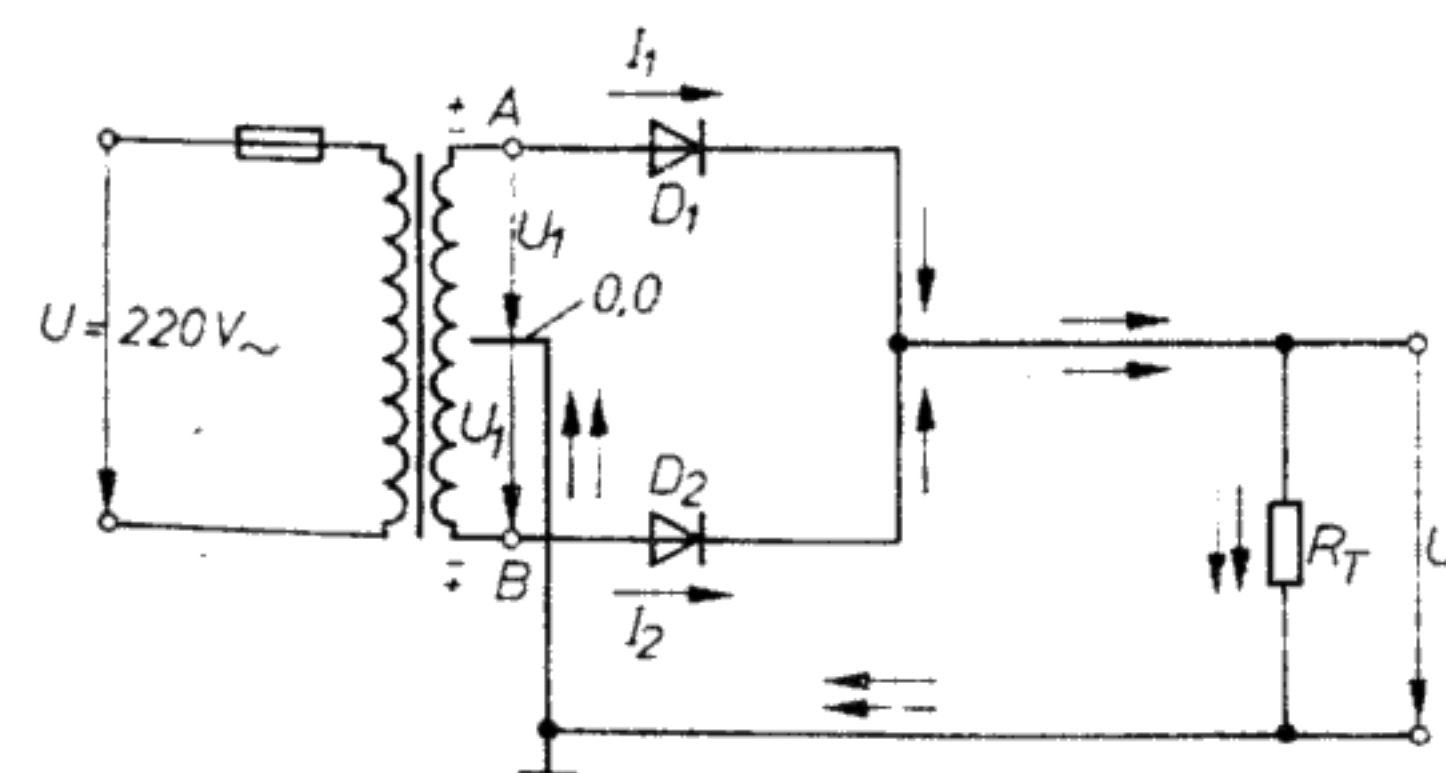
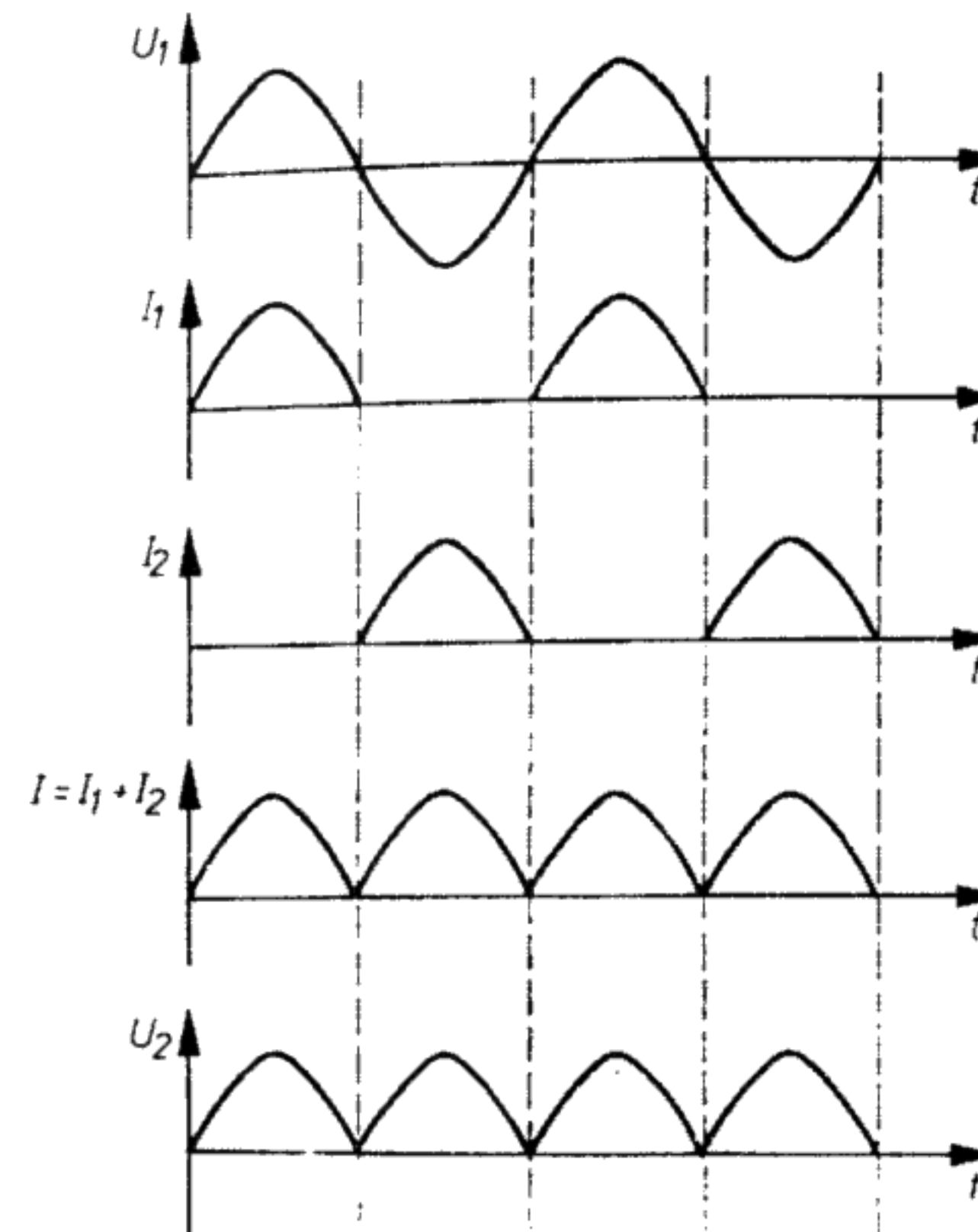
14.14. ábra. A szűrőlánc R- és C-tagja frekvenciafüggő feszültség osztót képez



14.15. ábra. Az U_2 kimeneti feszültség időbeli lefolyása

14.5.3. Középkivezetéses, kétutas egyenirányító kapcsolás

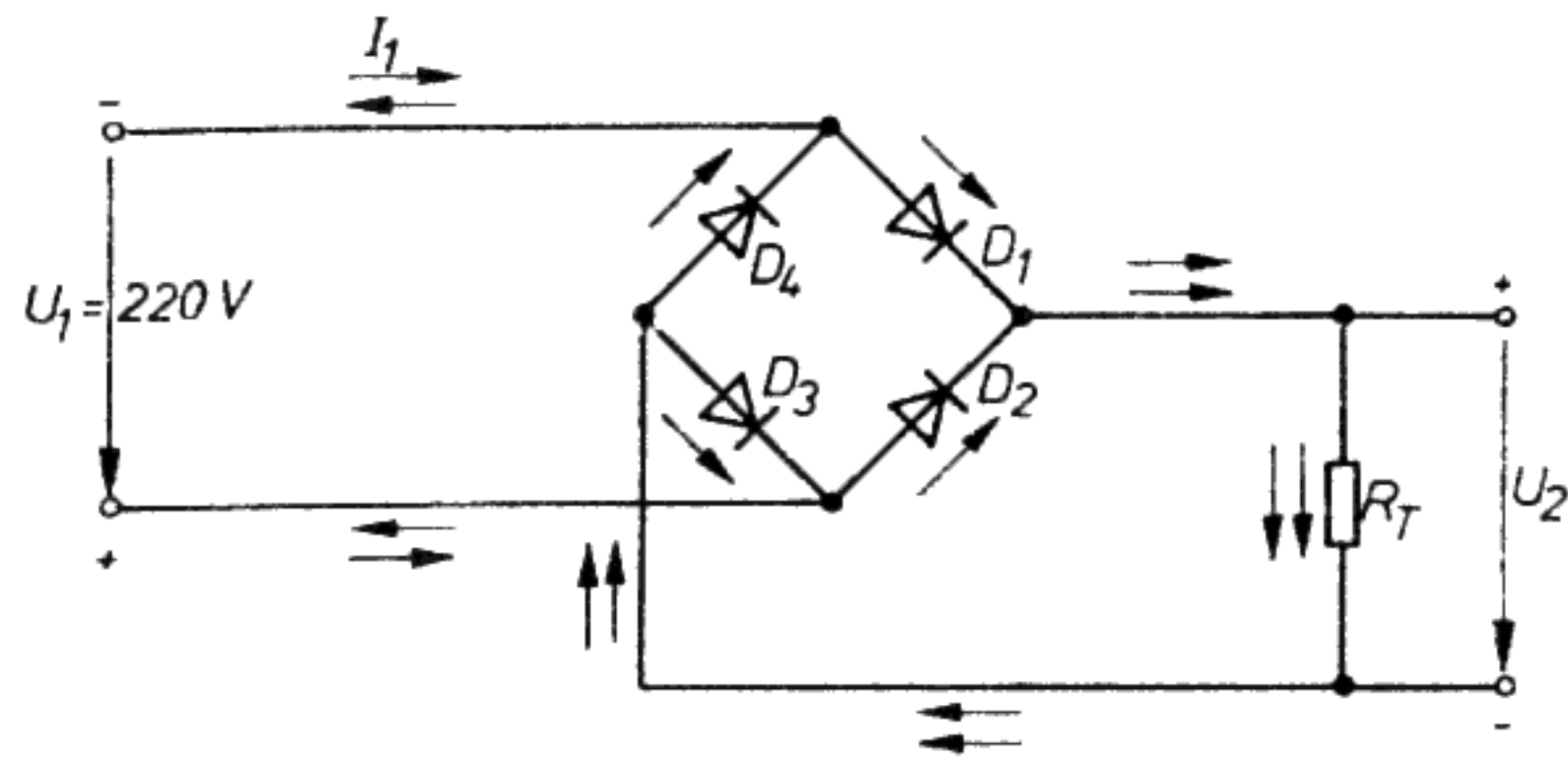
Ha a szinuszos rezgés mindkét félhullámát egyenirányítani kell, kétutas egyenirányító kapcsolásra van szükség. A 14.17. ábrán egy kétutas egyenirányító kapcsolást mutatunk be. A transzformátor kimeneti feszültségét közepén való megcsapolással két egyenlő U_1 feszültségre osztjuk. Ha az A pontnak a B-hez képest pozitív a feszültsége, akkor a D_1 dióda nyitóirányban van bekötve, és a diódán a jelzett irányban I_1 áram folyik.



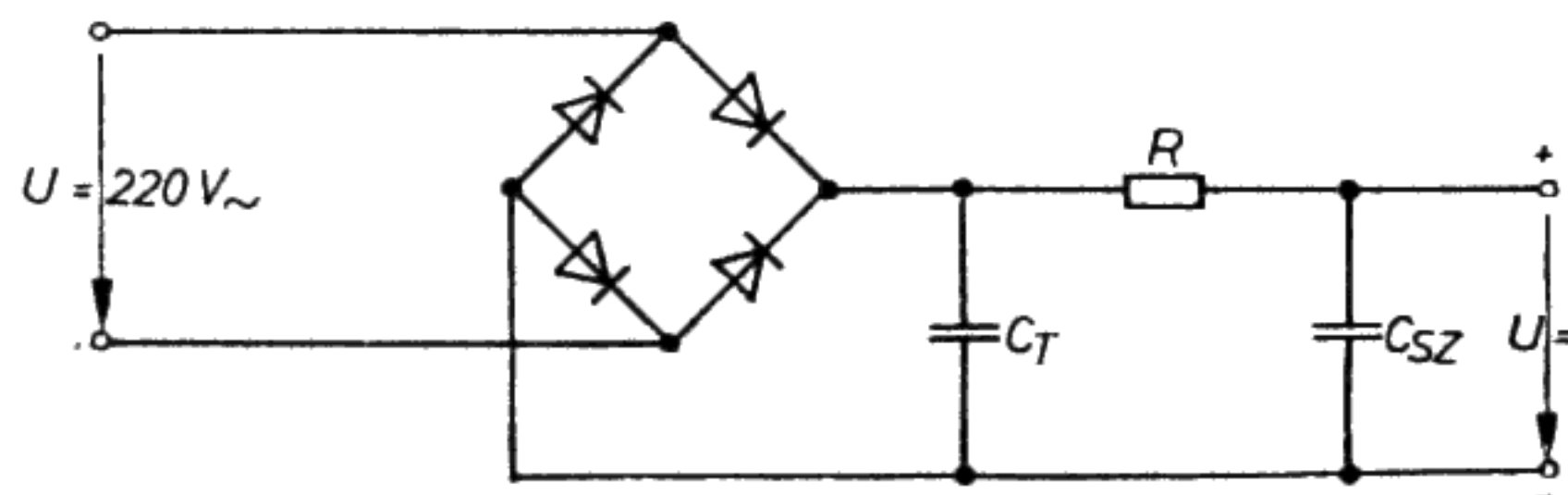
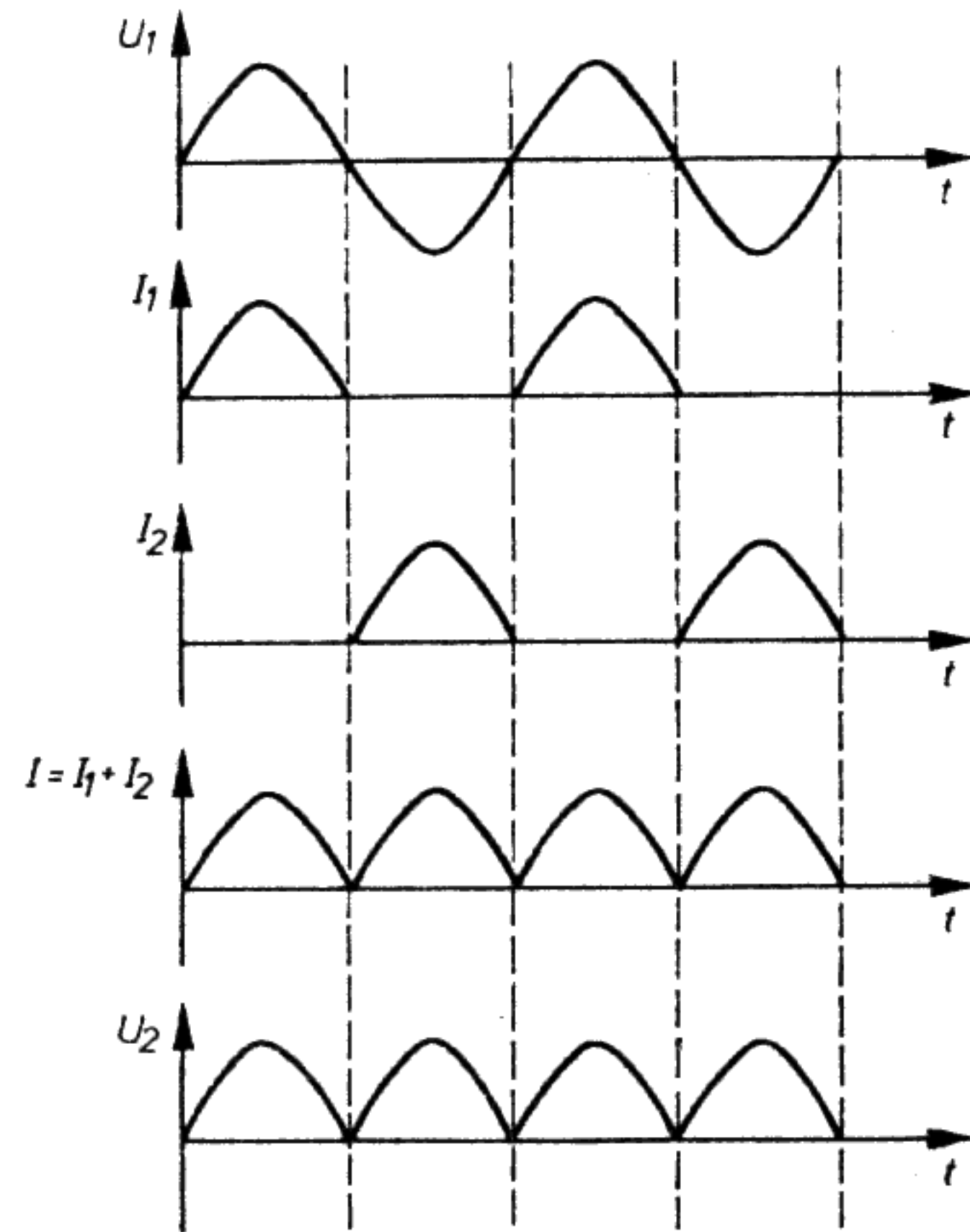
14.17. ábra. Középkivezetéses, kétutas egyenirányító kapcsolása és működése

A negatív félhullám közben az A pontnak a B-hez képest negatív feszültsége van, vagyis a B pont az A-hoz képest pozitív. A D_2 dióda most nyitóirányba van kapcsolva, és a feketével jelzett áramúton I_2 áram folyik. Az I_1 és I_2 áram a C pontban I eredővé egyesül. A terhelő-ellenálláson keresztül már az I áram folyik. Az U_2 kimeneti feszültség időbeli lefolyása I lefolyásával azonos (14.17. ábra).

Az U_2 vegyes feszültség tehát egy egyenfeszültség és egy váltakozó feszültség eredője. A szűrőlánc segítségével a váltakozó feszültségű rész az egyutas egyenirányító kapcsoláshoz hasonlóan kiszűrhető.



14.18. ábra. Hídkapcsolású, kétutas egyenirányító áramkör



14.19. ábra. Hídkapcsolású, kétutas egyenirányító áramkör szűrőláncsal

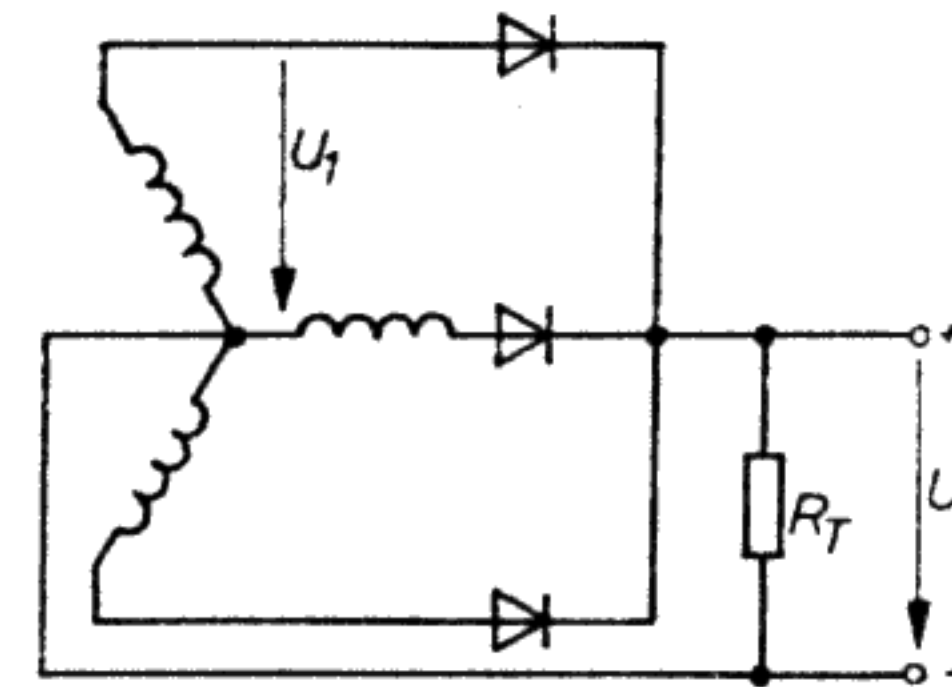
14.5.4. Hídkapcsolású, kétutas egyenirányító áramkör

A középkezezetéses, kétutas egyenirányító kapcsoláshoz viszonylag drága, közepesen megcsapolt transzformátorra van szükség. A 14.18. ábrán bemutatott hídkapcsolású, kétutas egyenirányító áramkörhöz nem kell ilyen transzformátor, ezért viszonylag olcsón előállítható és rendkívül gyakran alkalmazzák.

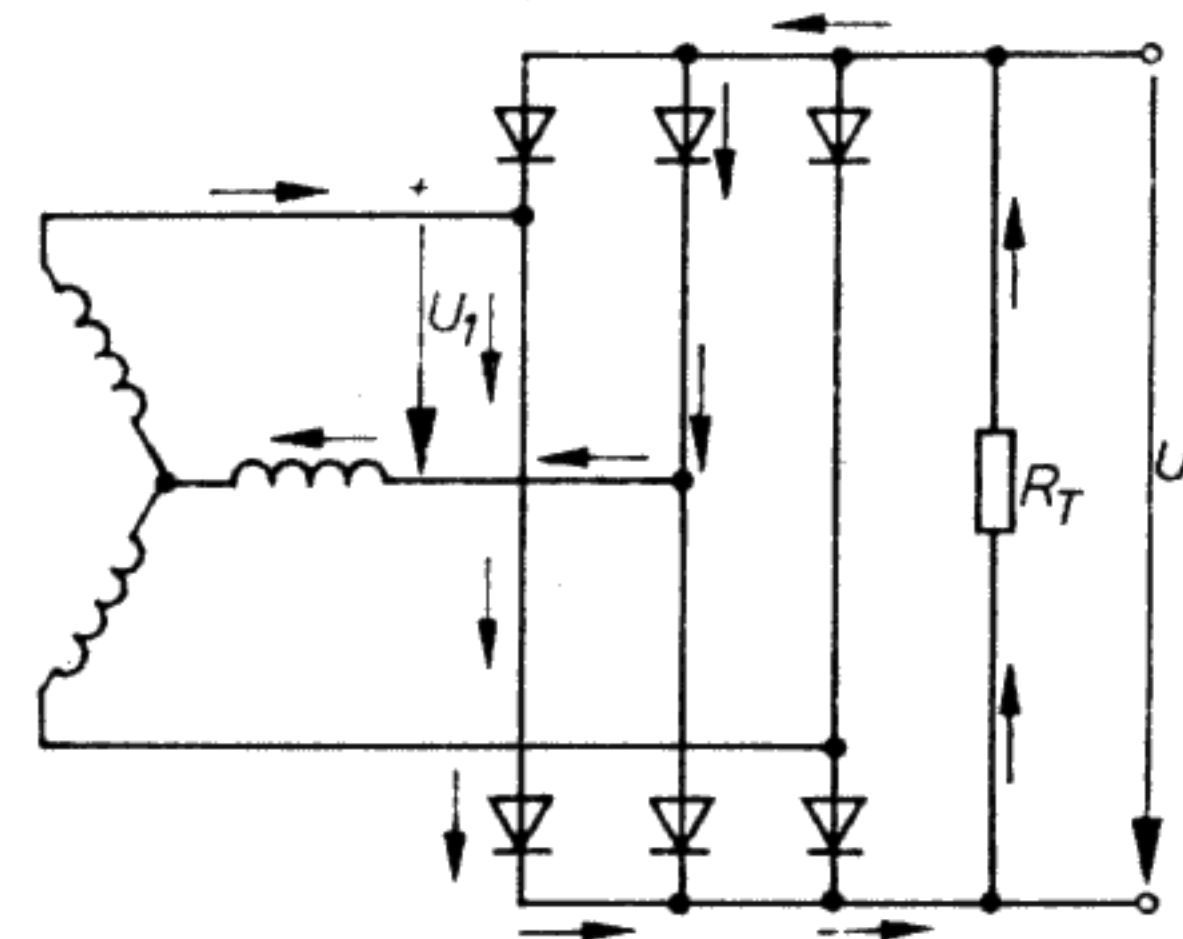
Az U_1 pozitív félhulláma alatt a D_1 és D_3 dióda nyitóirányba van kapcsolva, és I_1 áram folyik (14.18. ábra).

Az U_1 negatív félhulláma alatt a D_2 és D_4 dióda van nyitóirányba kapcsolva, és I_2 áram folyik. Az I_1 és I_2 egy irányban folyik át az R_T terhelő-ellenálláson; eredőjük az I áram. Az U_2 feszültség és az I áram időbeli lefolyása azonos. Az U_2 vegyes feszültség. A váltakozó feszültségű összetevő szűrőláncsal csökkenthető.

A 14.19. ábra hídkapcsolású, kétutas egyenirányító áramkört mutat be.



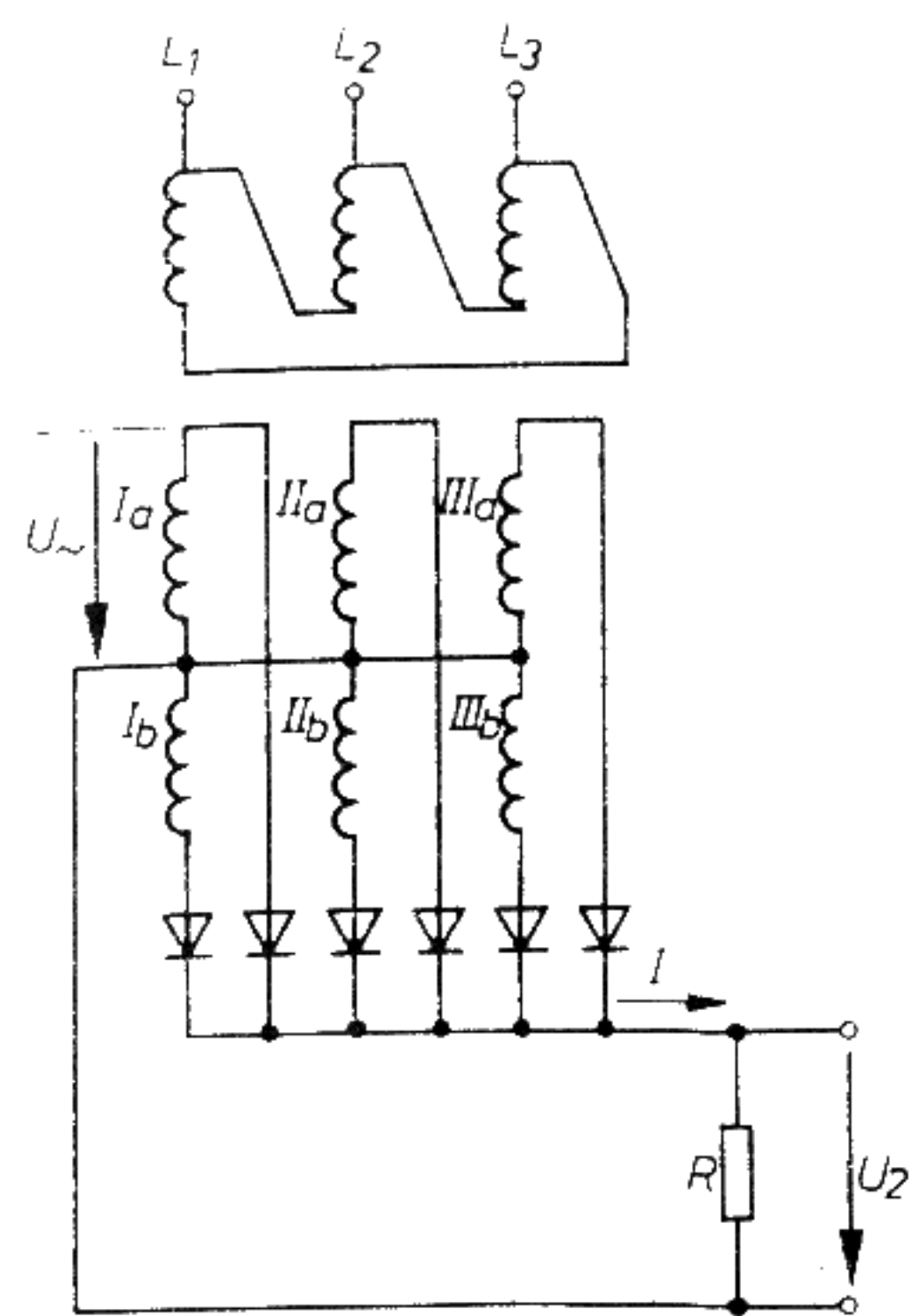
14.20. ábra. Háromfázisú, egyutas egyenirányító kapcsoló



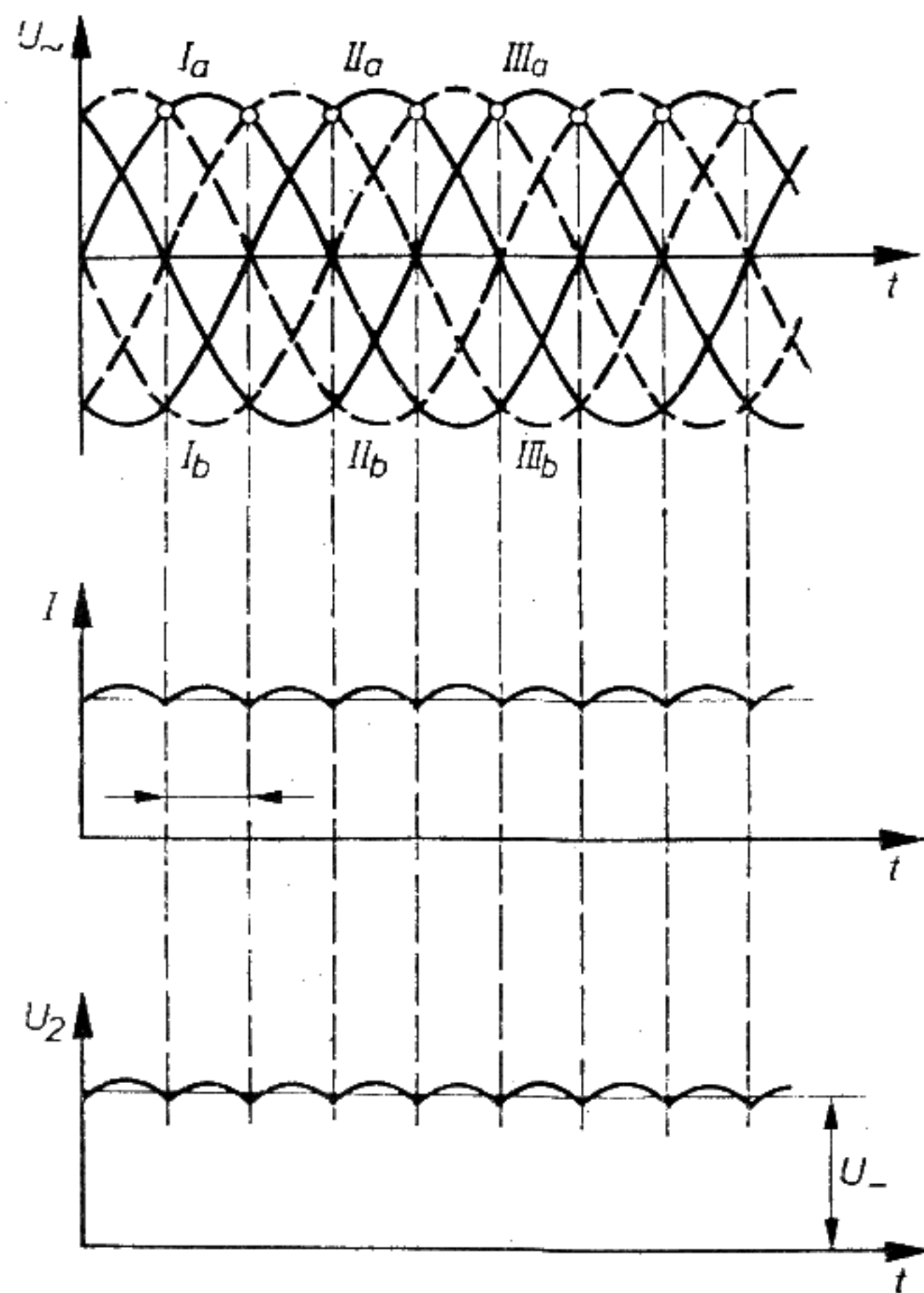
14.21. ábra. Háromfázisú, hídkapcsolású egyenirányító áramkör

14.5.5. Többfázisú egyenirányító kapcsolások

A többfázisú egyenirányító kapcsolások ugyanazon elvek alapján épülnek fel, mint az egyfázisú egyenirányító kapcsolások. Könnyű felismerni, hogy a 14.20. ábrán ábrázolt háromfázisú, egyutas egyenirányító kapcsolás három egyfázisú, egyutas egyenirányító kapcsolásból áll, amelyek közös R_T terhelő-ellenálláshoz kapcsolódnak. A háromfázisú, hídkapcsolású egyenirányító áramkör felépítését (14.21. ábra) nem egészen könnyű áttekinteni. Ha azonban az U_1 feszültség keltette áram bejelölt útját követjük, azonnal megállapíthatjuk, hogy az áramkör ugyanazon az elven működik, mint az egyfázisú, hídkapcsolású egyenirányító áramkör. A 14.22. és 14.23. ábrán a középkezezetéses, kétutas egyenirányító áramkör háromfázisú változata, valamint a kialakuló feszültség és áram időbeni változása látható.



14.22. ábra. Háromfázisú, középvezetésű, kétutas egyenirányító kapcsolás



14.23. ábra. A háromfázisú, középvezetésű, kétutas egyenirányító kapcsolás feszültségei és áramjai

15. Speciális tulajdonságú félvezető diódák

15.1. Z-diódák

15.1.1. Működésmód

A Z-diódák különlegesen szennyezett szilíciumdiódák. Záróirányban egy konstrukciótól függő U_{z0} zenerfeszültségig nagy ellenállásúak, és nyitóirányban ugyanúgy viselkednek, mint a normális Si-diódák (15.1. ábra).

A Z-diódák záróirányban a zenerfeszültség elérése után kis ellenállásúak.

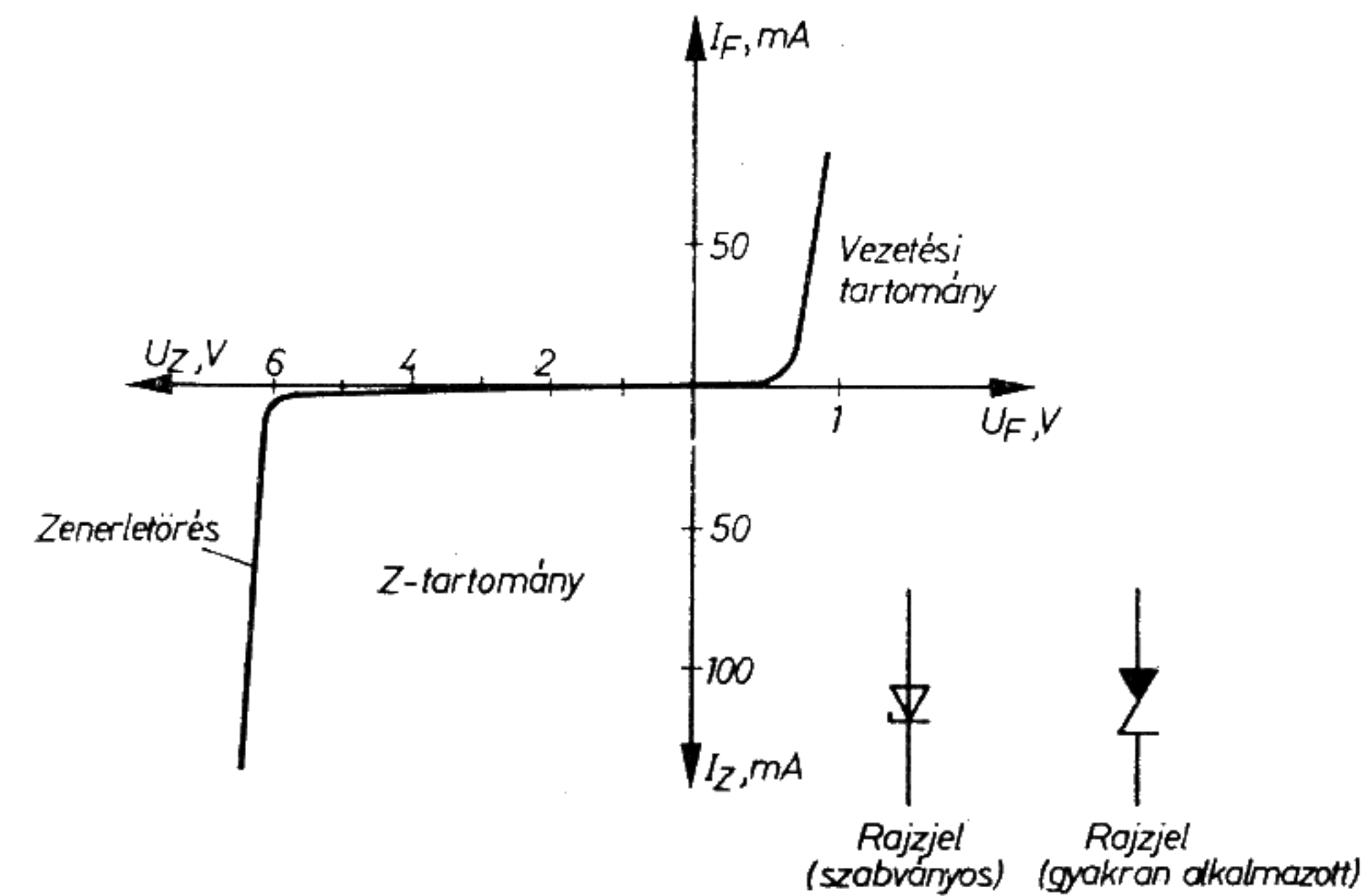
Ezt a záróirányban tapasztalható kis ellenállású állapotot két hatás idézi elő, éspedig a zenerhatás és a lavinahatás.

Zenerhatás

Az elektromos tér erőhatása folytán a kristály kötéséből elektronok szabadulnak el. Ezek az áram létrehozatalában mint szabad töltéshordozók vesznek részt.

Lavinahatás

A meglevő szabad elektronok erősen felgyorsulva további elektronokat szabadítanak ki kötésükből, így lavinászerű töltéshordozó-keltés indul meg.



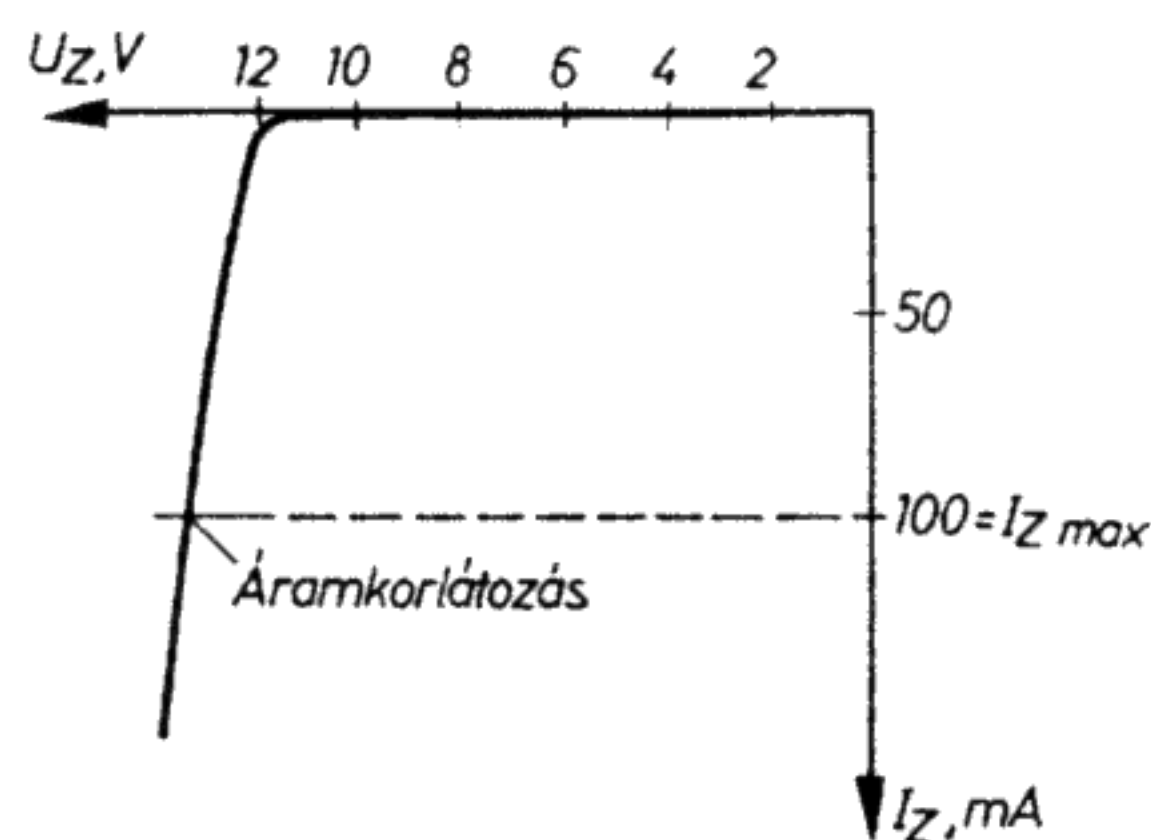
15.1. ábra. A Z-dióda $I-U$ jelleggörbéje és rajzele

A Z-dióda esetében a zenerhatás és a lavinahatás átfedi egymást, de általában a réteg Z-áttöréséről vagy zeneráttörésről beszélünk.

Az átmenet hirtelen kialakuló, nagy záróirányú vezetőképessége igen nagy áramhoz vezethet. Ha ezt az áramot nem korlátozzuk, akkor a Z-dióda tönkremegy.

A zeneráttörés után feltétlenül korlátozni kell az áramot.

Ha a záróirányú feszültség U_{Z0} érték alá esik, akkor a töltéshordozók felszabadulása hirtelen megszűnik (15.2. ábra). Az átmenet töltéshordozókban elszegényedik (kiürül). A még meglévő elektronok a nyitott kristálykötésekhez kapcsolódnak, vagy az elektromos tér erőhatása folytán az átmenet környezetéből kikerülnek. E rendkívül rövid kiürülési idő után az átmenet mentes a szabad töltéshordozóktól, és az eredeti záróhatás figyelhető meg. A Z-dióda újból nagy ellenállásúvá válik.

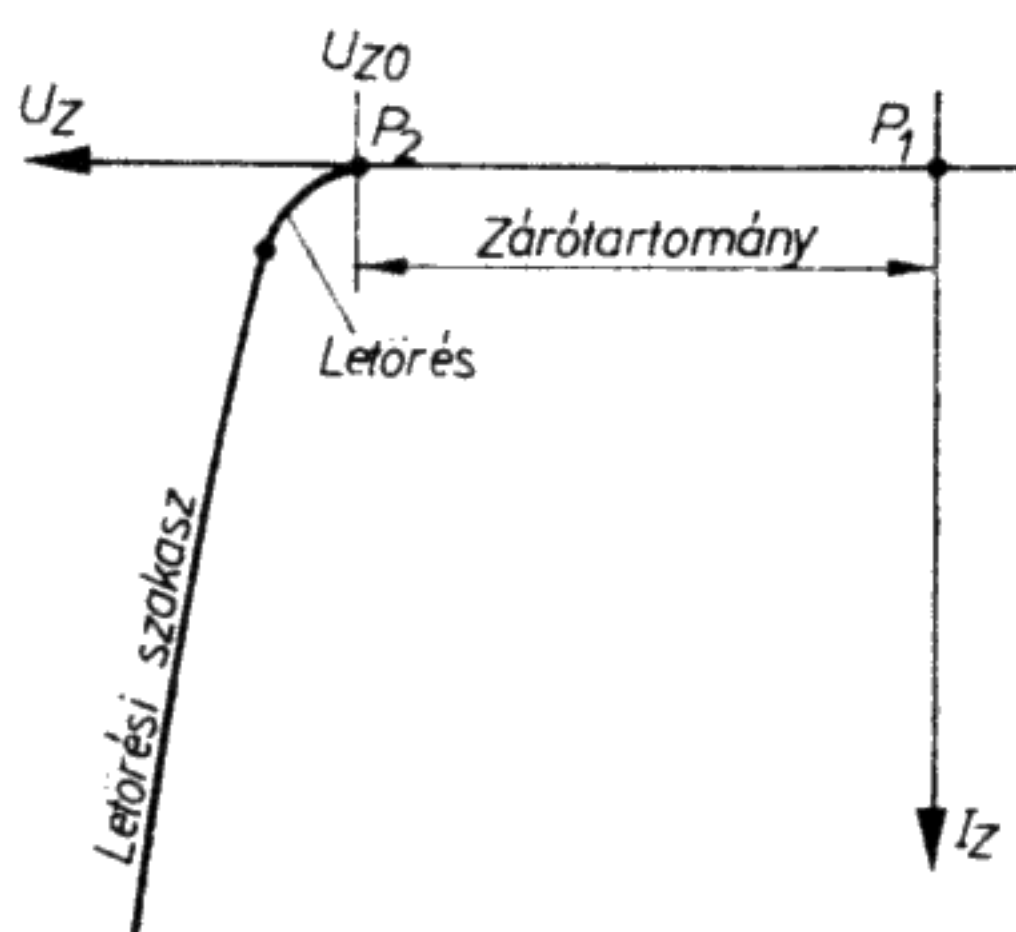


15.2. ábra. A Z-dióda letörési jelleggörbéje és a szükséges áramkorlátozás, pl. $I_{Z \max} = 100 \text{ mA}$

15.1.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek

A Z-diódák jelleggörbéje záróirányban a zárótartományból, a letörési szakaszból és az áttörési tartományból áll. A P_1 -től a P_2 -ig terjedő zárótartományban csupán nagyon kicsiny záróirányú áram folyik (15.3. ábra), a letörési szakasz az áttörés megindulásával kezdődik (P_2).

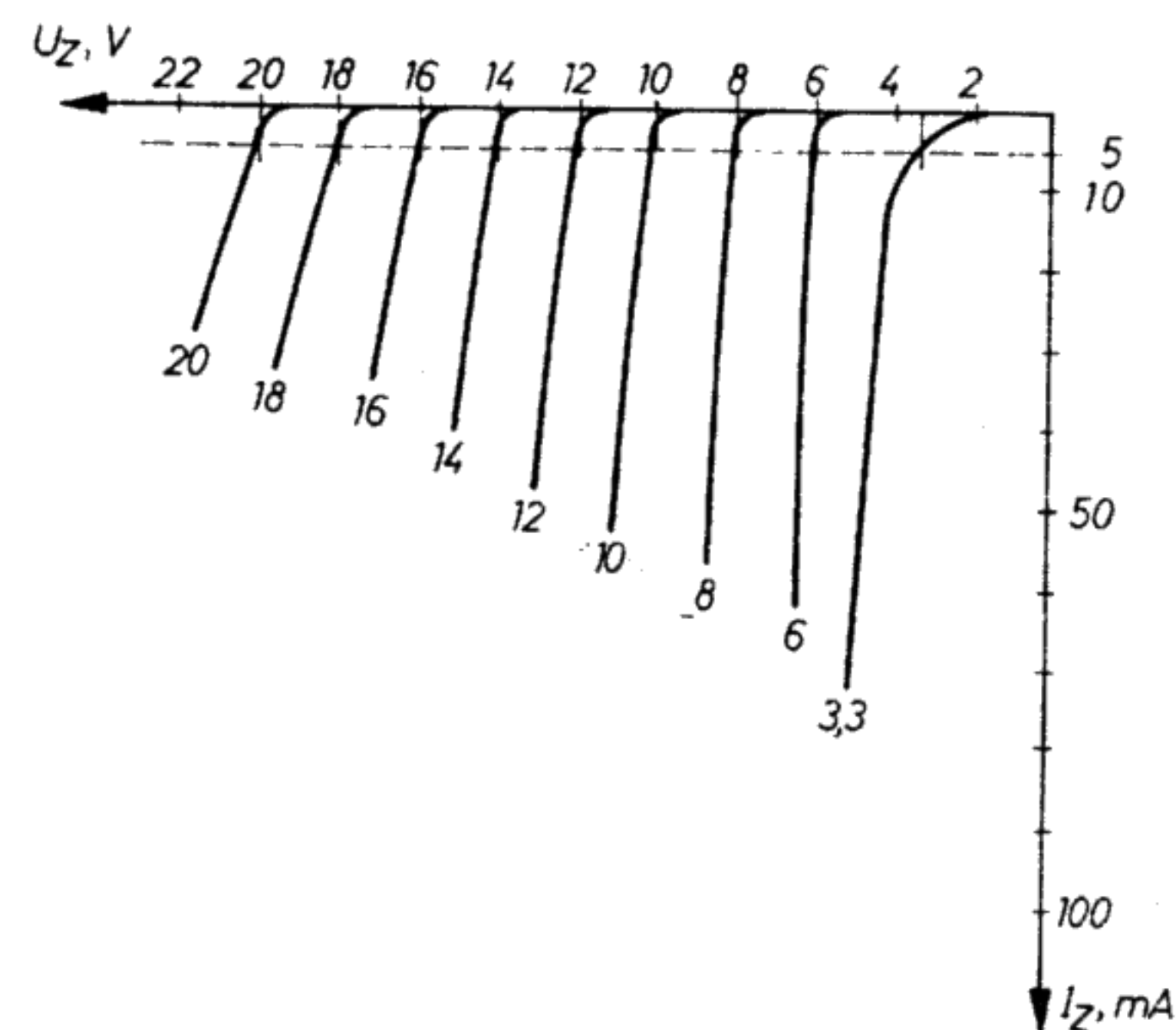
Először a zenereffektus, majd a lavinaeffektus kezdődik meg. A záróirányú áram nő. A P_3 pontban a letörési szakasz véget ér. A P_3 -tól kezdődő szakaszt áttörési tartománynak nevezzük.



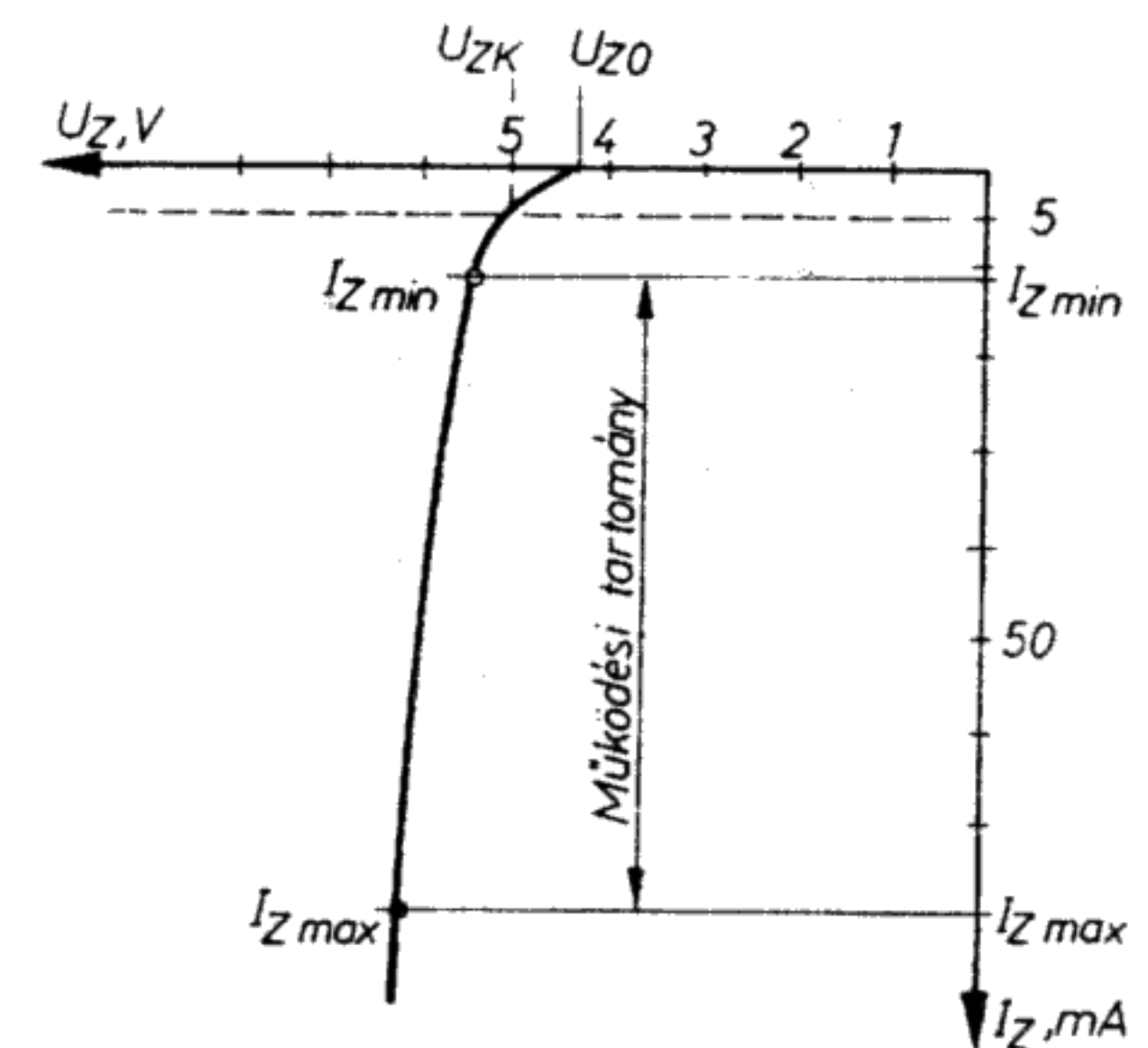
15.3. ábra. A jelleggörbe szakaszai

A 15.4. ábrán néhány Z-dióda jelleggörbéje látható. Magasabb zenerfeszültségű diódák esetén a jelleggörbe letörése éleesebben jelentkezik, a letörési szakasz kisebb. Méréstechnikai okokból az U_{ZK} jellemző zenerfeszültségként azt a feszültséget adják meg, amely esetén meghatározott I_{ZK} áram (legtöbbször 5 mA) folyik (15.5. ábra). Ez a feszültség egy kicsivel különbözik az U_{Z0} feszültségtől, amelyen az áttörés kezdődik. A Z-diódán átfolyó legnagyobb megengedett áramot $I_{Z \max}$ -nak nevezzük (15.6. ábra). Ez a gyártó által megadott határérték.

Az állandósult áttörésnél kialakuló legkisebb áram az $I_{Z \min}$. Az $I_{Z \min}$ a letörési szakaszon kívül, az áttörési szakasz elején van.



15.4. ábra. A Z-dióda jelleggörbéi (Siemens- és ITT-adatok alapján)



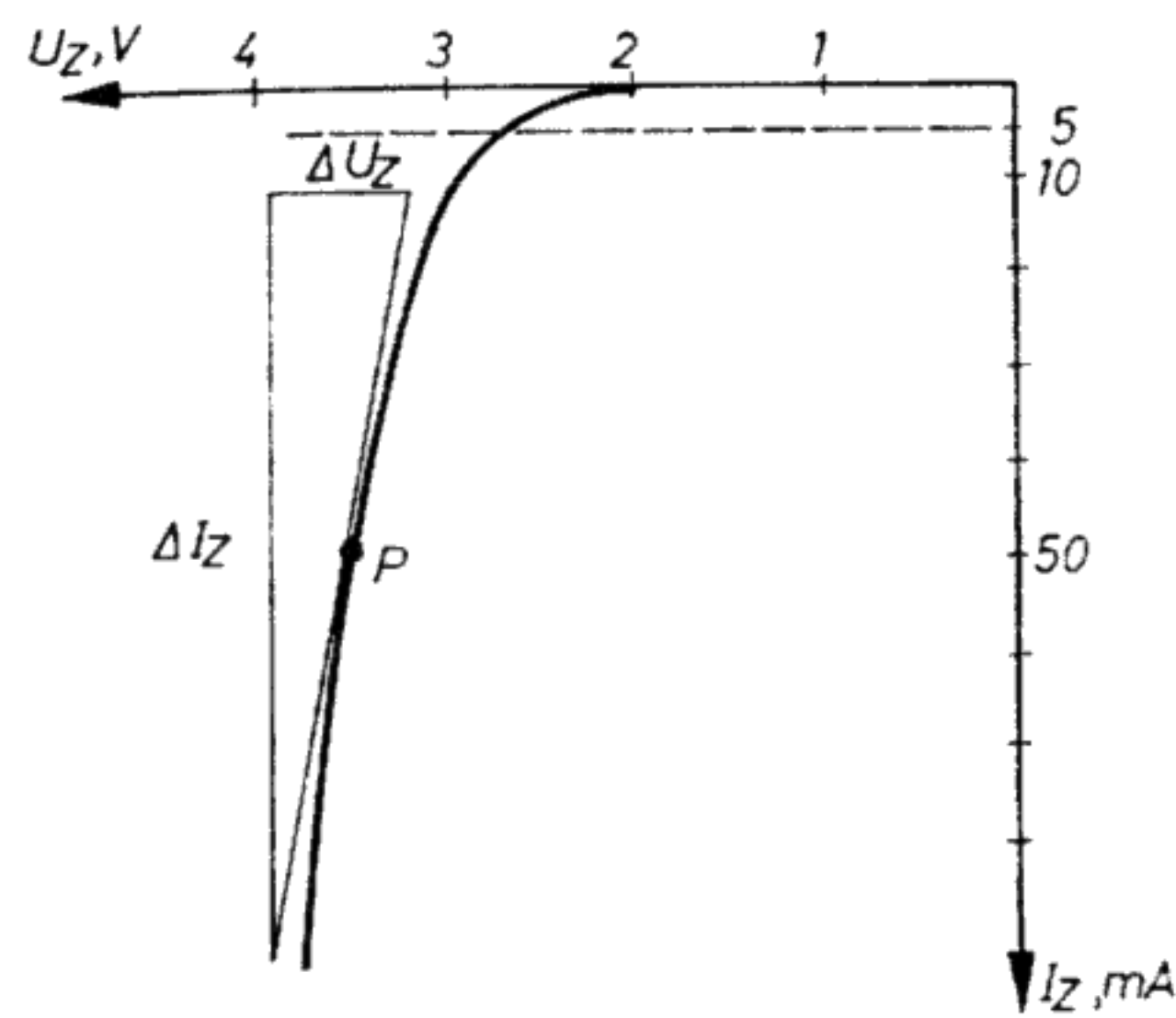
15.5. ábra. A Z-dióda jelleggörbéje ($U_{ZK} = 5 \text{ V}$)

A legkisebb $I_{Z \min}$ zeneráram és az $I_{Z \max}$ legnagyobb zeneráram közti szakaszt működési tartománynak nevezzük.

Az áttörési szakasz meredekségéből kapjuk az r_z differenciális ellenállást:

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

ahol ΔU_z a feszültségváltozás, ΔI_z az áramváltozás.



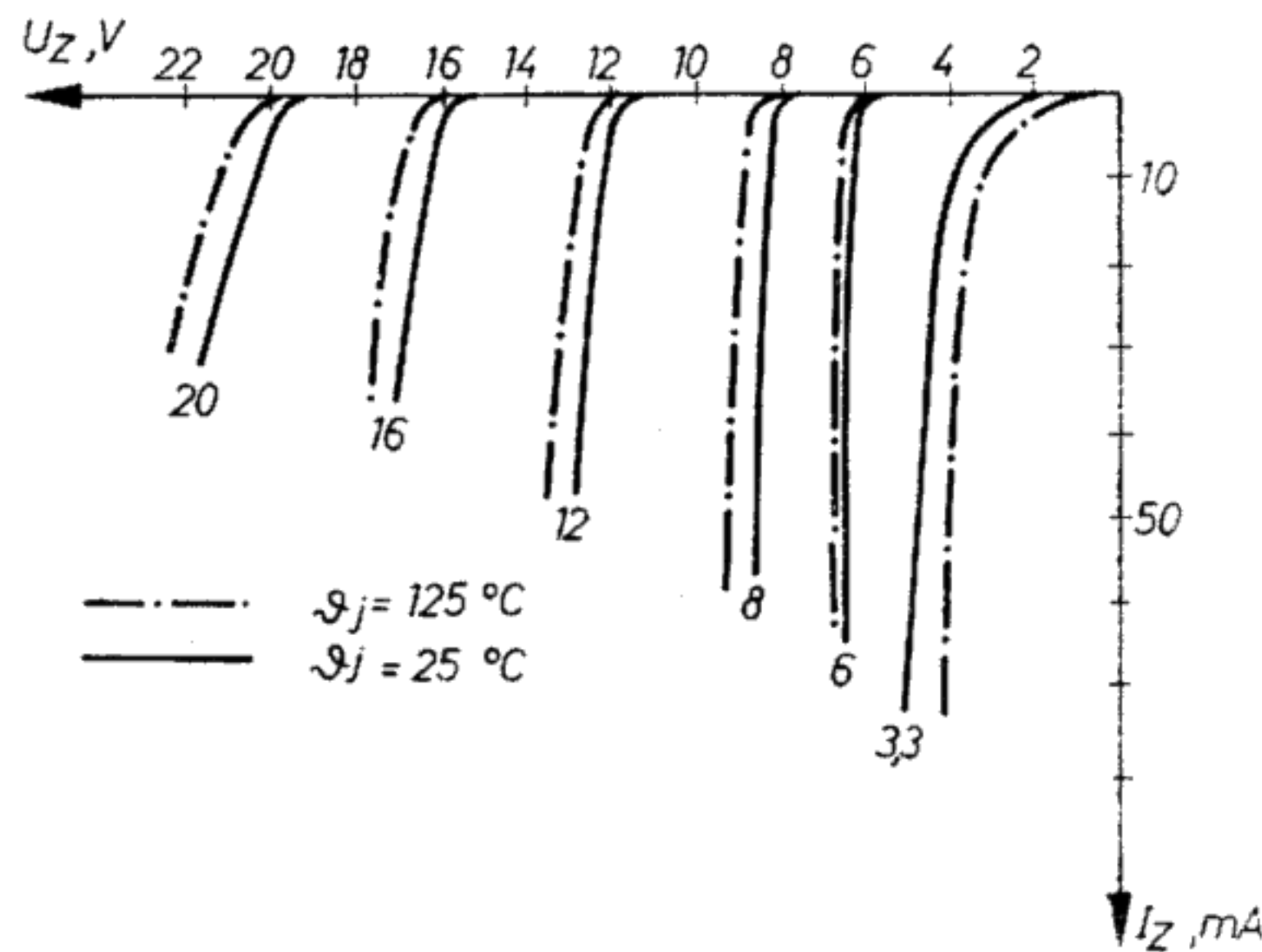
15.6. ábra. A Z-dióda jelleggörbéje és az r_z differenciális ellenállás meghatározása a P pontban

Az r_z differenciális ellenállásnak a jelleggörbe minden egyes pontján más és más értéke van, mivel a jelleggörbének enyhe görbülete van. A nagyobb zenerfeszültségű Z-diódák áttörési jelleggörbéje majdnem egyenes.

A Z-dióda differenciális ellenállását az áttörési jelleggörbe meredeksége adja meg.

Minél meredekebb az áttörési jelleggörbe, annál kisebb a differenciális ellenállás.

A Z-diódák tulajdonságai hőmérsékletfüggők.



15.7. ábra. A Z-diódák hőmérsékletfüggése: a hőmérséklet-emelkedés okozta jelleggörbe eltolódása

A 15.7. ábrán különböző Z-diódák jelleggörbéi láthatók. A folytonos vonalak 25 °C kristályhőmérsékletre, a pontozott vonalak 125 °C kristályhőmérsékletre érvényesek. Az U_{ZK} -tól való eltérés nagysága a következő egyenlettel határozható meg:

$$\Delta U_{ZK} = U_{ZK} \alpha_Z \Delta T_j,$$

ahol U_{ZK} a zenerfeszültség, 25 °C-on ($I_Z = 5 \text{ mA}$), α_Z a hőmérsékleti tényező, ΔT_j a záróréteg hőmérséklet-emelkedése 25 °C-hoz képest.

Az α_Z hőmérsékleti tényező megadja, hogy a Z-dióda zenerfeszültsége °C-onként mekkora értékkel tolódik el.

A Z-dióda kristályában az elektromos energia hővé alakul át.

A P_{tot} veszteségi teljesítmény a Z-diódára kapcsolt U_Z feszültség és a diódán átfolyó I_Z áram szorzataként adódik:

$$P_{\text{tot}} = U_Z I_Z.$$

A gyártók többek között a következő fontosabb adatokat adják meg:

Határértékek

legnagyobb megengedett üzemi áram: $I_{Z \text{ max}}$
 legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény: P_{tot}
 a záróréteg maximális hőmérséklete: T_j ,
 tárolási hőmérséklet-tartomány: T_s .

Jellemzők

differenciális belső ellenállás: r_z ,
 üzemi feszültség: U_Z ,
 hőmérsékleti tényező: α_Z ,
 hőellenállás (a záróréteget körülvevő levegő hőellenállása): R_{thU} .

15.1.3. Alkalmazások

A Z-diódák kiválóan alkalmasak feszültségstabilizálásra, és majdnem mindegyik stabilizált tápegységben megtalálhatók. A Z-diódákat ezenkívül határolódióaként is használják. Mivel záróirányban meghatározott feszültségen kis ellenállásúvá válnak, a feszültségcsúcsok levágására alkalmasak. A Z-diódák hőkompenzált kivitelű típusai a vezérlés- és szabályozástechnika áramköreiben a névleges érték beállítására szolgálnak. Z-diódák segítségével összehasonlító feszültségek és vonatkoztatási feszültségek állíthatók elő, újabban etalonfeszültségek is.

A 15.8. ábra egyszerű feszültségstabilizátor-áramkört mutat. Az U bemeneti feszültségnek mindig nagyobbnak kell lennie, mint a dióda U_{ZK} feszültsége ($U_Z \approx U_{ZK}$), pl. $U = 18 \text{ V}$. Ha nyitott a K kapcsoló, akkora áram alakul ki, hogy az R_E ellenálláson $U - U_Z$ feszültségesés jön létre:

$$I_{Z \text{ max}} = \frac{U - U_Z}{R_E}.$$

A Z-diódán $U_Z = 8 \text{ V}$ feszültségesés van. A maradék feszültségnek az R_E -re kell esnie:

$$I_{Z \max} = \frac{18 \text{ V} - 8 \text{ V}}{100 \Omega} = 100 \text{ mA}.$$

Ha a K kapcsolót zárjuk, akkor az U_Z feszültség gyakorlatilag nem változik. Az R_E -re szintén az előzőekben megadott feszültségnek kell esnie:

$$U = U_E + U_Z,$$

Ez azt jelenti, hogy az R_E -n az előzőhöz hasonlóan ugyanazon nagyságú áram folyik.

$$R_E = \frac{U - U_Z}{I}.$$

Ez az áram I_Z és I_T áramösszetevőkre bomlik:

$$I = I_Z + I_T, \quad \text{így} \quad R_E = \frac{U - U_Z}{I_Z + I_T}.$$

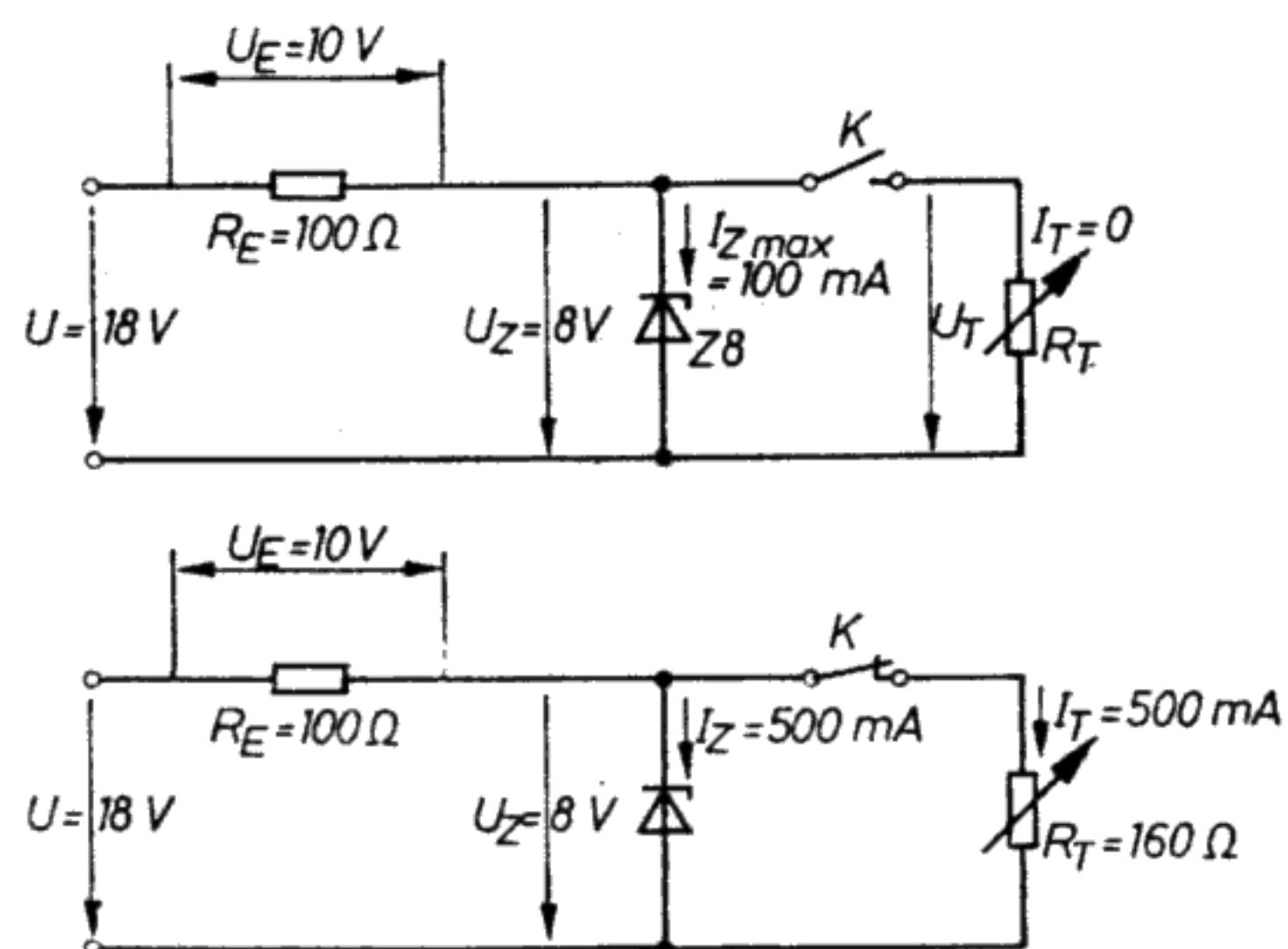
Az áram egy része, amely nyitott kapcsolóállás esetén a Z-diódán folyt át, a kapcsoló zárása után a terhelő-ellenálláson folyik keresztül. Ebből következik, hogy minél nagyobb az R_T terhelő-ellenállás, annál nagyobb az I_Z áram. A terhelő-ellenállás tehát az eredő áramnak annál nagyobb részét veszi át, minél kisebb az ellenállása. Határesetekben a teljes $I_{Z \max}$ áramot átveheti (a példában ez 100 mA). Ez adja R_T legkisebb értékét. Ha az R_T -t még kisebbre vesszük, akkor a stabilizációnak vége, tehát most a Z-dióda feszültségét csökkenteni kell. A Z-dióda nagy ellenállású lesz.

$$R_{T \min} = \frac{U_Z}{I_{Z \max}}, \quad R_{T \min} = \frac{8 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 80 \Omega.$$

Példa

A 15.8. ábra szerinti kapcsolásban 50 Ω -os terhelő-ellenállást alkalmazunk. Határozzuk meg az U_V és U_L feszültségek értékét!

$$I = \frac{U}{R_E + R_T} = \frac{18 \text{ V}}{100 \Omega + 50 \Omega} = 120 \text{ mA},$$



15.8. ábra. Egyszerű feszültségstabilizáló áramkör

$$U_V = I R_E = 120 \text{ mA} \cdot 100 \Omega = 12 \text{ V},$$

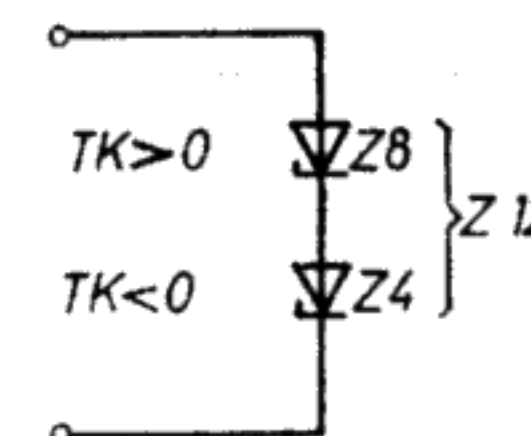
$$U_T = I R_T = 120 \text{ mA} \cdot 50 \Omega = 6 \text{ V}.$$

A feszültségstabilizáló hatás megszűnt.

Hőmérséklet-kiegyenlítés

A Z-diódák hőmérséklet-függősége sok alkalmazásban hátrány. Ezt a hátrányt különböző Z-diódák egymással vagy normális diódákkal való összekapcsolásával igyekszünk csökkenteni.

A 15.9. ábrán egy példát mutatunk erre. Szükségünk van pl. egy $U_{ZK} = 12 \text{ V}$ -os Z-diódára. Sorba kapcsolunk egy Z8 típusú Z-diódát ($U_{ZK} = 8 \text{ V}$) és egy Z4 típusú Z-diódát ($U_{ZK} = 4 \text{ V}$). A Z8 diódának pozitív, a Z4 diódának pedig negatív a hőmérséklet-tényezője. A két hőmérséklet-tényező jó közelítéssel kiegyenlíti egymást. Az eredő hőmérséklet-tényező majdnem nullává válhat.



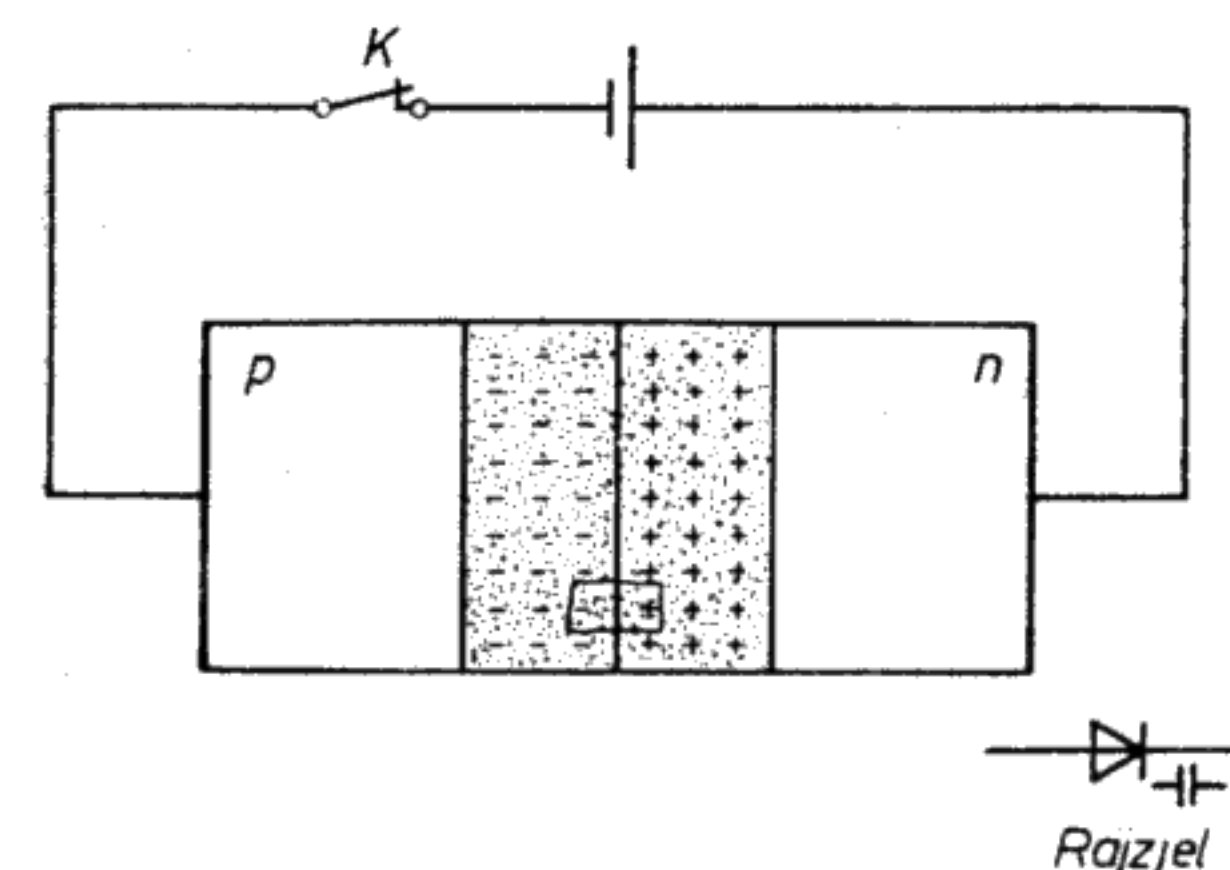
15.9. ábra. Pozitív és negatív hőmérséklet-tényezőjű Z-diódák soros kapcsolásával megvalósított hőmérséklet-stabilizáció

15.2. Kapacitásdiódák

15.2.1. Felépítés és működés

Ha normális félvezető diódát záróirányban működtetünk, akkor a záróréteg – amelyet tértöltési zónának is neveznek – kapacitásként jelentkezik. A feszültségváltozásával a záróréteg kapacitása is változik (15.10. ábra).

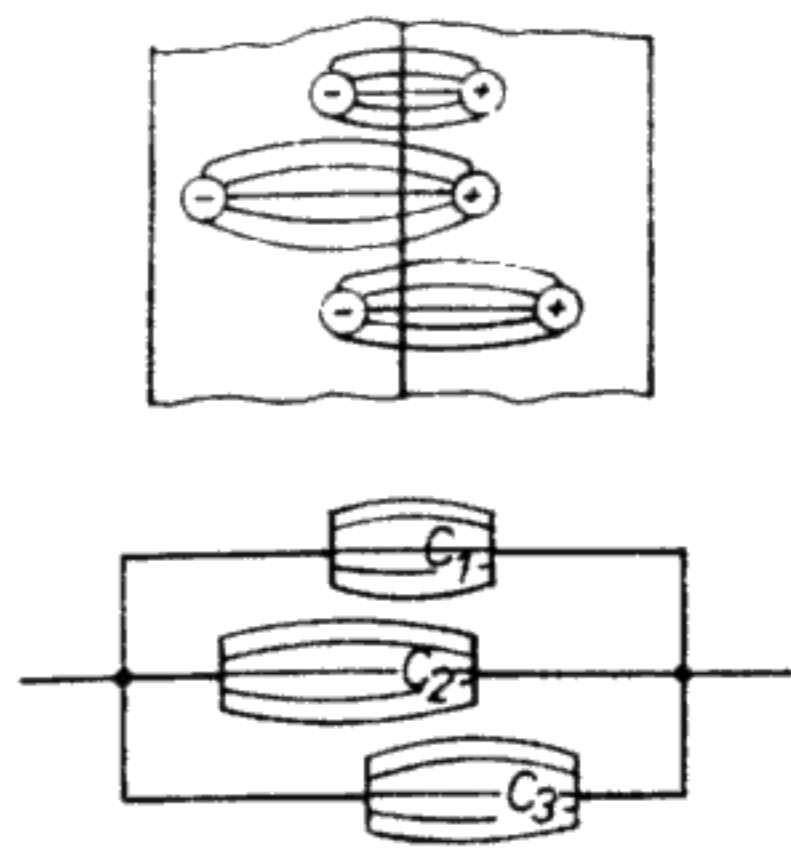
A kapacitásdiódák nagy kapacitásváltozási képességgel rendelkező speciális diódák.



15.10. ábra. Kapacitásdióda

A pozitív és a negatív töltéshordozók között elektromos tér van.

A 15.11. ábra a tértöltési zóna erősen nagyított metszetét mutatja. Két-két különböző töltéshordozó képez egy-egy elemi kondenzátort. A kicsiny elemi kondenzátorok, amelyek mindig két különböző töltéshordozóból épülnek fel, párhuzamosan kap-



15.11. ábra. A kapacitásdióda tértöltési zónájának erősen felnagyított keresztmetszete és helyettesítő kapcsolása

csolódnak. Az eredő kapacitás az egyes kapacitások összege. Ha a zárófeszültség nő, a záróréteg kiszélesedik, és a töltéshordozók átlagos távolsága nő. Ez azt jelenti, hogy a kapacitás kisebb lesz.

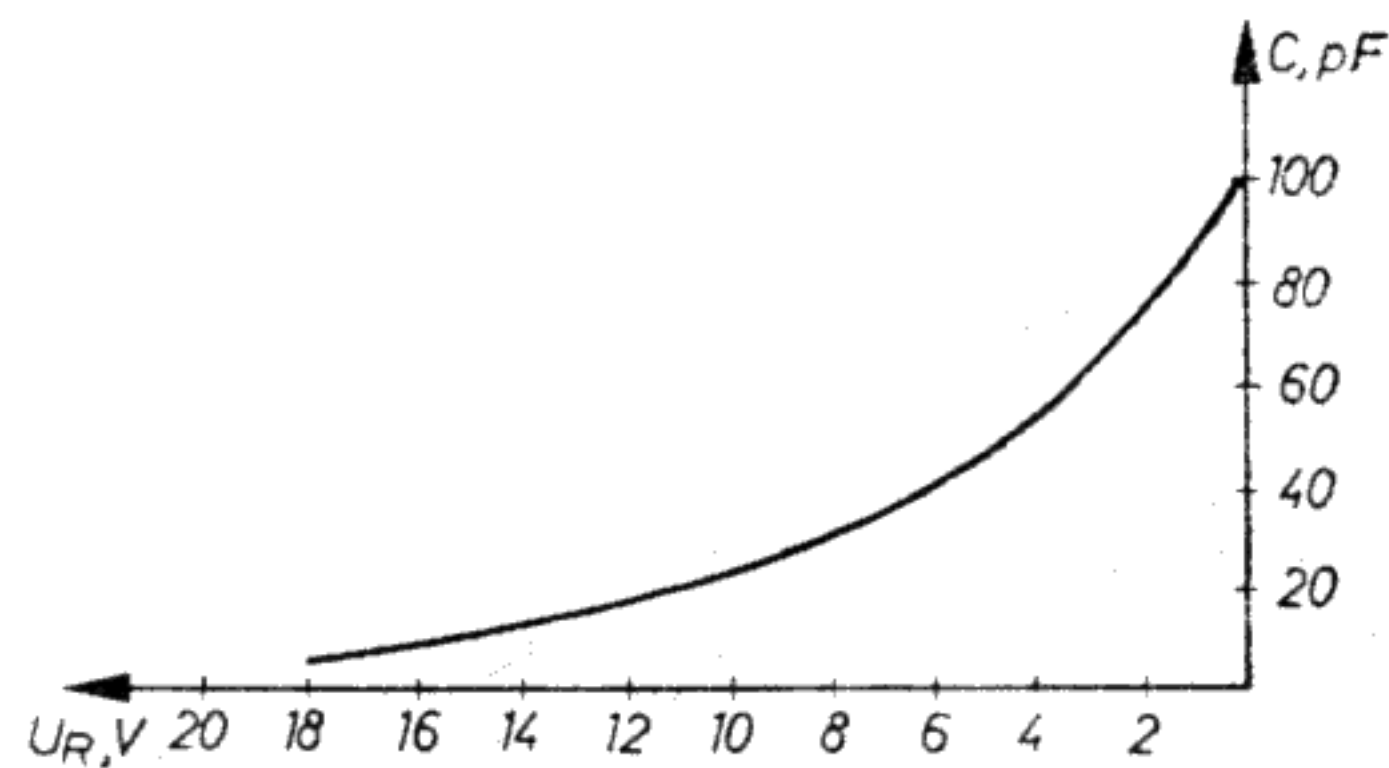
Minél nagyobb a záróirányú feszültség, annál szélesebb a záróréteg, annál nagyobb a töltéshordozók átlagos távolsága, és annál kisebb a kapacitás.

Mivel a záróréteg szélessége hőmérsékletfüggő, a záróréteg kapacitása is az.

A kapacitásdióda feszültséggel szabályozható kapacitás.

15.2.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek

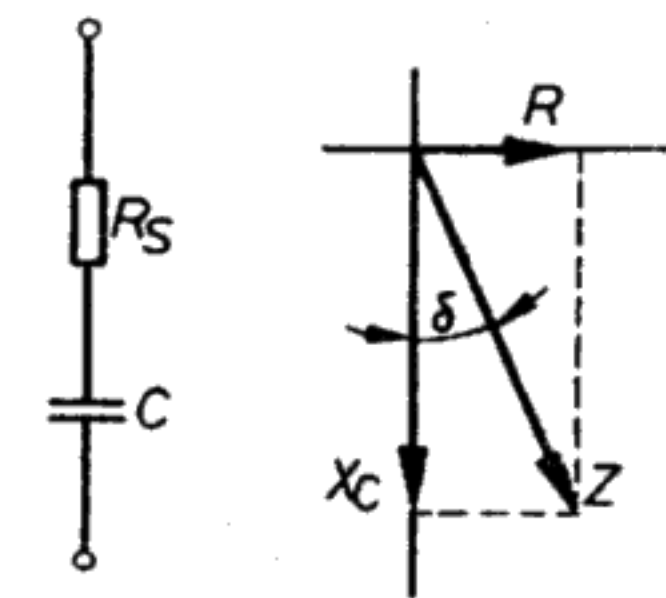
A záróréteg kapacitásának kiszámításához pontosan kellene ismerni a kapacitásdióda belső szerkezetét – ez a gyakorlatban megoldhatatlan. A záróréteg kapacitásának a zárófeszültségtől való függéséről leginkább a jelleggörbe nyújt tájékoztatást (15.12. ábra).



15.12. ábra. A kapacitásdióda $C=f(U_R)$ jelleggörbéje

A záróréteg kapacitása és zárófeszültség között nemlineáris összefüggés áll fenn.

A kapacitásdióda elektromos viselkedését a 15.13. ábrán látható helyettesítő kapcsolás írja le, amelyben C a záróréteg kapacitása, R_S pedig a kristály pályaellenállása.



15.13. ábra. A kapacitásdióda helyettesítő kapcsolása és vektorábrája

A csekély soros induktivitást elhanyagoljuk. A helyettesítő kapcsolásból következik, hogy a kapacitásdióda jósági tényezője van.

A $\tan \delta$ veszteségi tényező a következőképp adódik:

$$\tan \delta = \frac{R_S}{X_C}$$

A jósági tényező a veszteségi tényező reciproka: $\frac{1}{\tan \delta} = \frac{1}{R_S} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{2\pi f C R_S}$

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{X_C}{R_S} = \frac{1}{2\pi f C R_S}, \quad Q = \frac{1}{2\pi f C R_S}$$

ahol R_S a pályaellenállás, C a záróréteg kapacitása és f a frekvencia. Mivel C feszültség- és hőmérsékletfüggő, a jósági tényező is feszültség- és hőmérsékletfüggő. A jósági tényezőnek lehetőleg nagyoknak kell lennie.

Szokásos határértékek

a záróréteg hőmérséklete	T_j ,
tárolási hőmérséklet	T_s ,
veszteségi teljesítmény	P_{tot} .

Szokásos adatok

kapacitás (különböző zárófeszültségeknél)	C ,
soros ellenállás (pályaellenállás)	R_S ,
jósági tényező	Q ,
nyitóirányú feszültség	U_F ,
záróirányú áram	I_R ,
átütési feszültség	U_{BR} .

A gyakran alkalmazott kapacitásdiódákra nagyjából a következő adatok érvényesek: A kapacitásátfogási tartomány: $C \approx 50 \dots 200$ pF, $20 \dots 50$ pF vagy $3 \dots 10$ pF,

$$R_S \approx 0,5 \dots 2 \Omega,$$

$$Q \approx 100 \dots 500,$$

$$U_F \approx 0,8 \dots 0,9 \text{ V},$$

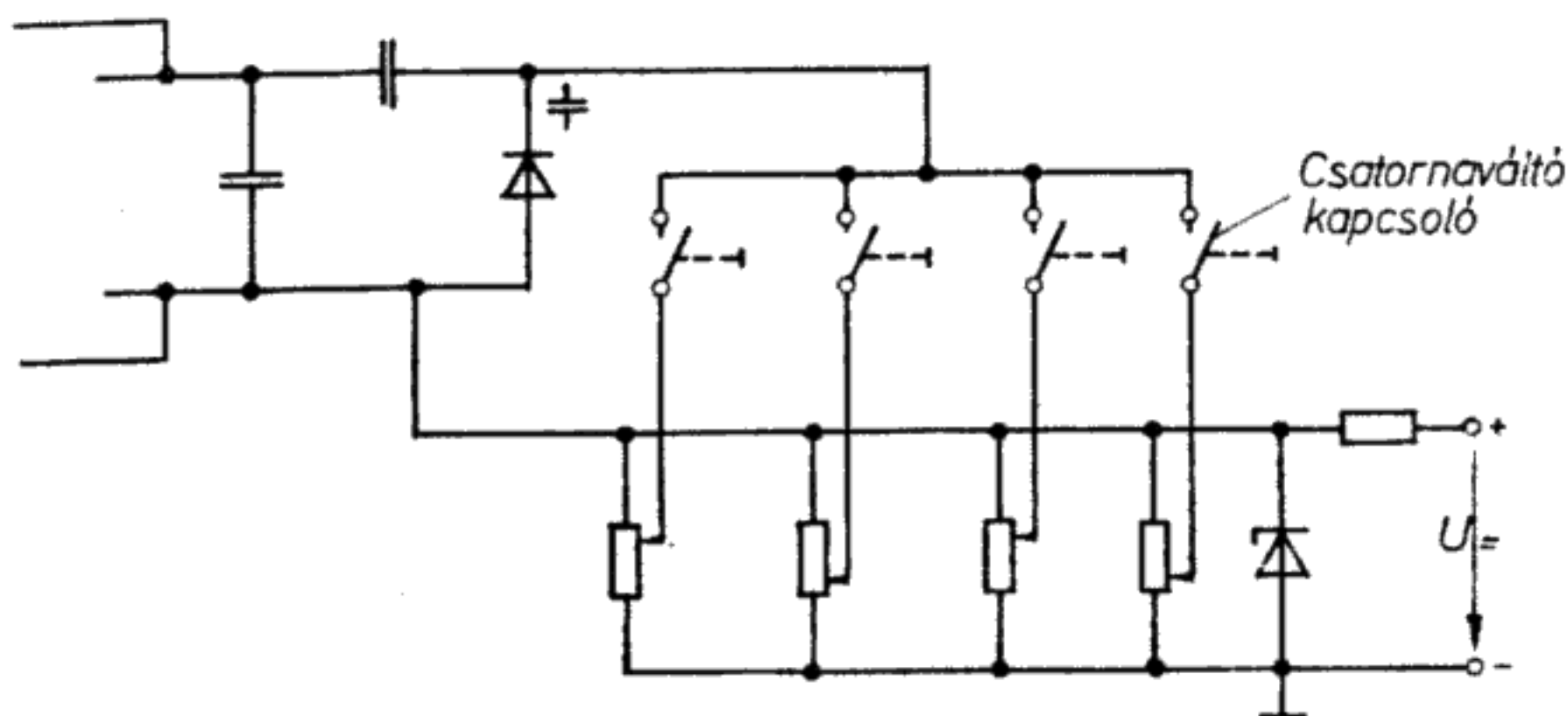
$$I_R \approx 100 \text{ nA},$$

$$U_{BR} \approx 50 \text{ V}.$$

Alkalmazások

A kapacitásdiódák egyre nagyobb mértékben helyettesítik a rádió- és tévékészülékek rezgőköreinek behangolására szolgáló forgókondenzátorokat.

A 15.14. ábra egy tévé-vevőkészülék hangolóegységének alapkapcsolását mutatja. Mindegyik adóállomáshoz megfelelő egyenfeszültséget állítunk be egy-egy potencióméterrel. Ha a kívánt adót kell bekapcsolni, akkor a feszültség a megfelelő kapcsolón keresztül a kapacitásdiódára kerül. A kapacitásdióda a feszültségnek megfelelő ka-



15.14. ábra. A tévé-vevőkészülék hangolóegységének elvi kapcsolása

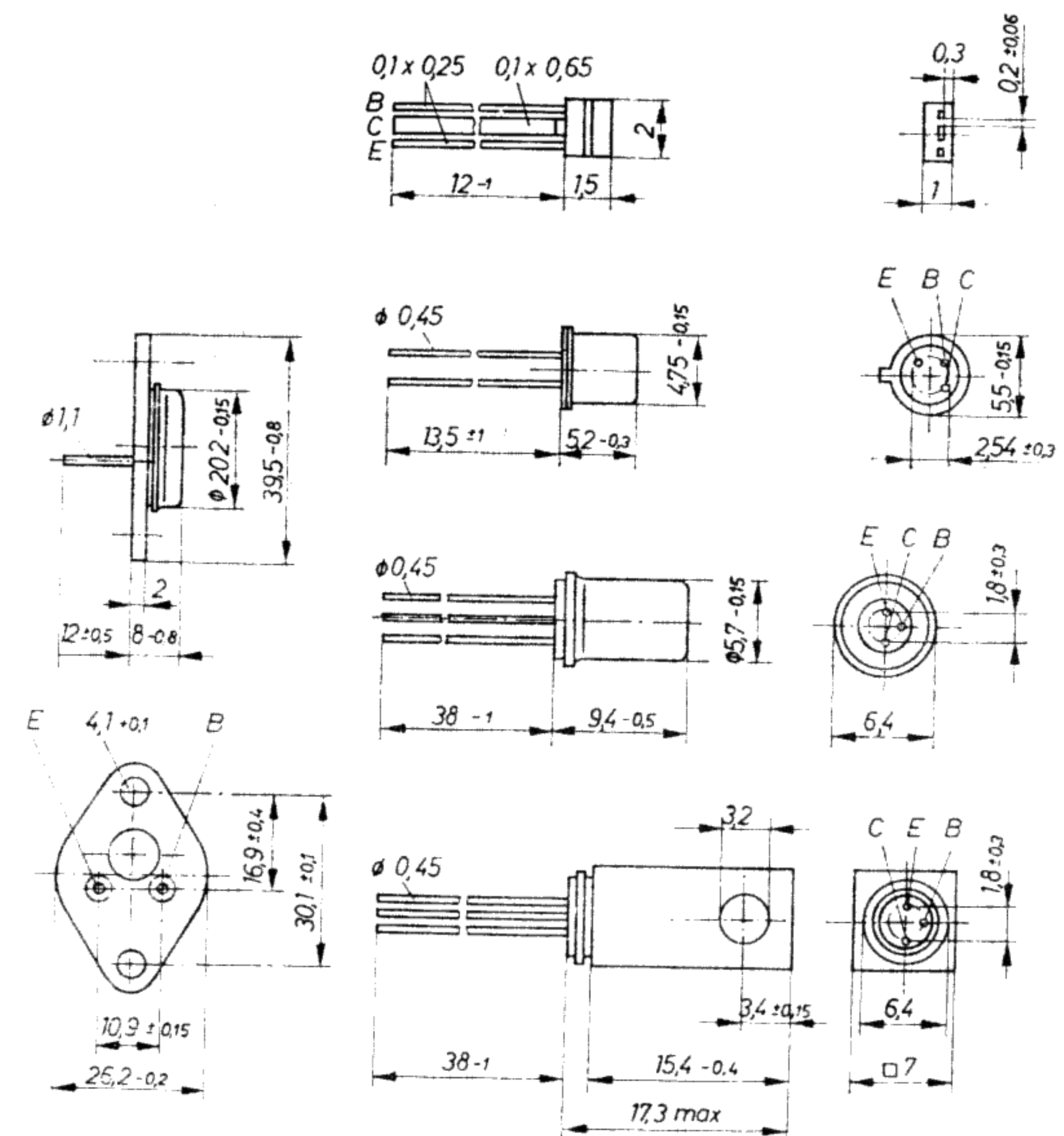
pacitást veszi fel, és behangolja az L_K és C_K alkotta rezgőkört. Az adóra való behangolásnak ez a módja kényelmes és olcsó. Természetesen előfordulhat, hogy a beállított frekvencia a hőmérséklet-változás hatására „elmászik”.

Ha az adót nem optimálisan hangoltuk be, akkor a kapacitásdiódát megfelelő szabályozófeszültséggel utánahangolhatjuk. Az efféle automatikus utánhangoló áramköröket ma már általánosan használják.

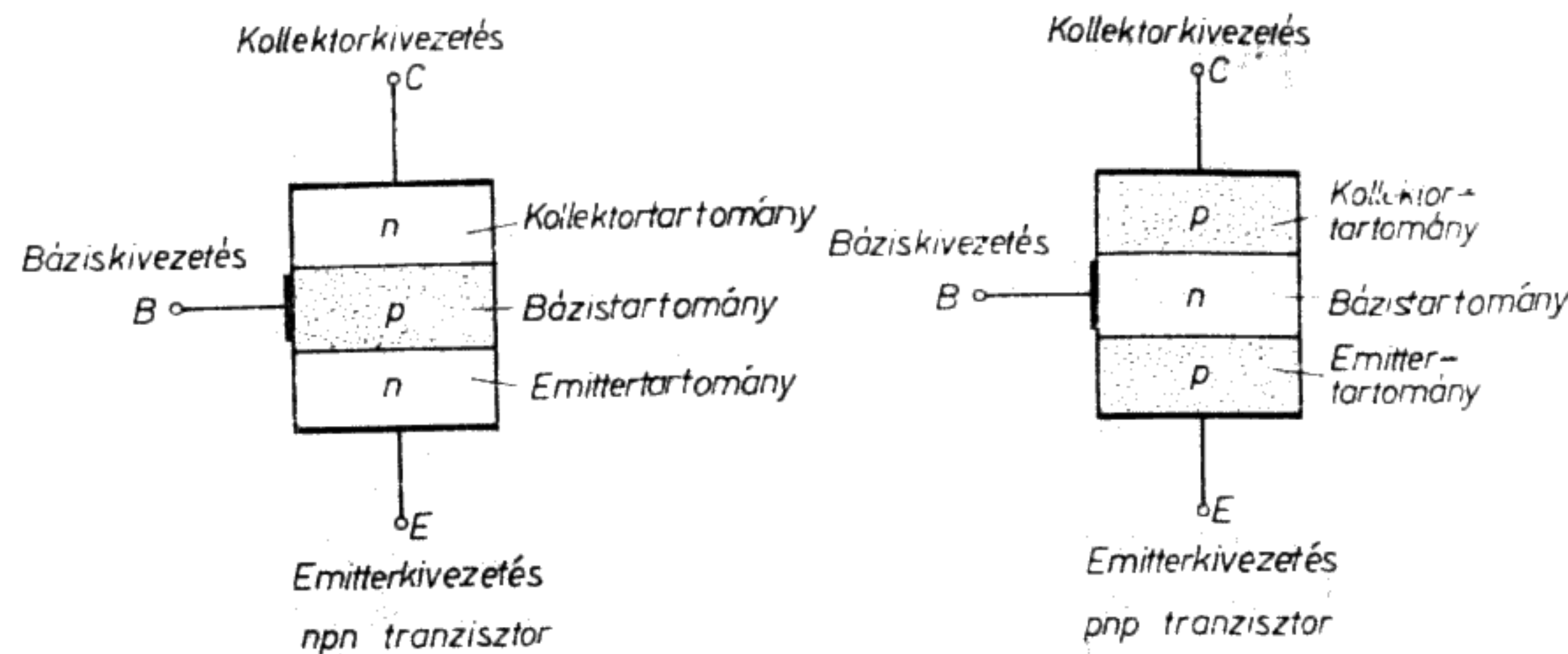
A kapacitásdiódák további alkalmazásaként megemlíthetjük a frekvenciamodulációt létrehozó áramköröket.

16. Bipoláris tranzisztorok

A bipoláris tranzisztorok feltalálásával alapvetően megváltozott az elektronika világa. A kicsiny jelfeszültségek erősítése és a jeláramok gyors kapcsolása mindaddig az elektroncsövek feladata volt. Elektroncsövek voltak a rádió- és tévékészülékekben és a hagyományos elektronikai berendezésekben. A kis, fűtést nem igénylő tranzisztorok (16.1. ábra) nagyon sok területen teljesen háttérbe szorították az elektroncsöveket. A bipoláris tranzisztorok napjainkra a legfontosabb erősítőeszközzé váltak. A digitális technikában és az ipari elektronikában a gyors kapcsolók nélkülözhetetlenek. A következőkben a bipoláris tranzisztorok felépítését és működését, valamint a legfontosabb alapkapcsolásokat ismertetjük.



16.1. ábra. A tranzisztorok tokozási formái (a méretek mm-ben)



16.2. ábra. A bipoláris tranzisztorok felépítése

16.1. A bipoláris tranzisztorok kivitele

A bipoláris tranzisztorok félvezető alkatrészek, amelyek három, különbözőképp szennyezett félvezető tartományból állnak. A tranzisztorokat n–p–n vagy p–n–p sorrendű tartományokkal készítik, ezért megkülönböztetünk npn, ill. pnp tranzisztorokat. Az egyes tartományokat emitternek (E), bázisnak (B) és kollektornak (K) nevezzük. Mindegyik tartomány csatlakozással van ellátva (16.2. ábra).

A tranzisztorgyártáshoz főként szilíciumot használnak. Ennek – a korábban használt germániummal szemben – sok előnye van. Germániumtranzisztorokat csak különleges célokra készítenek. A vegyületkristályos félvezető anyagok, mint pl. a gallium-arszenid, a jövőben talán nagyobb szerepet játszanak.

Azokat a bipoláris tranzisztorokat, amelyeket csupán kis áramerősségekkel (20 mA-tól 1 A-ig) használnak, kis jelű tranzisztoroknak nevezzük. A nagy áramerősségű (kb. 1 A-nél nagyobb) tranzisztorokat nagy jelű vagy teljesítménytranzisztoroknak nevezzük. Megkülönböztetünk továbbá hangfrekvenciás, nagyfrekvenciás és kapcsolótranzisztorokat. A kapcsolótranzisztorokra az igen rövid kapcsolási idő a jellemző. A nagyfrekvenciás tranzisztorok a nagy és az igen nagy frekvenciákra alkalmasak. A hangfrekvenciás tranzisztorokat használják a legáltalánosabban; mindenfajta erősítő- és rezgékeltető kapcsolásban megtalálhatók. A hangfrekvenciás tartományon túl, néhány MHz frekvenciáig alkalmazhatók.

A tranzisztorok többségét a következő jelzésekkel különböztetik meg:

A rádió-, televízió- és hangtechnikában alkalmazott tranzisztorok jelzése:

2 betű + 3 számjegy.

Az ipari elektronikai és elektronikus adatfeldolgozásban alkalmazott tranzisztorok jelzése:

3 betű + 2 számjegy.

Az egyes betűk jelentése

- | | |
|----------|---|
| 1. betű: | A germániumkristály |
| | B szilíciumkristály |
| | C különleges anyag
(pl. gallium-arszenid) |

2. betű:

- | |
|--|
| C hangfrekvenciás (kis jelű) tranzisztor |
| F nagyfrekvenciás (kis jelű) tranzisztor |
| S kapcsolótranzisztor (kis jelű) |
| D hangfrekvenciás (nagy jelű) tranzisztor |
| L nagyfrekvenciás (nagy jelű) tranzisztor |
| U kapcsolótranzisztor (nagy jelű) |

A 3. betű jelentését általában nem rögzítik. A számok azonosító- és regisztrációs jelként szolgálnak. Az iménti összeállítás csak kivonatos ismertetője a jelölésmódnak, és nem minden gyártó tartja magát ehhez a jelölésmódnak.

Stokásos tranzisztorjelölések pl.:

- BC 107
- AF 239
- BD 434
- BUX 28

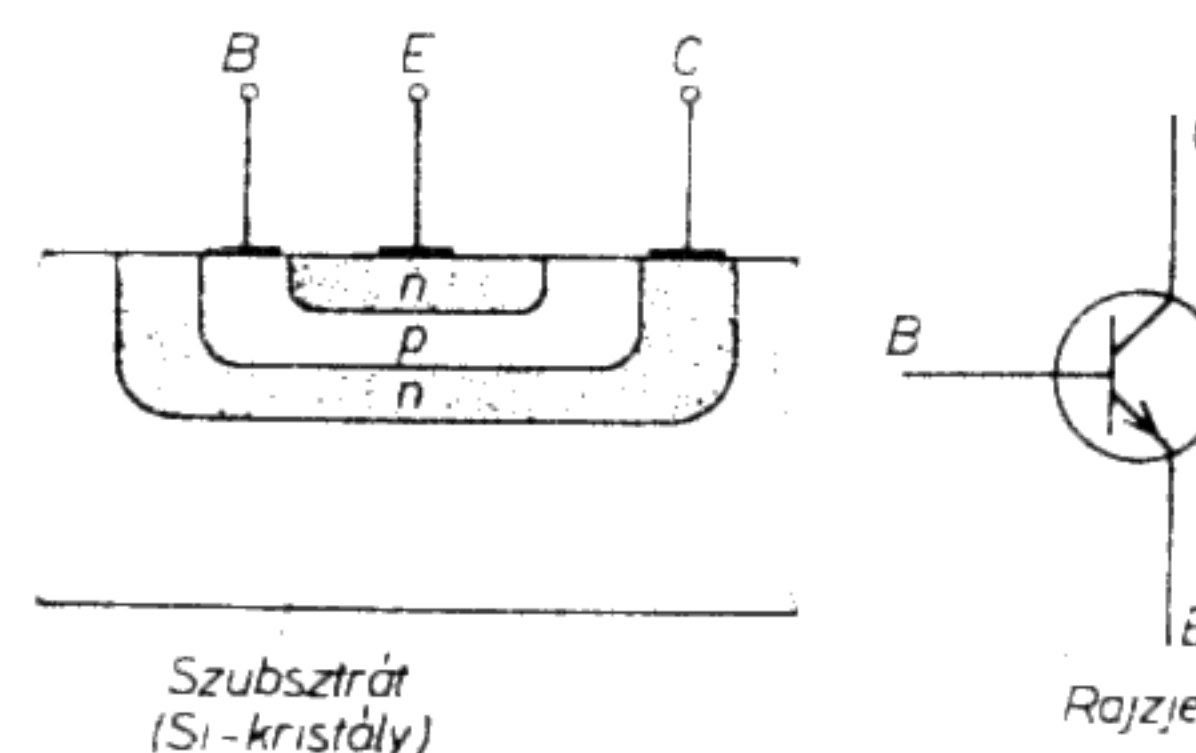
A beszerezhető tranzisztorokat a gyártók által kiadott gyártmánykatalógusokból lehet kiválasztani.

16.2. npn tranzisztorok

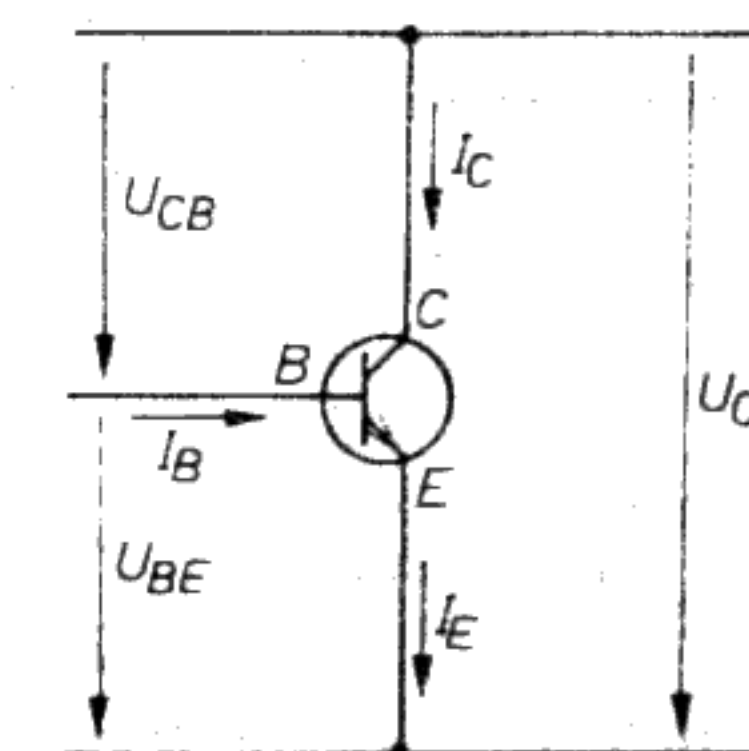
Az npn tranzisztorok szokásos felépítését és kapcsolási rajzát a 16.3. ábra mutatja be, és jól felismerhető a három (n, p és n típusú) tartomány. A nagyobbik n tartomány a kollektor. Ha egy npn tranzisztor erősítőelemként működik, akkor az emitter és a bázis közötti pn-átmenetnek vezetési irányban, a bázis és kollektor közötti pn-átmenetnek pedig záróirányban kell üzemelnie. Kis jelű szilíciumtranzisztorok esetén a bázis feszültsége az emitterhez képest kb. +0,6...+0,8 V. Kollektor–emitter-feszültségként gyakran 0,2...18 V-ot alkalmaznak. Nagyobb feszültséget ritkán használnak.

A tranzisztorokon három feszültség lép fel, és három áram adódik. Az npn tranzisztorok áramait és feszültségeit a 16.4. ábra mutatja. Az U_{CE} feszültséget kollektor–emitter-feszültségnek nevezzük. Az U_{BE} a bázis–emitter-feszültség, az U_{CB} pedig a kollektor–bázis-feszültség. Ezekre a következő egyenlet érvényes:

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



16.3. ábra. Az npn tranzisztor felépítése és rajzjele



16.4. ábra. Az npn tranzisztor feszültségei és áramai

Az áramok elnevezései rendre: kollektoráram (I_C), bázisáram (I_B) és emitteráram (I_E). Az emitteráram a kollektor- és a bázisáram összegeként adódik:

$$I_E = I_C + I_B.$$

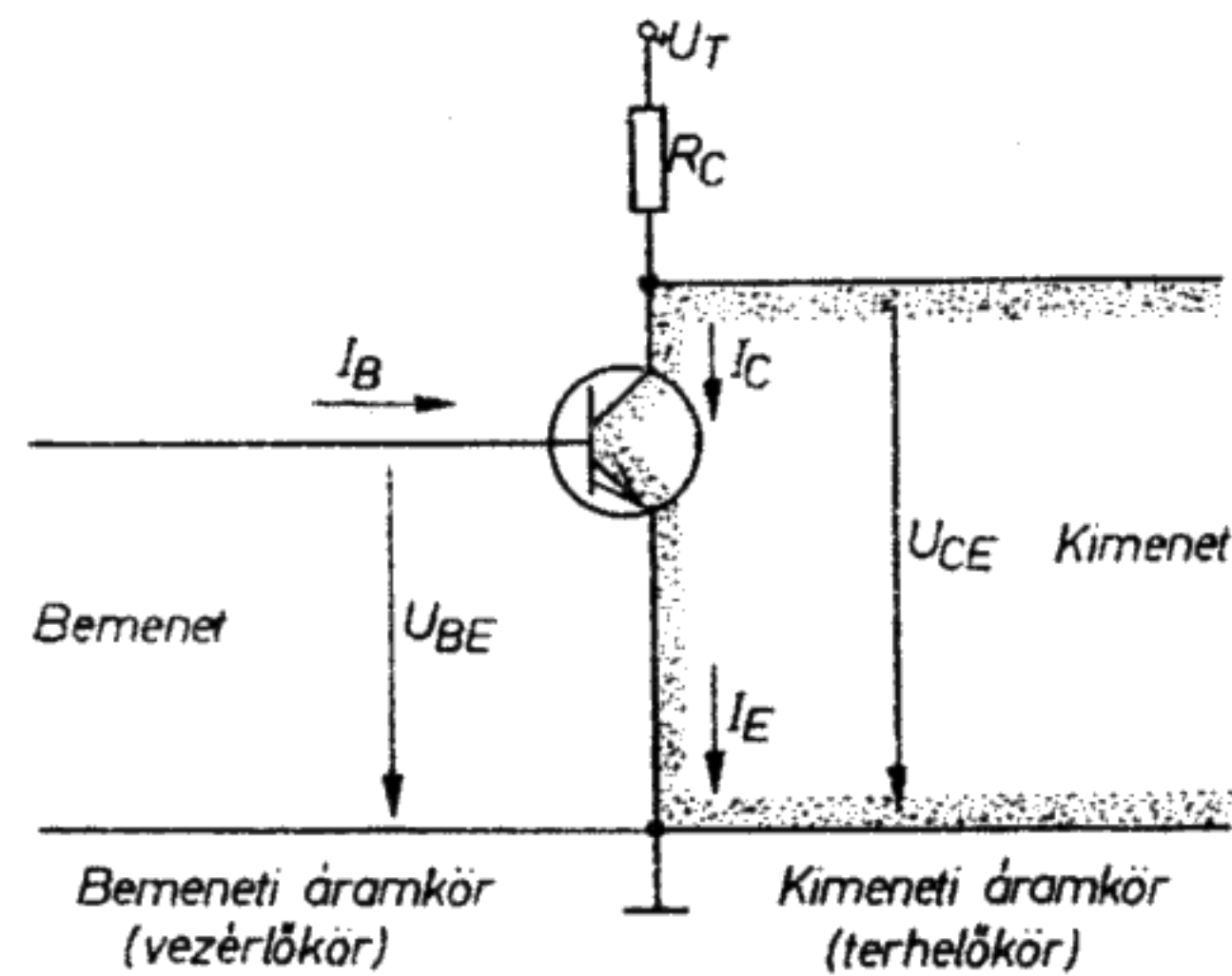
A tranzisztort az I_B bázisáram és az U_{BE} bázis–emitter-feszültség vezérli. Ha $U_{BE} = 0$, akkor $I_B = 0$. A kollektorcsatlakozás és az emittercsatlakozás közti szakasz ellenállása ekkor nagyon nagy, szokásos értékei 10 M Ω és 500 M Ω közé esnek.

Ha az U_{BE} feszültség kb. 0,7 V fölé emelkedik (szilíciumtranzisztornál), akkor megindul az ún. bázisáram. Az U_{BE} feszültség és az I_B bázisáram növekedésével a tranzisztor kivezrlődik, azaz a kollektor–emitter-szakasz ellenállása egyre inkább csökken. Az U_{BE} és I_B adott értékén a tranzisztor teljesen kivezreltté válik. A kollektor–emitter-szakasz itt éri el a legkisebb ellenállását. Tranzisztortípustól függően ezek az ellenállásértékek kb. 20 Ω -tól 100 Ω -ig terjednek.

A kollektor–emitter-szakasz ellenállását az U_{BE} és az I_B szabályozza.

Az U_{BE} -hez és I_B -hez tartozó áramkört bemeneti vagy vezérlő áramkörnek nevezük. Azt az áramkört, amelyben a kollektor–emitter-szakasz található, kimeneti vagy terhelő áramkörnek nevezzük. A kimeneti áramkörben – a meglehetősen nagy ellenállás-változásoknak megfelelően – nagy áramváltozások lépnek fel. Ha a kimeneti áramkörbe egy R_C ellenállást kapcsolunk (16.5. ábra), akkor az áramváltozással arányos feszültségváltozások adódnak az R_C -n. A kollektor–emitter-szakaszra eső feszültség szintén megváltozik. Az npn tranzisztorok bemeneti áramkörének kis áram- és feszültségváltozásaihoz a kimeneti áramkörben nagy áram- és feszültségváltozások tartoznak.

Az npn tranzisztor tehát alkalmas arra, hogy a bemeneti körben ható kis jelfeszültségeket és áramokat felerősítse. A felerősített áram- és feszültségértékek a kimeneti áramkörrel vehetők le.

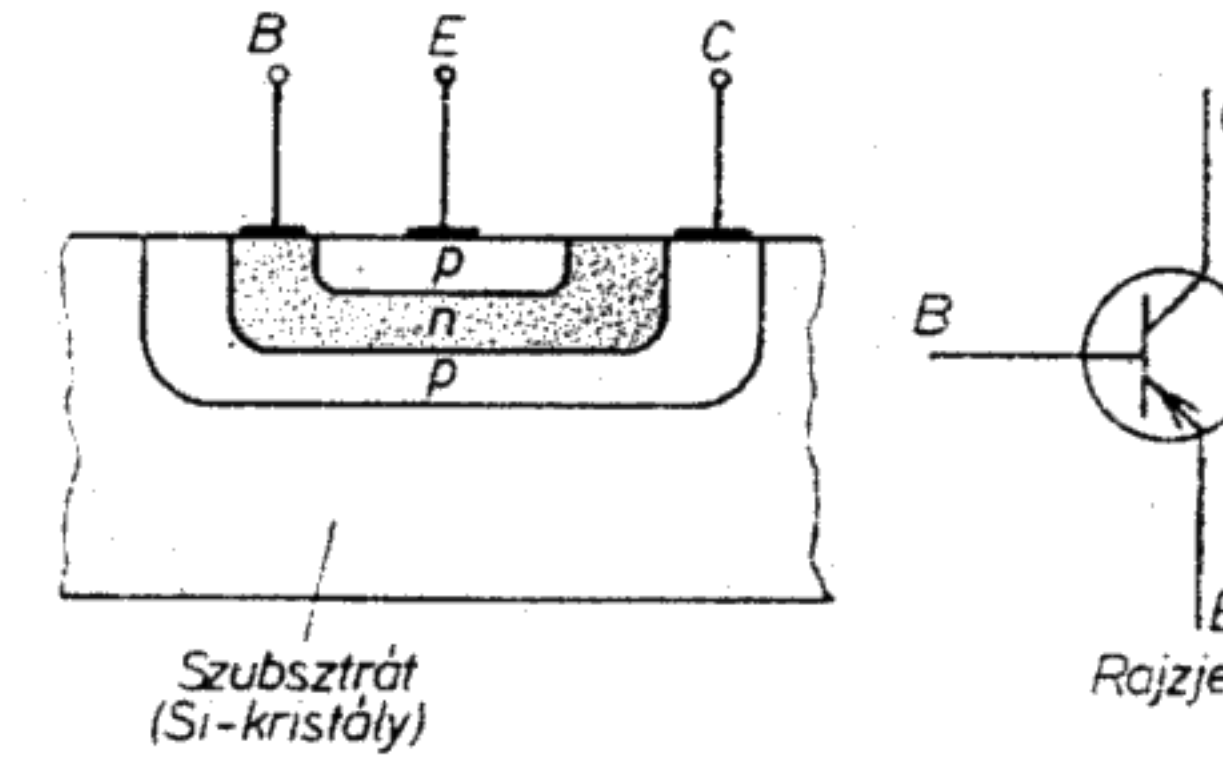


16.5. ábra. Az npn tranzisztor bemeneti és kimeneti áramkörei

16.3. pnp tranzisztor

A pnp tranzisztor felépítésében hasonlít az npn tranzisztorhoz, csupán kristálytartományai vannak másképpen szennyezve: az emitter p vezető, a bázis n vezető, és a kollektor szintén p vezető (16.6. ábra).

Ha a pnp tranzisztort erősítőként működtetjük, akkor az emitter és a bázis közötti pn-átmenetet vezetési irányban, a bázis és a kollektor közötti pn-átmenetet pedig záróirányban kell bekötni, csakúgy, mint az npn tranzisztorok esetében. Csak most

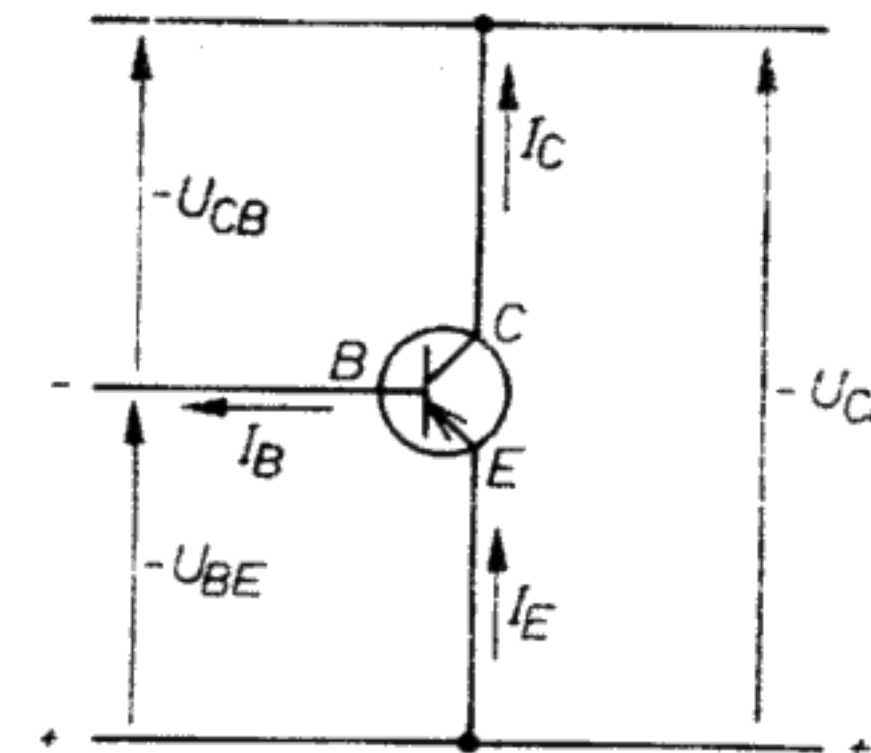


16.6. ábra. A pnp tranzisztor felépítése és rajzjele

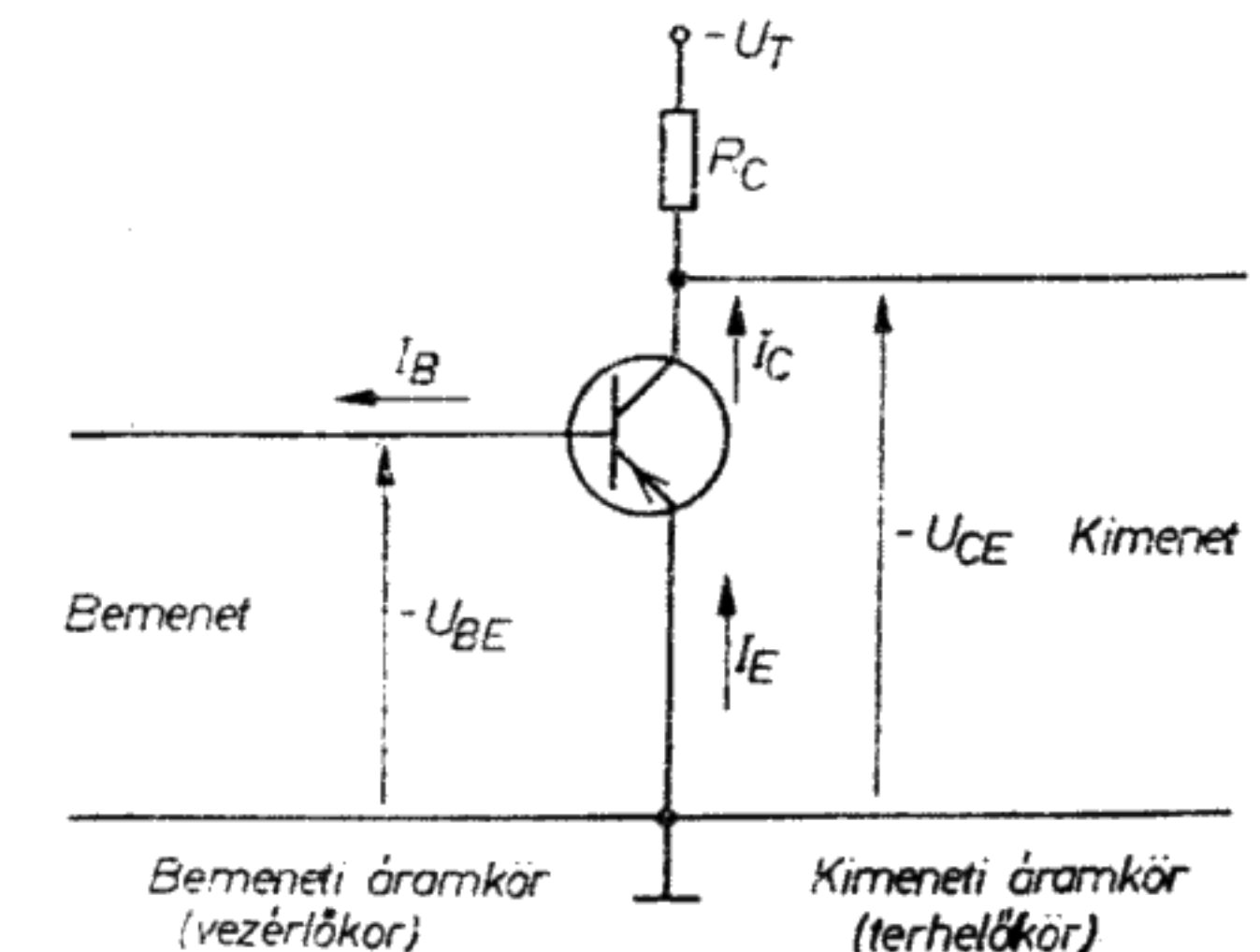
a bázis és a kollektor feszültségének az emitterhez képest negatívnak kell lennie. A pnp tranzisztor bázisán a feszültség értéke az emitterhez képest kb. $-0,6...0,8$ V. A kollektoron lévő feszültség -4 V... -18 V. Az npn tranzisztorhoz hasonlóan, itt is három jellemző feszültség és áram fordul elő (16.7. ábra). A pnp tranzisztor minden feszültsége és árama ellentétes irányú, mint az npn tranzisztoré. Ha eltekintünk az előjeltől, és csupán a feszültségek és áramok nagyságát vesszük, ugyanazok az egyenletek érvényesek, mint az npn tranzisztor esetében. A pnp tranzisztor működési elve alapján véve azonos az npn tranzisztoréval.

A kollektor–emitter-szakasz ellenállását pnp tranzisztor esetén is az U_{BE} és az I_B határozza meg.

A bemeneti áramkörben fellépő kis áram- és feszültségváltozások nagy kimeneti áram- és feszültségváltozásokhoz vezetnek (16.8. ábra). A bemenet kis jelfeszültségei tehát felerősödnek.



16.7. ábra. A pnp tranzisztor feszültségei és áramai



16.8. ábra. A pnp tranzisztor bemeneti és kimeneti áramkörei

16.4. Jelleggörbék, adatok, határértékek

16.4.1. Jelleggörbék

Bemeneti jelleggörbe

Az I_B bázisáramot és az U_{BE} bázis–emitter-feszültséget bemeneti mennyiségnek nevezzük. A bemeneti jelleggörbe az U_{BE} és az I_B közötti összefüggést adja meg; $I_B - U_{BE}$ jelleggörbének is nevezik.

A bázis és emitter között pn-átmenet van, amely nyitóirányban van bekötve. A jelleggörbének tehát hasonlóságot kellene mutatnia a diódák vezetési karakterisztikájával. Ez így is van. A szilíciumtranzisztorok küszöbfeszültsége kb. 0,7 V-ra adódik. A csak ritkán alkalmazott germániumtranzisztorok küszöbfeszültsége kb. 0,3 V (16.9. ábra).

Az $I_B - U_{BE}$ jelleggörbe meredeksége egy adott A pontban az r_{BE} differenciális bemeneti ellenállást adja meg.

A jelleggörbe ezen pontját, amelyen a tranzisztor később működik, munkapontnak nevezik.

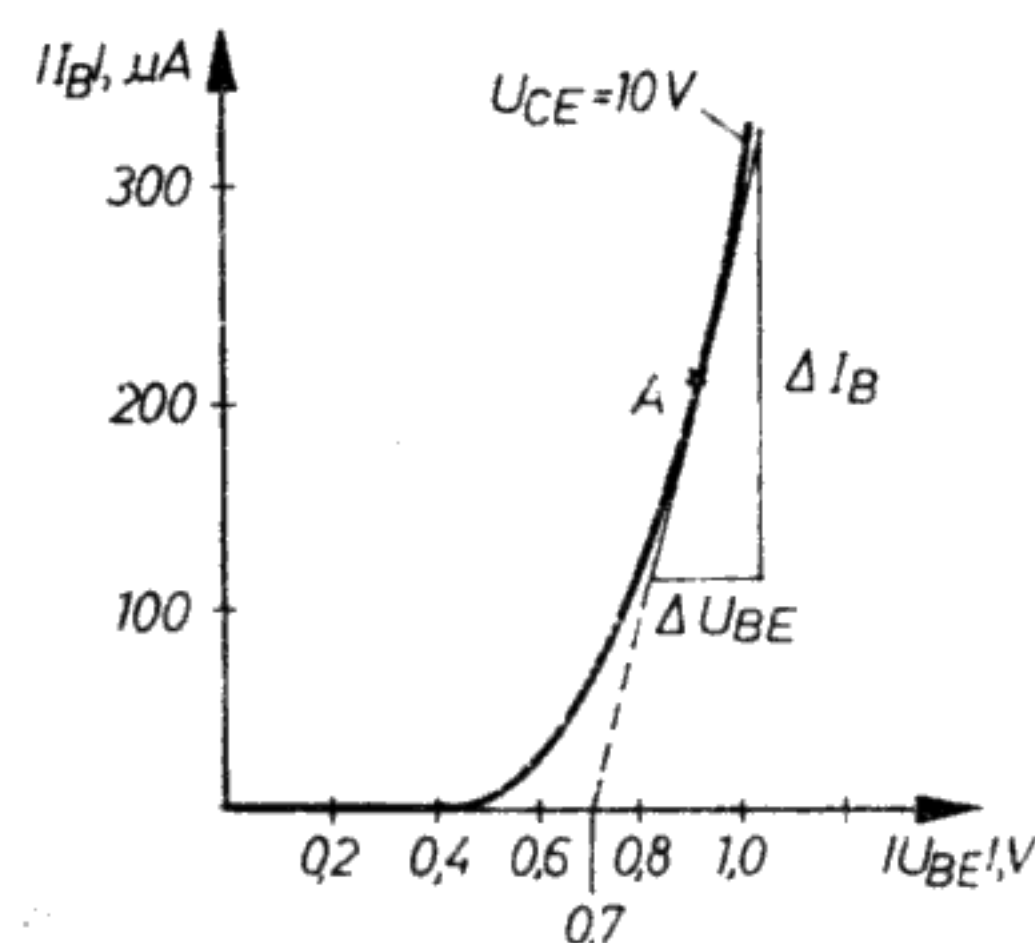
Az A pontban érvényes r_{BE} értéke leolvasható a jelleggörbéről. Érintőt húzunk az A pontban a jelleggörbéhez, és megrajzoljuk a 16.9. ábra szerinti derékszögű háromszöget. A háromszög oldalainak hossza tetszőleges lehet, a leolvasás pontossága miatt azonban nem célszerű túl kicsire választani.

Az r_{BE} -re vonatkozó egyenlet a következő:

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$

ahol r_{BE} a tranzisztor differenciális bemeneti ellenállása, ΔU_{BE} a bázis–emitter-feszültségváltozás, ΔI_B a bázisáram változása és $U_{CE} = \text{állandó}$.

Az $U_{CE} = \text{állandó}$ kiegészítés azt jelenti, hogy az érintő egy állandó kollektor–emitter-feszültségnél érvényes jelleggörbén fekszik, ami tulajdonképpen ebben az összefüggésben magától értetődő. Ha a kollektor–emitter-feszültséget változtatjuk,



16.9. ábra. A germániumtranzisztor bemeneti jelleggörbéje és a differenciális bemeneti ellenállás meghatározása

akkor a jelleggörbe valamelyest eltolódik. Szigorúan véve minden egyes jelleggörbe csak egy adott kollektor–emitter-feszültségre érvényes (16.10. ábra).

Kimeneti jelleggörbék

Kimeneti mennyiségek az I_C kollektoráram és az U_{CE} kollektor–emitter-feszültség. A kimeneti jelleggörbét $I_C - U_{CE}$ jelleggörbéknek is nevezzük. Ezek a kollektoráram és kollektor–emitter-feszültség közötti összefüggést adják meg különböző bázisáramoknál.

Minden egyes jelleggörbe meghatározott bázisáramértékre érvényes.

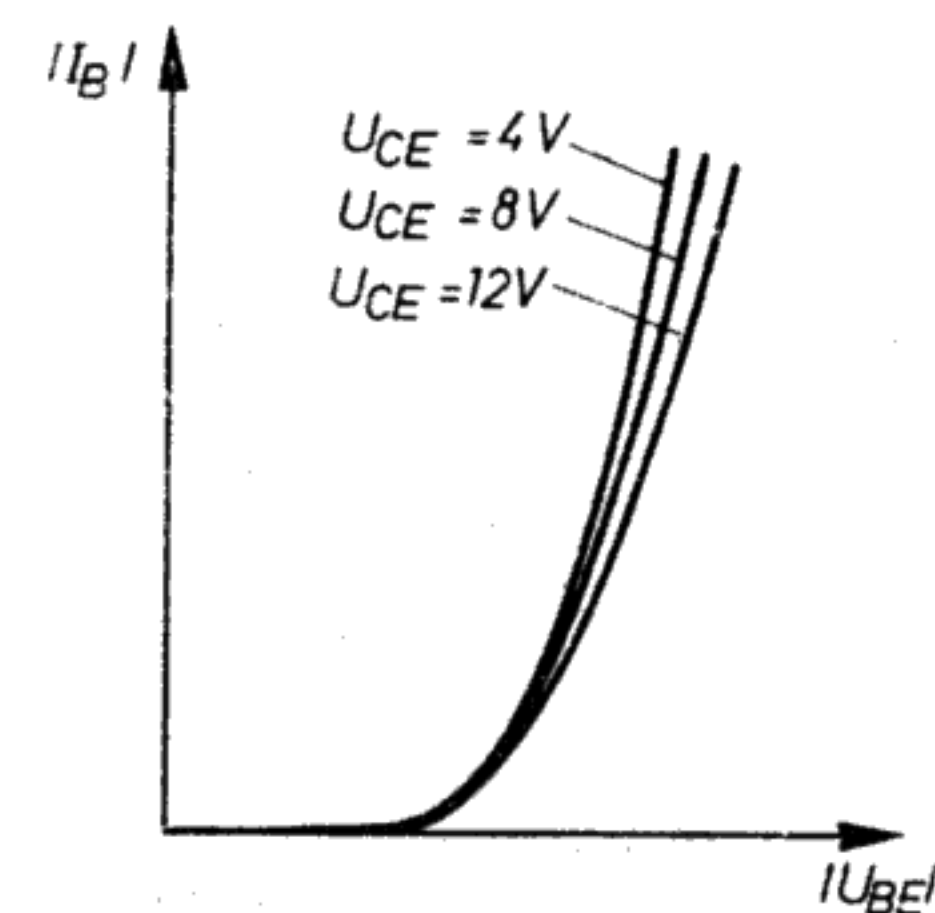
Ezt a bázisáramértéket a jelleggörbe felvétele során állandó értéken kell tartani.

Az $I_C - U_{CE}$ jelleggörbe meredeksége egy adott A munkapontban az ebben a pontban érvényes differenciális kimeneti ellenállást (r_{CE}) adja meg.

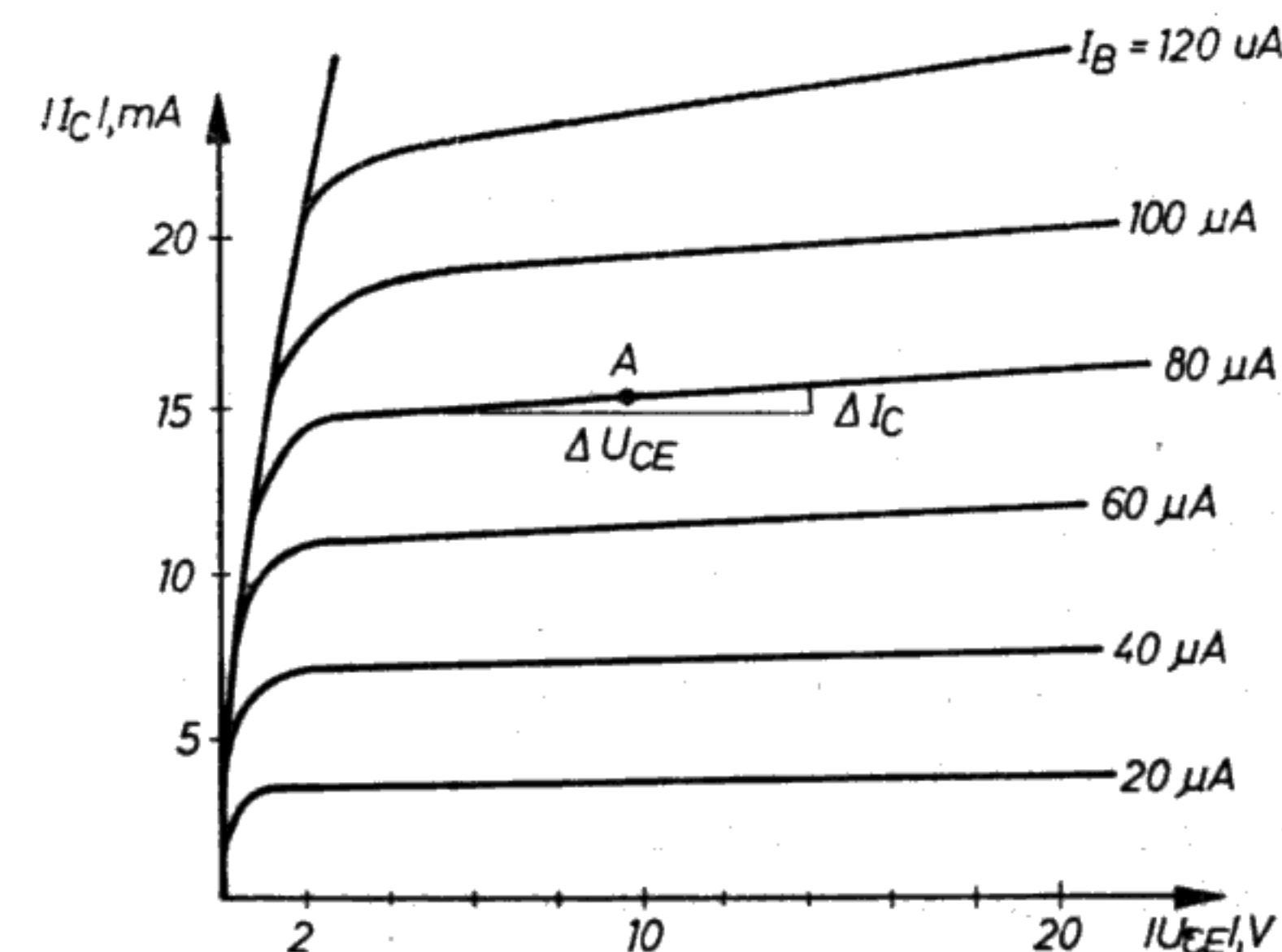
Az r_{CE} nagysága egy adott pontban a jelleggörbéről olvasható le (16.11. ábra).

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

ahol ΔU_{CE} a kollektor–emitter-feszültségváltozás és ΔI_C a kollektoráram változása



16.10. ábra. Különböző kollektor–emitter-feszültségekhez tartozó bemeneti jelleggörbék

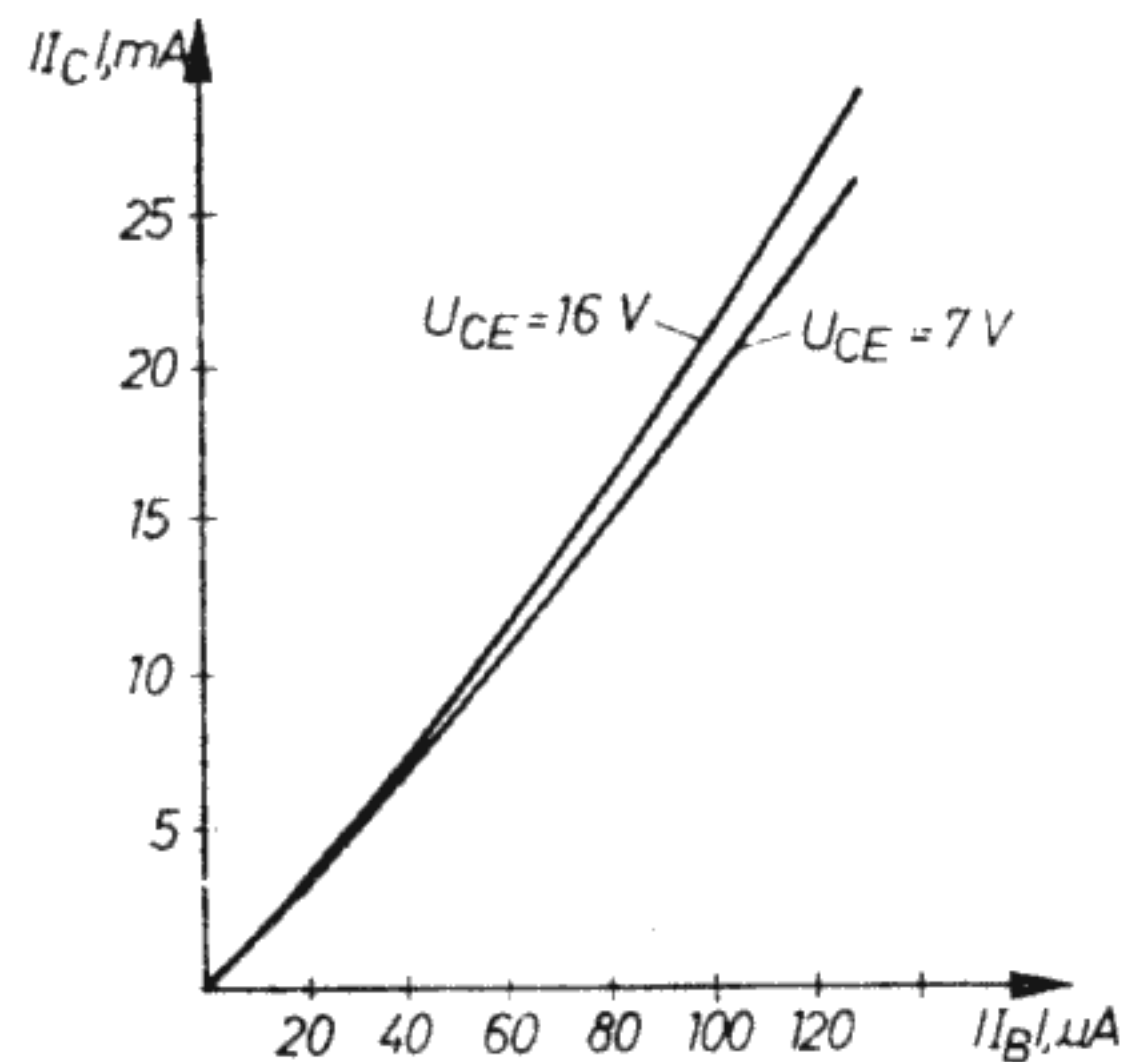


16.11. ábra. Kimeneti jelleggörbék

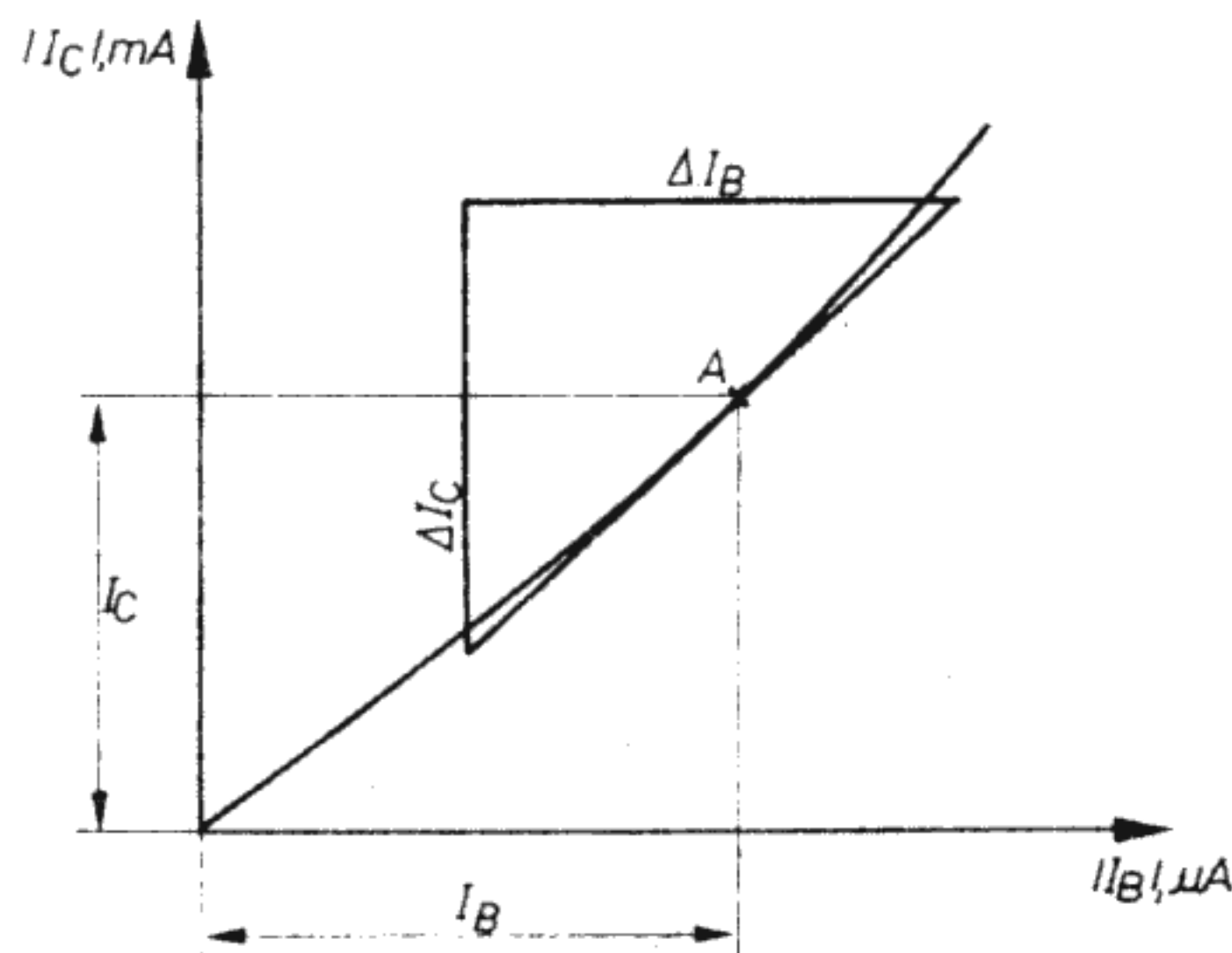
Áramvezérlési jelleggörbék

Az áramvezérlési jelleggörbét $I_C - I_B$ jelleggörbéknek is nevezik. Ezek a kollektoráram és a bázisáram között adnak meg összefüggést. Minden egyes jelleggörbe csak egy adott kollektor-emitter-feszültségre érvényes. A 16.12. ábra az $U_{CE} = 16 \text{ V}$ és $U_{CE} = 7 \text{ V}$ feszültségekhez tartozó $I_C - I_B$ jelleggörbét mutatja.

A korszerű tranzisztorok jelleggörbéje eleinte közel lineáris, majd kissé felfelé hajlik. Egy adott A munkapontra vonatkozó B egyenáramú erősítés, amely a kollektoráram-bázisáram-aránynak felel meg, a jelleggörbéről leolvasható (16.13. ábra).



16.12. ábra. Áramvezérlési jelleggörbe



16.13. ábra. Az egyenáramú erősítés (B) és a β erősítési tényező meghatározása az A munkapontban

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

ahol I_C a kollektoráram és I_B a bázisáram.

A B egyenáramú erősítés megadja, hogy adott I_B bázisáram esetén mekkora az I_C kollektoráram.

Mivel az $I_C - I_B$ görbe kissé görbült, minden egyes pontjának más a meredeksége.

Az $I_C - I_B$ jelleggörbe meredeksége egy adott A munkapontban az ott érvényes β differenciális áramerősítési tényezőt határozza meg.

β nagysága egy adott pontban (mint ahogy azt a többi jelleggörbénél is láttuk) a jelleggörbékől határozható meg.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B},$$

ahol ΔI_C a kollektoráram változása és ΔI_B a bázisáram változása.

16.4.2. Műszaki adatok

A műszaki adatok a tranzisztorok üzemi jellemzőit adják meg.

Jeladatok

A tranzisztor viselkedését a következő, emitterkapcsolásra érvényes adatok határozzák meg:

differenciális bemeneti ellenállás	r_{BE}
differenciális kimeneti ellenállás	r_{CE}
differenciális áramerősítési tényező	β
differenciális visszahatási tényező	D

Ezeket az adatokat a jelleggörbékkel összefüggésben már közelebbről ismertettük. Az adatok mindig egy adott pontban érvényesek.

Egyenáramú erősítés

További jellemző adat a B egyenáramú erősítés, amelyet kollektor-bázisáram-aránynak is nevezünk:

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

A B értéket többnyire különböző – az U_{CE} és I_C által meghatározott – munkapontokra adják meg.

Maradékáramok és átütési feszültségek

A tranzisztor maradékáramai és átütési feszültségei szintén fontos adatok. A gyártók katalógusaikban ezek közül csak a legfontosabbakat adják meg, pl. az I_{CES} kollektor-emitter-maradékáramot (a bázis és az emitter összekötve) és az I_{CBO} kollektor-bázis-maradékáramot (nyitott emitternél). Jellemző adatként megadják még az $U_{(BR)CEO}$ kollektor-emitter átütési feszültséget (nyitott bázis), az $U_{(BR)EBO}$ emitter-bázis átütési feszültséget (nyitott kollektor) és az $U_{(BR)CES}$ kollektor-emitter átütési feszültséget (az emitter a bázissal összekötve). Minden adathoz hozzátartozik egy megfelelő záróirányú áram.

Záróréteg-kapacitások

Néhány alkalmazásban fontos, hogy ismerjük a tranzisztor egyes zárórétegeinek

kapacitását. A kapacitásértékek meghatározott zárófeszültségekre érvényesek, pl.:

kollektor – bázis-kapacitás
(az emittercsatlakozás nyitva, $U_{CB} = 10 \text{ V}$) $C_{CBO} = 6 \text{ pF}$,

emitter – bázis-kapacitás
(a kollektorcsatlakozás nyitva, $U_{EB} = 0,5 \text{ V}$) $C_{EBO} = 25 \text{ pF}$,

Határfrekvenciák
Nagyfrekvencián a záróréteg kapacitása kedvezőtlenül alakul. A β differenciális áramerősítési tényező adott frekvenciától kezdve csökken. A tranzisztoroknak többféle határfrekvenciájuk van:
A $\beta = 1$ áramerősítéshez tartozó frekvencia ($f_{\beta=1}$). Ez az a frekvencia, amelyen az erősítési tényező $\beta = 1$ értékre csökken.

Tranzitfrekvencia (f_T)
A tranzitfrekvencia számított mennyiség. Egy mérési frekvencia és az ezen a frekvencián érvényes β áramerősítési tényező szorzata. A mérési frekvenciának olyan frekvenciatartományba kell esnie, ahol β erősen csökken.

Határfrekvencia (f_g)
Határfrekvencián általában azt a frekvenciát értik, amely esetén valamely mért mennyiség egy kisebb frekvencián (leggyakrabban 1000 Hz-en) mért értékének $1/\sqrt{2}$ -szeresére csökken.

Hőellenállás
A tranzisztorgyártók többnyire a következő hőellenállás-értékeket adják meg:

1. A záróréteg és a környezeti levegő közti R_{thU} hőellenállás.
Ez a hőellenállás szabad beépítés esetén érvényes.
2. A záróréteg és a burkolat közti R_{thG} hőellenállás.
Ez a hőellenállás a hűtőeszköz hőellenállásával együtt érvényes, hűtőlemezekre való felszereléskor.

Zajszint
A tranzisztorok zajosságát az F^* zajszinttel adják meg. Ennek a lehető legkisebbnek kell lennie. Néhány gyártó a zajszint helyett az F zajszámot közli.

A tranzisztor kapcsolási idői
Ha a tranzisztort zárási állapotból vezetési állapotba hozzuk, bizonyos időnek — persze elég rövid időnek — el kell telnie, amíg a kollektoráram eléri a tervezett legnagyobb értékét. Az emitter és a bázis közötti zárórétegnek először meg kell szűnnie. A t_{be} bekapcsolási idő az az idő, ami a bekapcsoló bázisáram rákapcsolásától kezdve addig eltelik, amíg a kollektoráram a kívánt legnagyobb értékének 90%-át eléri. A nyitott tranzisztor zárásához ugyancsak bizonyos időre van szükség. A kristálytartományok töltéshordozókkal vannak telítve. Ezeket a töltéshordozókat ki kell üríteni, és az emitter – bázis-záróréteget újból létre kell hozni.
A kikapcsolási idő (t_{ki}) az az idő, amely a lezárójelnek a bázisra való rákapcsolásától kezdve addig eltelik, amíg a kollektoráram legnagyobb értékének 10%-ára esik vissza.

16.4.3. Határértékek

Határértékek azok az értékek, amelyeket nem szabad túllépni. Ha mégis túllépjük, akkor az alkatrész valószínűleg tönkremegy.

A legnagyobb megengedett zárófeszültség

Ha a legnagyobb megengedett zárófeszültséget túllépjük, a zárórétegben átütés keletkezik. Ezek a zárófeszültségek jelentik a tranzisztor átütési szilárdságát. A gyártók legtöbbször az U_{CBO} , U_{CEO} és U_{EBO} maximális zárófeszültségeket adják meg.

A legnagyobb megengedett áramok

Ezek az áramértékek a tranzisztorok legnagyobb megengedett áramterhelését adják meg.

Maximális kollektoráram ($I_{C \max}$)

Ez a legnagyobb megengedett tartós kollektoráram.

Kollektorcsúcsáram (I_{CM})

Ez az áram csak ritkán és rövid ideig léphet fel. A leghosszabb megengedett időtartamot megadják (pl. 10 ms).

Maximális bázisáram ($I_{B \max}$)

A maximális bázisáram a legnagyobb megengedett tartós bázisáram.

A legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény

Megkülönböztetünk kollektor – emitter veszteségi teljesítményt (P_{CE}) és bázis – emitter veszteségi teljesítményt (P_{BE}).

Többnyire azonban csak az eredő P_{tot} veszteségi teljesítményt adják meg. A P_{tot} megengedett értéke a hűtési feltételektől függ, és meghatározott környezeti hőmérséklet, ill. adott tokhőmérséklet függvényében a katalógusokból vehető.

A legnagyobb megengedett hőmérsékletek

A félvezető kristályok csak bizonyos hőmérsékleteket tudnak elviselni. A legnagyobb kristályhőmérséklet normális esetben a tranzisztor kollektor – bázis-zárórétegében lép fel.

A legnagyobb megengedett záróréteg-hőmérséklet (T_j) fontos határérték. A szilíciumtranzisztorok legnagyobb záróréteg-hőmérséklete kb. 200 °C, a germániumtranzisztoroké viszont csak legfeljebb 90 °C. A katalógusokban gyakran megadják a megengedett tárolási hőmérséklet-tartományt is. Ez legtöbbször –60 °C és 200 °C közé esik szilíciumtranzisztorok esetén és –30 °C és +70 °C közé germániumtranzisztoroknál. A tárolási hőmérséklet-tartomány értékei természetesen az éppen üzemben kívüli berendezések tranzisztoraira is vonatkoznak.

16.4.4. Adatlapok

A gyártó által kiadott adatlapok a tranzisztorok műszaki adatairól nyújtanak felvilágosítást. Az adatlapokból egy adott tranzisztortípus határértékei és jellemző adatai olvashatók ki. Kiegészítésül megadják az adatok lehetséges szóródásának

mértékét is. Néhány adatra vonatkozóan garantálják annak legkisebb vagy legnagyobb értékét. A különféle mennyiségek közötti összefüggéseket grafikusán ábrázolják, és a legfontosabb jelleggörbéket is közlik.

16.5. A tranzisztorok hűtése

A legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény (P_{tot}) egyrészt attól függ, mekkora záróréteg-hőmérsékletet képes a tranzisztor elviselni, másrészt attól, hogy időegység alatt mekkora az elvezetett hőmennyiség. A záróréteg legnagyobb megengedett hőmérséklete a tranzisztor adatai között szerepel. Rövid jelölése: T_j . Azt a hőmennyiséget, amely a záróréteg és a hűtőkörnyezet közötti hőmérséklet-különbségből adódóan időegység alatt eltávozik, a G_{th} hővezetés adja meg.

A hővezetés reciproka az R_{th} hőellenállás:

$$R_{\text{th}} = \frac{\text{a záróréteg és a környezet közti hőmérséklet-különbség}}{\text{az időegység alatt elvezetett hőmennyiség}}$$

Ahhoz, hogy a hőmérséklet tovább ne emelkedjen, az időegység alatt elvezetett hőmennyiségnek egyenlőnek kell lennie az időegység alatt keletkezett hőmennyiséggel. Az időegység alatt keletkező hőmennyiség viszont a P_{tot} veszteségi teljesítménynek felel meg.

$$R_{\text{th}} = \frac{T_j - T}{P_{\text{tot}}}$$

A hőellenállás egysége $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ vagy K/W .

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_x}{R_{\text{th}}}$$

ahol T_j a záróréteg legnagyobb megengedett hőmérséklete és T_x a hűtőkörnyezet hőmérséklete.

A hűtőkörnyezet lehet a tranzisztor burkolata, a környezet levegője vagy akár hűtőlemez, ill. fémburkolat is. Ezeknek megfelelően nagyon sokféle hőellenállás van, pl.:

- R_{thG} a záróréteg – burkolat hőellenállása,
- R_{thGK} a burkolat – hűtőlemez hőellenállása,
- R_{thK} a hűtőlemez – környezeti levegő hőellenállása.

A záróréteg és a környezet levegője közötti eredő hőellenállás hűtőlemezre szerelt tranzisztor esetén a következőkből tevődik össze:

$$R_{\text{thg}} = R_{\text{thG}} + R_{\text{thGK}} + R_{\text{thK}}$$

R_{thG} a tranzisztorok adatlapjaiból olvasható ki,

R_{thK} pedig a hűtőlemez jellemzője.

Az R_{thGK} a szereléstől függ. Hővezető paszta alkalmazása javítja a hűtést.

Minél jobb a tranzisztor hűtése, annál nagyobb a legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény (P_{tot}).

Példa

A BD 107 típusú teljesítménytranzisztor megengedett záróréteg-hőmérséklete 175°C . A gyártó által megadott hőellenállás $R_{\text{thG}} = 12^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

A tranzisztor hűtőlemezre szereljük, amelynek hőellenállása $R_{\text{thK}} = 1,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Szigetelés céljából közbenső csillámlemez szükséges, amelynek hőellenállása $R_{\text{thGK}} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Mekkora veszteségi teljesítményt képes a tranzisztor elviselni? A környezeti hőmérséklet legfeljebb 35°C lehet.

$$R_{\text{thg}} = R_{\text{thG}} + R_{\text{thGK}} + R_{\text{thK}}$$

$$R_{\text{thg}} = 12^{\circ}\text{C}/\text{W} + 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W} + 1,5^{\circ}\text{C}/\text{W} = 14^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_U}{R_{\text{thg}}} = \frac{175^{\circ}\text{C} - 35^{\circ}\text{C}}{14^{\circ}\text{C}/\text{W}} = \frac{140}{14} \text{W}$$

$$P_{\text{tot}} = 10 \text{ W}$$

Ha a tranzisztor nem szereljük hűtőlemezre, hanem a kis jelű tranzisztoroknál szokásos módon a környezet levegője hűti, akkor az R_{thU} hőellenállást kell behelyettesíteni.

R_{thU} a záróréteg – környezeti levegő hőellenállása (szabadon felszerelve).

A BD 107 tranzisztorra $R_{\text{thK}} = 40^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_U}{R_{\text{thU}}} = \frac{175^{\circ}\text{C} - 35^{\circ}\text{C}}{40^{\circ}\text{C}/\text{W}} = \frac{140}{40} \text{ W}$$

$$P_{\text{tot}} = 3,5 \text{ W}$$

Hűtőlemez nélkül ez a tranzisztor csak legfeljebb $3,5 \text{ W}$ veszteségi teljesítményt képes elviselni.

16.6. Erősítő-alapkapcsolások

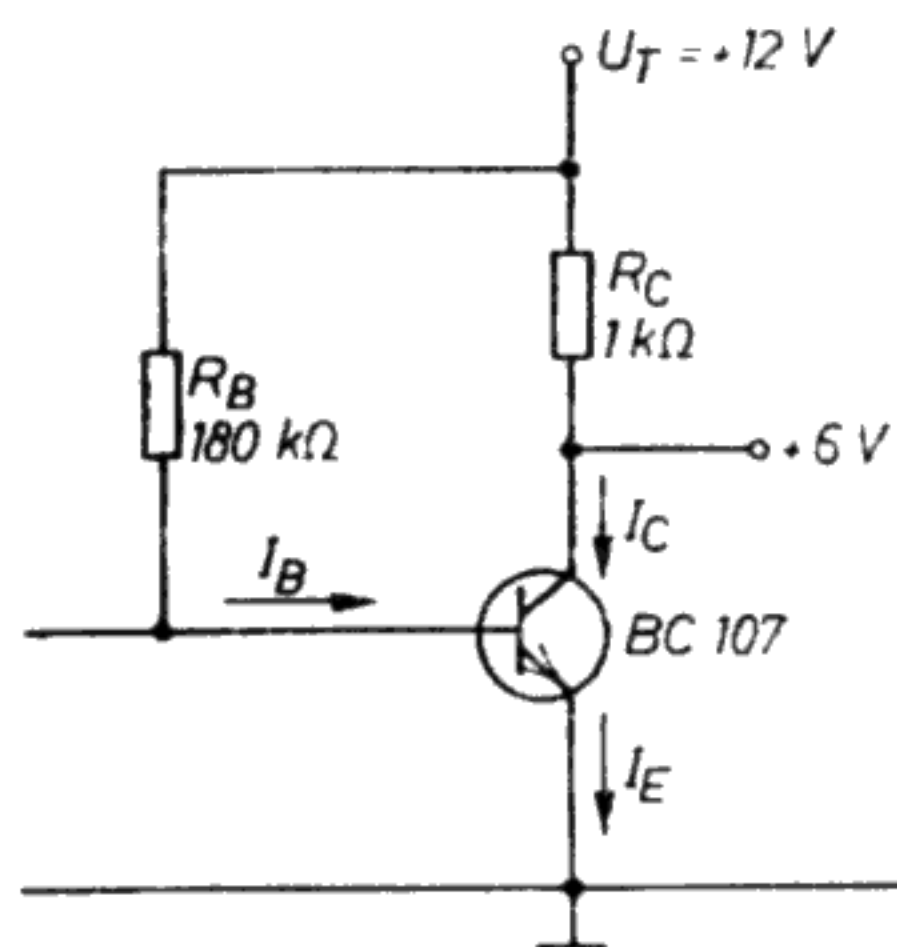
Az npn, ill. a pnp tranzisztorokban háromféle erősítő-alapkapcsolás fordul elő: az emitter-, a bázis- és a kollektorkapcsolás. Emitterkapcsolás esetén az emitter a bemenet és kimenet számára közös pont, báziskapcsolásban a bázis, kollektorkapcsolás esetén pedig a kollektor. A leggyakrabban alkalmazott és a legtöbb alkalmazásban előnyös erősítő-alapkapcsolás az emitterkapcsolás.

16.6.1. Emitterkapcsolású erősítőfokozat

Az erősítőfokozat felépítése a tranzisztor megválasztásával kezdődik. Az erősítőnek pl. egy mikrofon feszültségét kell felerősítenie. Milyen tranzisztortípusok alkalmasak erre? Nagyon sokféle jó tranzisztor kapható. Gyakran alkalmazott tranzisztor pl. a BC 107, amely npn tranzisztor. Legnagyobb megengedett kollektor – emitter-feszültség

sége 45 V, és a legnagyobb megengedett kollektoráram 100 mA. Ezek az értékek teljesen kielégítőek.

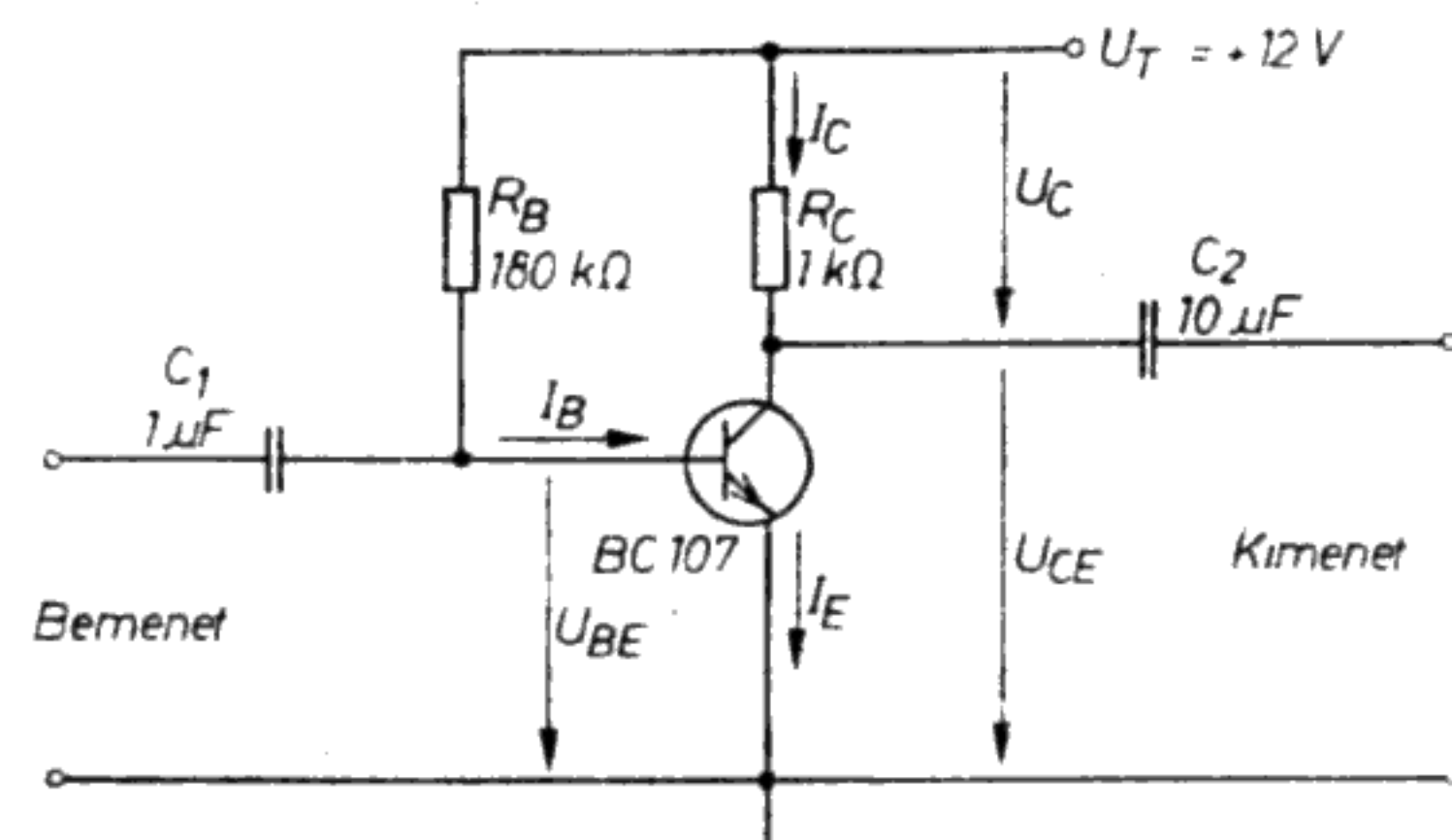
Ha valakinek mégis kétségei vannak, hogy esetleg a tranzisztort túlterhelheti és tönkretelheti, választhatja pl. a BC 141 jelű tranzisztort. Ez is npn tranzisztor. A kollektor és az emitter között maximum 60 V léphet fel, és a legnagyobb megengedett kollektoráram 1 A! Szokásos 12 V-os tápfeszültségen ezt a tranzisztort nemigen terhelhetjük túl. A BC 107 tranzisztor azonban olcsóbb. Itt ezt alkalmazzuk. A tranzisztor csak akkor működik helyesen, ha megfelelő U_{BE} és U_{CE} feszültséget kap. Az U_{CE} feszültségnek kb. a tápfeszültség felével kell egyenlőnek lennie. Tehát $U_T = 12$ V esetén az U_{CE} -nek mintegy 6 V-nak kell lennie. A kollektor–emitter-körrel egy R_C ellenállást kapcsolunk sorba (16.14. ábra). Az ellenállás értékét bizonyos tartományon belül kell megválasztanunk. Az R_C -nek itt kb. 1 k Ω ellenállásúnak kell lennie.



16.14. ábra. Az emitterkapcsolás felépítése (munkapont-beállítás)

Az R_B ellenállás gondoskodik a bázis-előfeszültségről és a nyugalmi bázisáramról. Helyes értéke kiszámítható, de próbálkozással is megállapítható. A próbához változtatható ellenállást, potenciométert alkalmazhatunk, amelynek végkitérése kb. 500 k Ω . A potenciométer ellenállását addig változtatjuk, amíg az $U_{CE} = 6$ V értéket nem vesz fel. Ez akkor teljesül, amikor az $I_C = 6$ mA. (Az Ohm-törvényből könnyen számítható.) Az R_C -re ugyancsak 6 V esik. Az R_B pontos értéke az egyes tranzisztorok eltérő adataitól függ és itt kb. 180 k Ω -ra adódik.

Most a tranzisztor kollektor–emitter-köre közepes ellenállásértékre van beállítva. Ezt az eljárást munkapont-beállításnak is nevezzük. Ezek után a bemenetre rákapcsolható az erősíteni kívánt váltakozó feszültség (16.15. ábra). A soros C_1 kondenzátor

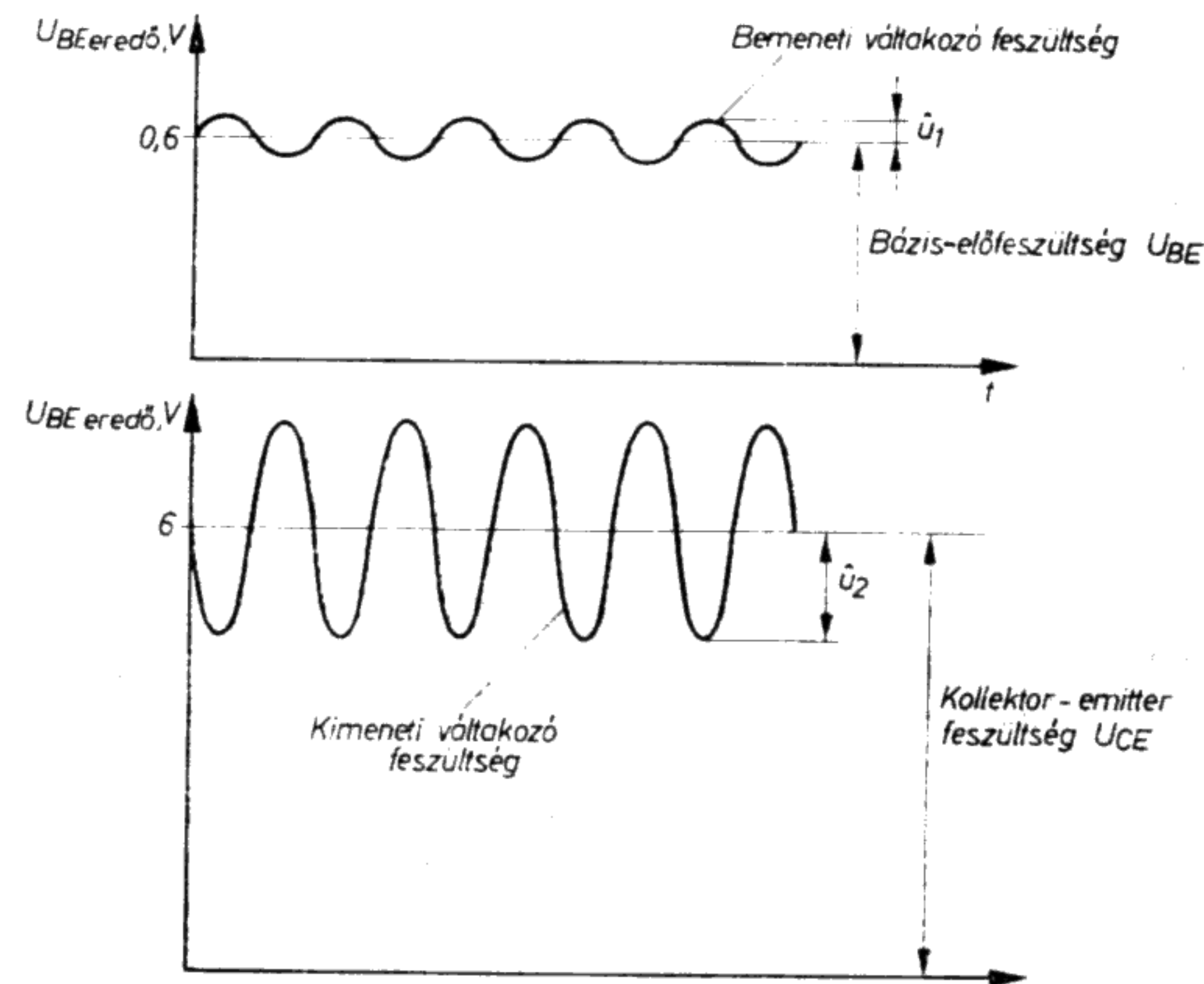


16.15. ábra. Emitterkapcsolású erősítőfokozat

a váltakozó áramú rezgéseket átengedi, az egyenáram útját viszont lezárja. Ezzel azt is meggátoljuk, hogy a bázis előfeszültsége a bemenetre kapcsolt alkatrészek következtében megváltozzék. A bemeneti váltakozó feszültség a bázis-előfeszültségre szuperponálódik (16.16. ábra). Ha a bázis U_{BE} eredő feszültsége nő, akkor a tranzisztor kollektor–emitter-köre kisebb ellenállású lesz, az I_C kollektoráram nő. Az R_C -n nagyobb U_C esik, és az U_{CE} feszültség kisebb lesz (16.16. ábra).

Ha az U_{BE} eredő csökken, a kollektor–emitter-kör ellenállása nő, az I_C csökken, és az R_C -n az U_C feszültségesés kisebb lesz. Az U_{CE} feszültség nagyobb lesz. (Az U_C és U_{CE} összege mindig egyenlő az U_T tápfeszültséggel.) Az U_{CE} feszültség egy váltakozó- és egy egyenfeszültségű összetevőből áll. A váltakozó feszültségű rész a felerősített bemeneti váltakozó feszültség. A kimeneti váltakozó feszültségű összetevőt kimeneti váltakozó feszültségnek is nevezik. A kimeneti váltakozó feszültség a C_2 kondenzátoron keresztül (16.15. ábra) a kimenetre kerül és ott rendelkezésre áll. A bemeneti és kimeneti váltakozó feszültség között 180°-os fáziseltolódás van. Mekkora erősítést értünk el most?

Megkülönböztetjük a V_u feszültségerősítést és a V_i áramerősítést.



16.16. ábra. Feszültségdiagramok

$$V_u = \frac{\text{a kimeneti váltakozó feszültség csúcsértéke}}{\text{a bemeneti váltakozó feszültség csúcsértéke}},$$

$$V_u = \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1}$$

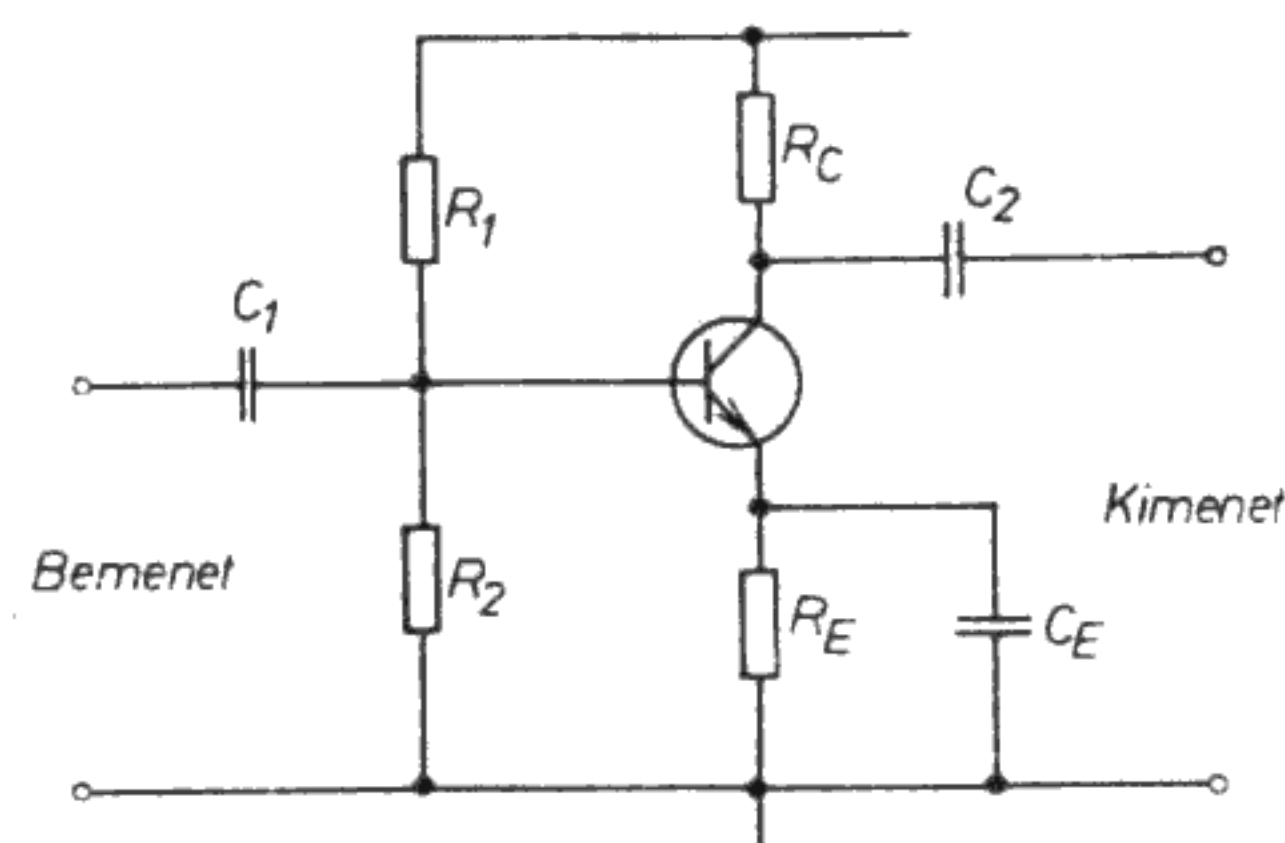
$$V_i = \frac{\text{a kimeneti váltakozó áram csúcsértéke}}{\text{a bemeneti váltakozó áram csúcsértéke}}$$

$$V_i = \frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_1}$$

A vizsgált erősítőfokozat körülbelüli feszültségerősítése 50, áramerősítése mintegy 80.

A kimeneti váltakozó feszültség tehát ötvenszer akkora, mint a bemeneti feszültség, és a kimenő váltakozó áram a bemenő váltakozó áram nyolcvanszorosa.

A 16.15. ábrán bemutatott emitterkapcsolás valamelyest még javítható. A javított emitterkapcsolást a 16.17. ábra mutatja. Az R_E emitter-ellenállás és a C_E emitter-kondenzátor a munkapontok stabilizálására szolgál. Ilyenkor felmelegedés hatására az erősítőfokozat tulajdonságai gyakorlatilag nem változnak. A bázis-előfeszültséget az R_1 és R_2 ellenállásokból álló feszültségosztó állítja elő. Az emittercsatlakozás csupán a váltakozó áramra nézve – tehát C_E -n túl – közös sarok a bemenet és a kimenet számára.

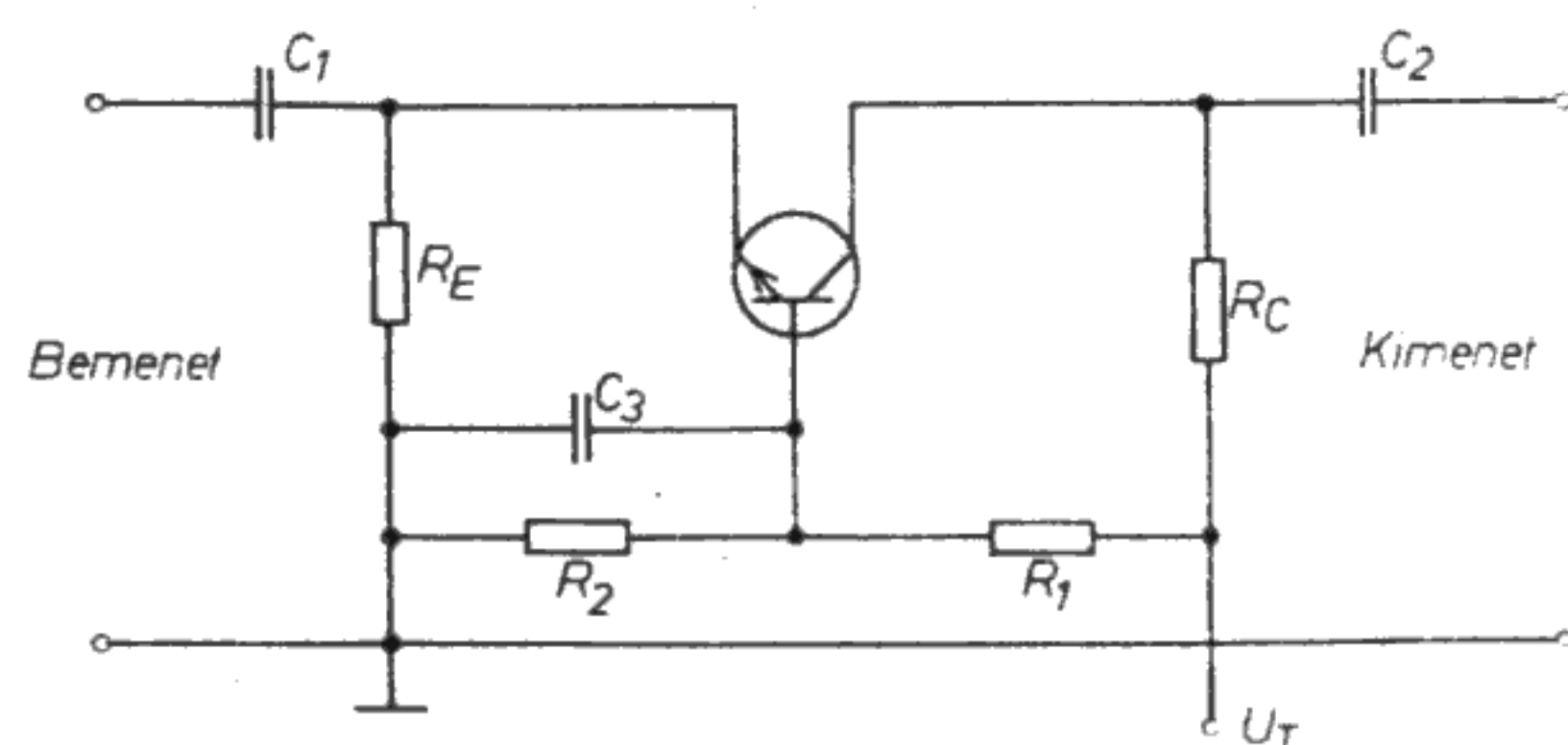


16.17. ábra. Emitterkapcsolású erősítőfokozat munkapont-stabilizációval

16.6.2. Báziskapcsolású erősítőfokozat

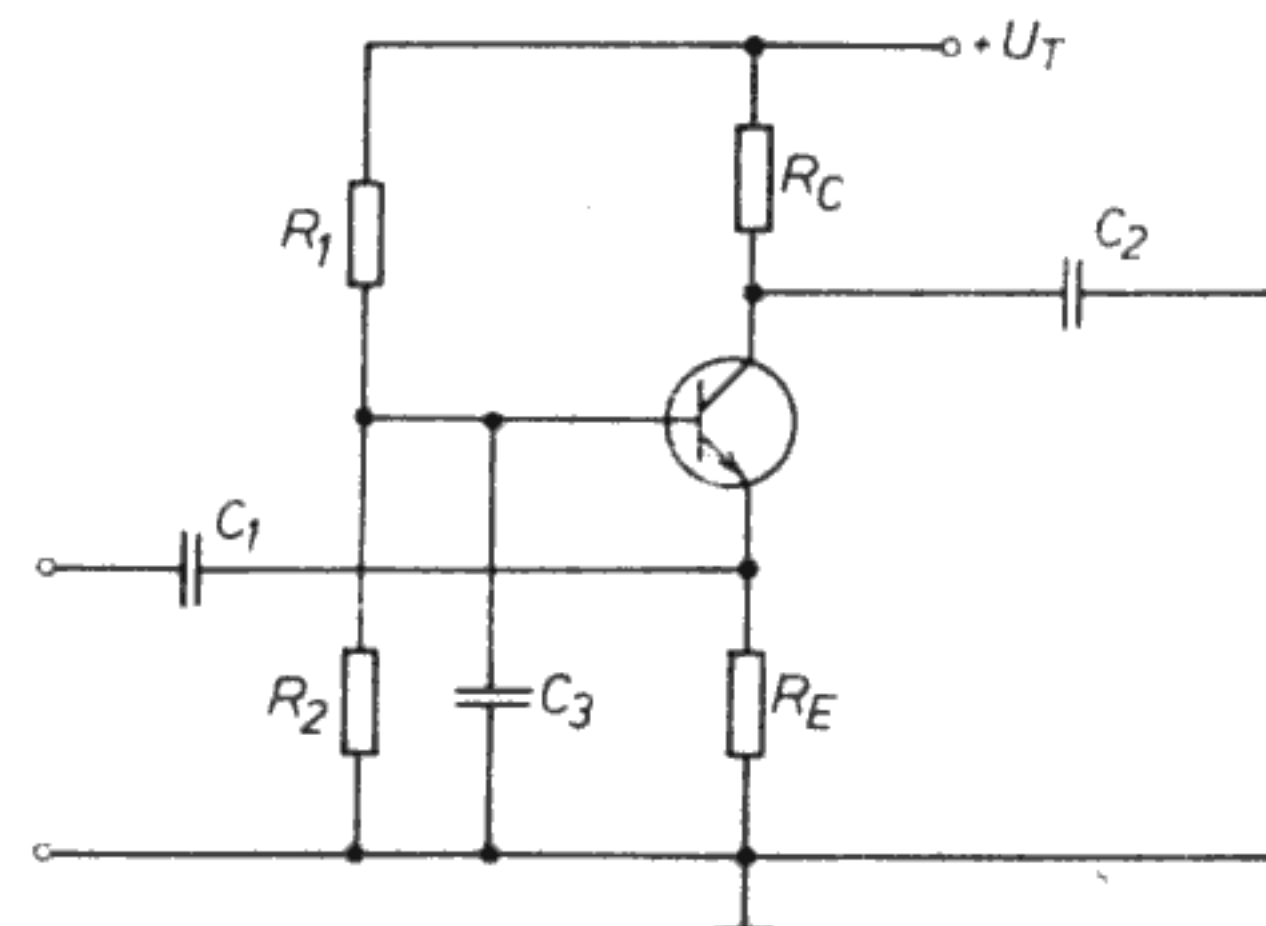
A 16.18. ábra báziskapcsolású erősítőfokozat felépítését mutatja. A báziscsatlakozás a váltakozó áramra nézve – a C_3 -on túl – a bemenet és kimenet számára közös pont. A báziskapcsolás igen nagy frekvenciájú feszültségek erősítését teszi lehetővé – egészen 1000 MHz-ig vagy még tovább. A tranzisztor belsejének saját kapacitása báziskapacitás esetén úgy hat, hogy a nagyobb frekvenciák erősítését engedi meg. A báziskapcsolás tipikus nagyfrekvenciás erősítőfokozat. A báziskapcsolásban sajnos nincs áramerősítés. A kollektoráram és az emitteráram majdnem egyenlő nagyságú, a kimeneti váltakozó áram és a bemeneti váltakozó áram aránya mindig közel egységnyi. A feszültségerősítés jellemző értéke 100 és 200 közé esik, tehát nagyon jó.

A bemeneti és kimeneti feszültség fázishelyzete azonos (fázisfekvés = 0°). Tehát nem lép fel fázisfordítás, mint az emitterkapcsolás esetén. A 16.18. ábrán látható bázis-



16.18. ábra. Báziskapcsolású erősítőfokozat

kapcsolás valamelyest ábrázolható. A kapcsolás felépítése jobban látható, ha a tranzisztort ugyanabban a helyzetben ábrázoljuk, mint az emitterkapcsolásban. Az ábrázolt kapcsolást a 16.19. ábra szemlélteti.



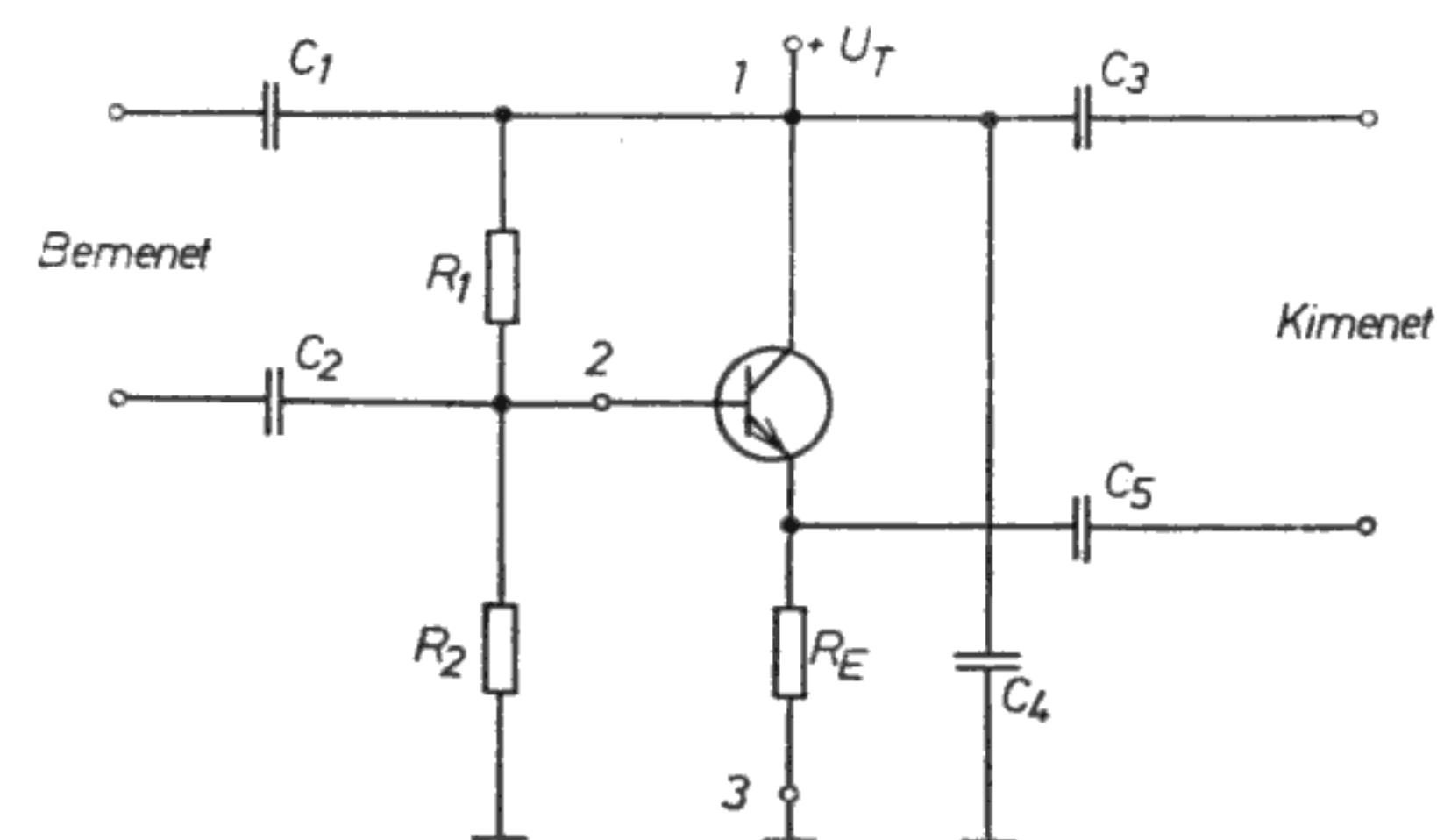
16.19. ábra. Báziskapcsolású erősítőfokozat (az előző ábra ábrázolva)

16.6.3. Kollektorkapcsolású erősítőfokozat

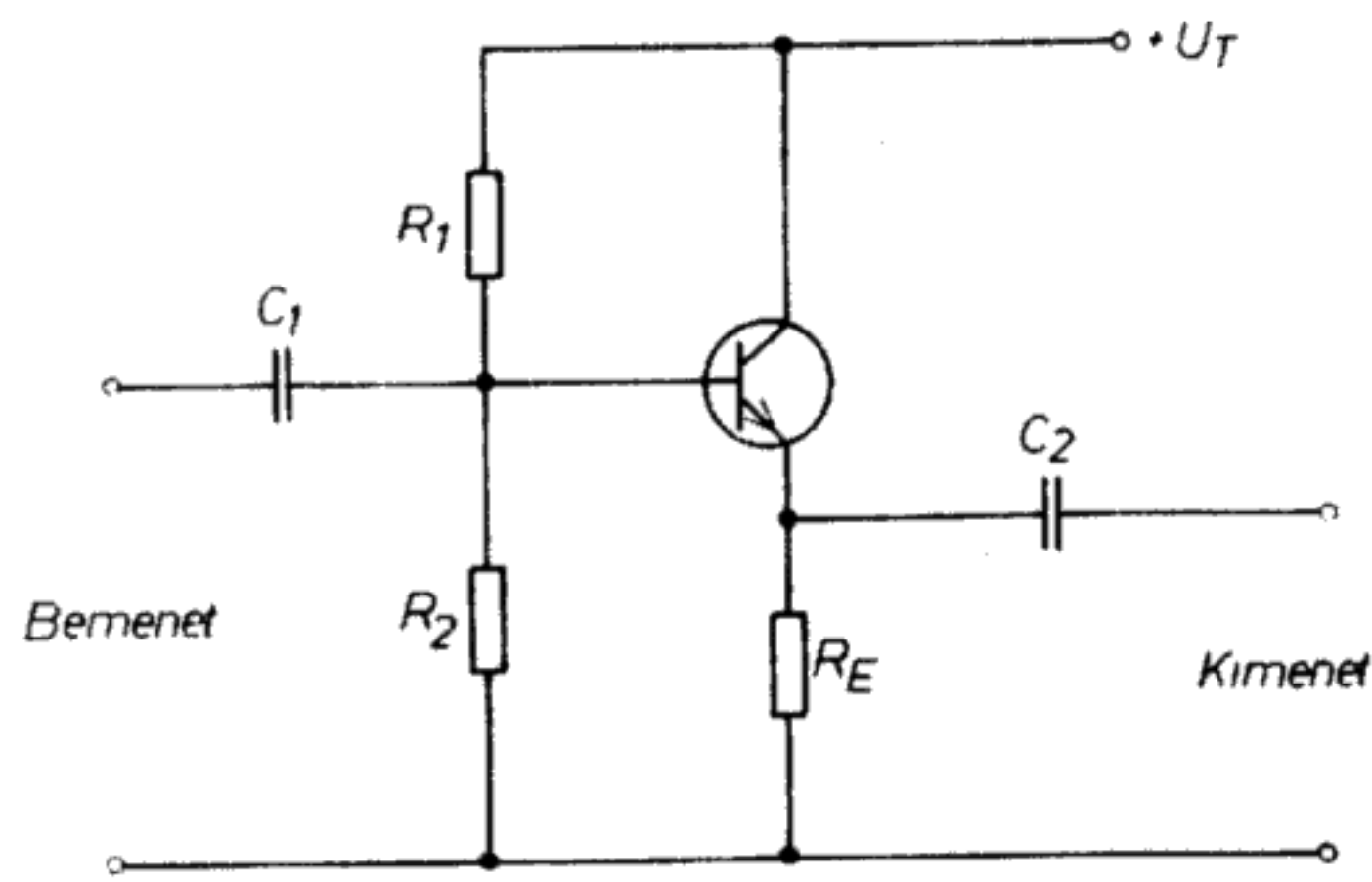
Kollektorkapcsolásban a kollektor a bemenet és kimenet számára közös pontként szerepel (16.20. ábra).

A váltakozó áram szempontjából a 16.20. ábrán az 1 és 3 pont egyenértékű, mivel a nagy kapacitású C_4 szűrőkondenzátorral össze vannak kötve. Ez a szűrőkondenzátor legtöbbször a hálózati tápegység része, ahol az U_T tápfeszültség keletkezik (16.21. ábra). A 3 tehát ugyancsak kimeneti pont.

A 16.21. ábra szerinti áramkör a szokásos kollektorkapcsolás. Emitterkövető kapcsolásnak is nevezik, mivel az emitteren megjelenő kimeneti feszültség hűen követi a bemeneti feszültséget. A kollektorkapcsolás nem hoz létre feszültségerősítést. A bemeneti feszültség mindig egy kicsivel nagyobb, mint a kimeneti. Ez egyaránt érvényes az egyenfeszültségekre és a váltakozó feszültségekre is. A kimeneti és bemeneti váltakozó feszültségek aránya ebből következően mindig valamivel kisebb, mint 1 ($V_u \approx 1$). Az áramerősítés jellemző értéke 100 és 200 közé esik. Kollektorkapcsolásban nagy bemeneti ellenállás adódik. Ha a viszonylag nagy bemeneti váltakozó feszültséget a nagyon kicsi bemenő váltakozó árammal elosztjuk, akkor a bemeneti ellenállásra nagy értéket kapunk.



16.20. ábra. A kollektorkapcsolású erősítőfokozat felépítése



16.21. ábra. Kollektorkapcsolású erősítőfokozat (emitterkövető fokozat)

A kollektorkapcsolás kimenő váltakozó árama elég nagy. Ez azt jelenti, hogy a kicsi kimeneti váltakozó feszültséget tekintve kicsi kimeneti ellenállás adódik. A kollektorkapcsolást mindig akkor alkalmazzuk, amikor nagyobb bemeneti ellenállást kisebb kimeneti ellenállásra kell átváltani. A kollektorkapcsolás tipikus impedanciaátalakító. Segítségével illesztési feladatok valósíthatók meg. A bemeneti és kimeneti feszültségek fázishelyzete azonos.

16.7. A tranzisztor kapcsolóüzeme

16.7.1. Túlvezérelt állapot és telítési feszültség

Minél nagyobb a bázisáram, a tranzisztor annál inkább kinyit, vagyis a kollektor–emitter-átmenet ellenállása annál kisebb lesz, minél nagyobbra növeljük a bázisáramot és a hozzá tartozó bázis–emitter-feszültséget. Ez természetesen csak egy adott vezérlési tartományra igaz.

Tekintsük a 16.22. ábrán látható tranzisztorkapcsolást! Minél nagyobb lesz az I_B bázisáram, annál nagyobb lesz az I_C kollektoráram is, viszont annál kisebb az U_{CE} kollektor–emitter-feszültség. Adott bázisáramnál pedig elérjük U_{BE} legkisebb értékét. A tranzisztor ekkor teljesen nyitott, a kollektor–emitter-kör a legkisebb ellenállását éri el.

A kollektoráramot gyakorlatilag már csak a külső áramkör határozza meg. Az az U_{CE} feszültség, amely esetén ez a legkisebb ellenállás kialakul, egyrészt a tranzisztor típusától függ, másrészt az I_C áram nagyságától. Szokásos értéke $U_{CE} = 0,2$ V. Ezt a kollektor–emitter-feszültséget telítési feszültségnek, pontosabban kollektor–emitter telítési feszültségnek ($U_{CE\text{ sat}}$) nevezzük.

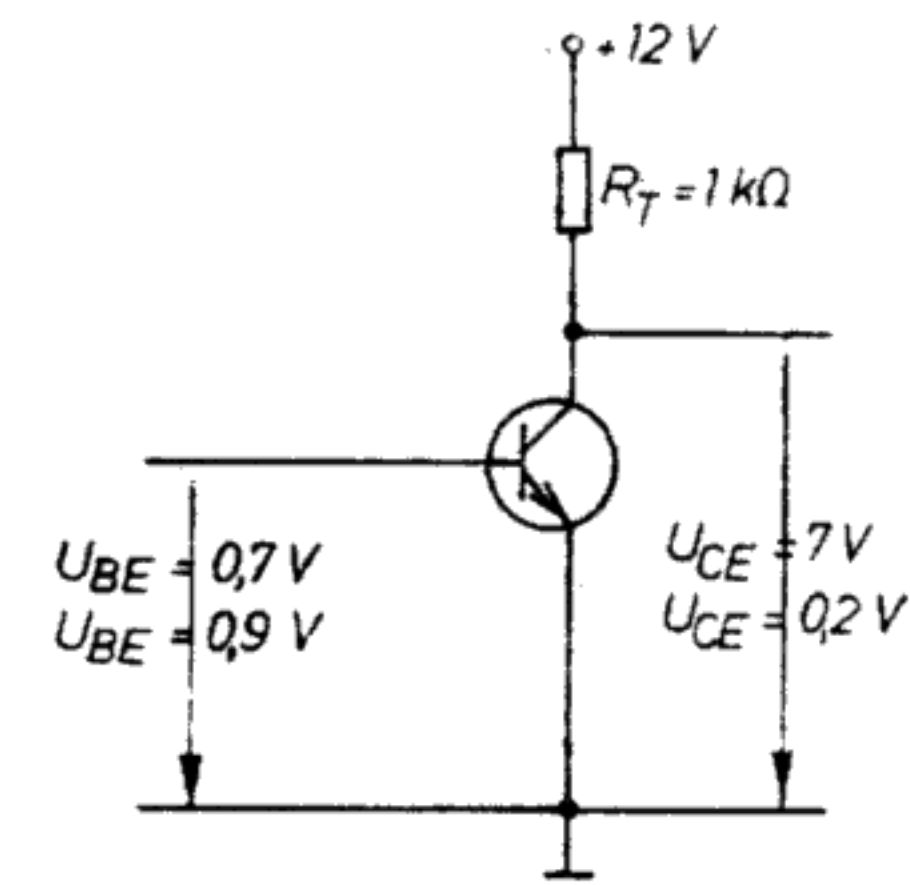
Azt a bázis–emitter-feszültséget, amely az $U_{CE\text{ sat}}$ meghatározása során érvényes feltételekből adódik, bázis–emitter telítési feszültségnek nevezzük.

Ha tehát a tranzisztort teljesen kivezéljük, akkor az U_{BE} feszültség lecsökken. Adott vezérlési állapotban az U_{CE} és az U_{BE} feszültségek egyenlők. Ez azt jelenti hogy a bázis–kollektor-záróréteg külső feszültség nélkül is működőképes.

$$U_{CE} = U_{BE},$$

$$U_{CB} = 0.$$

A kollektordióda polaritása tehát már nem záróirányú. Ha az U_{CE} feszültség tovább



16.22. ábra. Tranzisztoros kapcsolófokozat a tranzisztor túlvezérelt állapotában érvényes feszültségekkel

csökken, akkor a kollektordióda nyitóirányban kezd működni. A tranzisztornak ezt az állapotát túlvezérelt állapotnak nevezzük.

Valamely tranzisztor túlvezérelt állapotban van, ha a kollektor- és az emitterdióda nyitóirányban működik.

A túlvezérelt állapotban a tranzisztor belseje töltéshordozókkal van elárasztva. A bázisáram lényegesen nagyobb, mint normális állapotban.

Túlvezérelt állapotban a kollektor–emitter-körnek a telítési feszültség-nél a legkisebb az ellenállása.

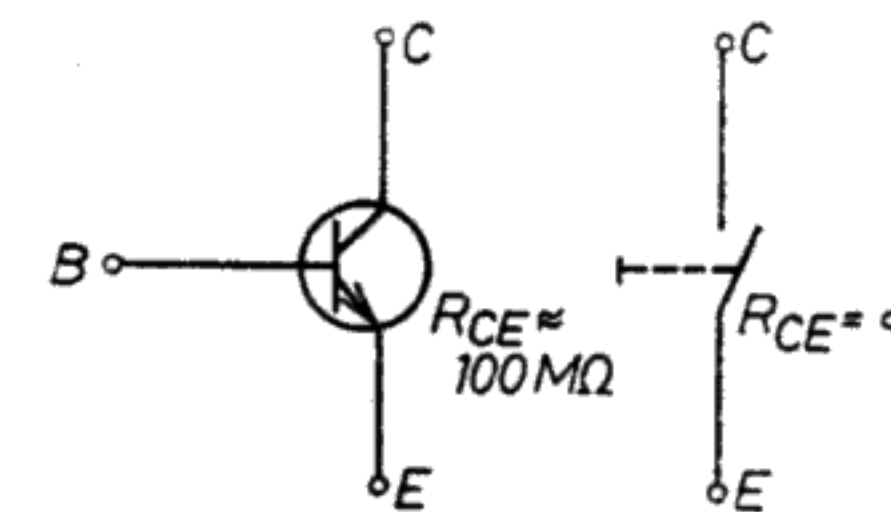
Ezt az ellenállásértéket telítési ellenállásnak nevezzük.

A tranzisztorok főként kapcsolófokozatokban működnek túlvezérelt állapotban.

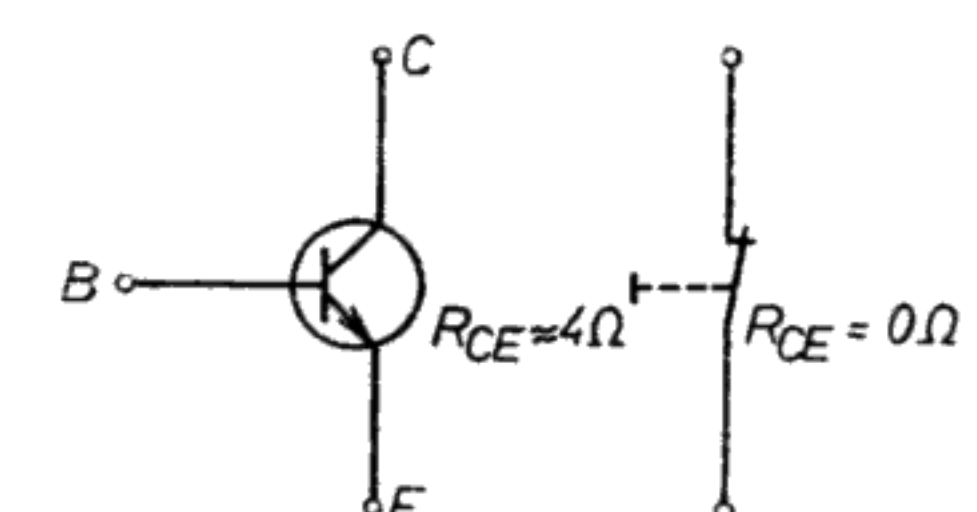
16.7.2. Tranzisztoros kapcsolófokozatok

A tranzisztoros kapcsolófokozatokat kis és közepes teljesítmények érintkező nélküli, gyors kapcsolására alkalmazzák.

A tranzisztoros kapcsolófokozat tulajdonképpen kapcsolóeleme a tranzisztor kollektor–emitter-köre. A kollektor–emitter-körnek először lehetőleg nagy ellenállásúnak kell lennie, hogy a kollektor–emitter-áramot lezárja (ez felel meg a kikapcsolt állapotnak). Azután lehetőleg kicsiny ellenállásúnak kell lennie, hogy a kollektor–emitter-áramot lehetőleg akadály nélkül átengedje (ez a bekapcsolt állapot). A tranzisztor tehát egy zárt és egy vezető állapot között ide-oda vezérelhető (16.23. és 16.24. ábra).



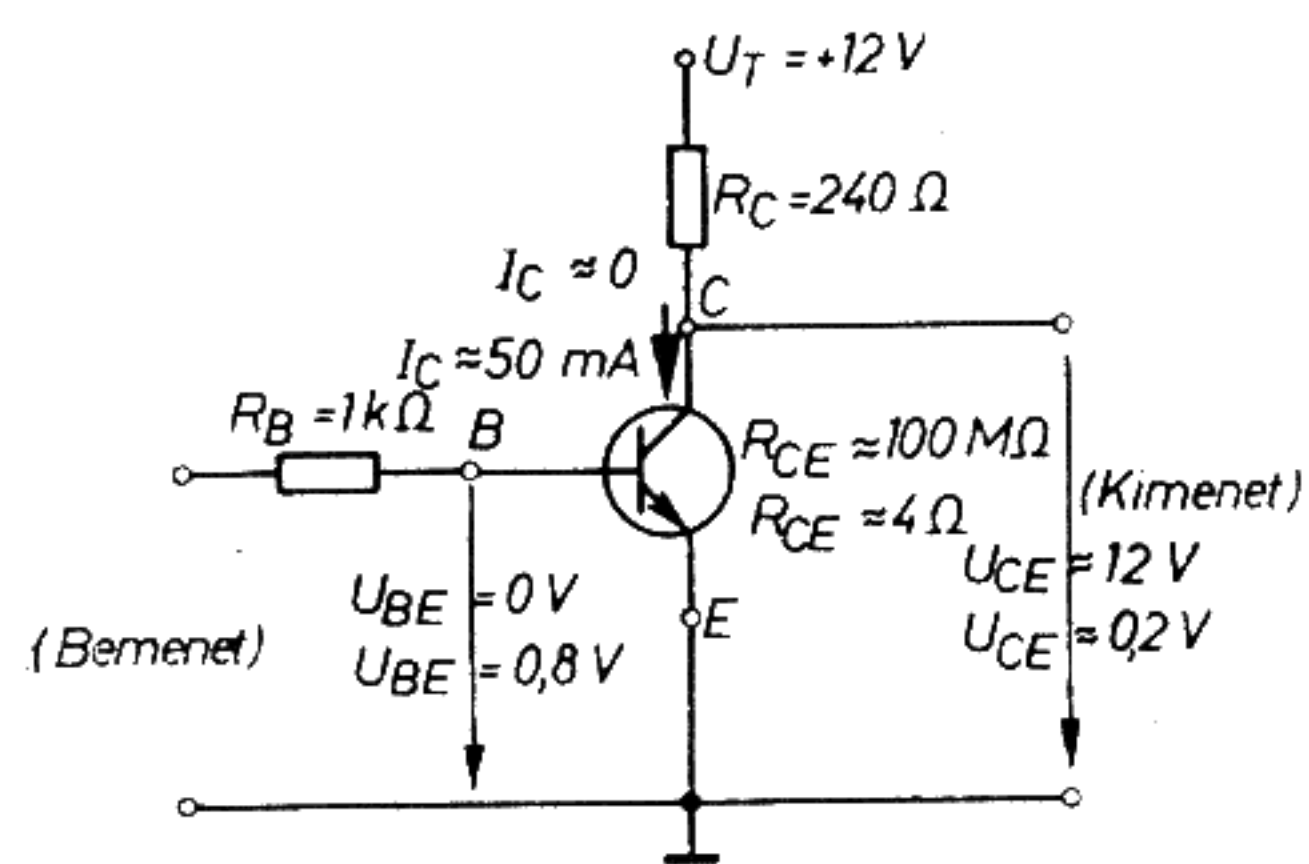
16.23. ábra. A tranzisztor zárt állapotú nyitott kapcsolóállásnak felel meg



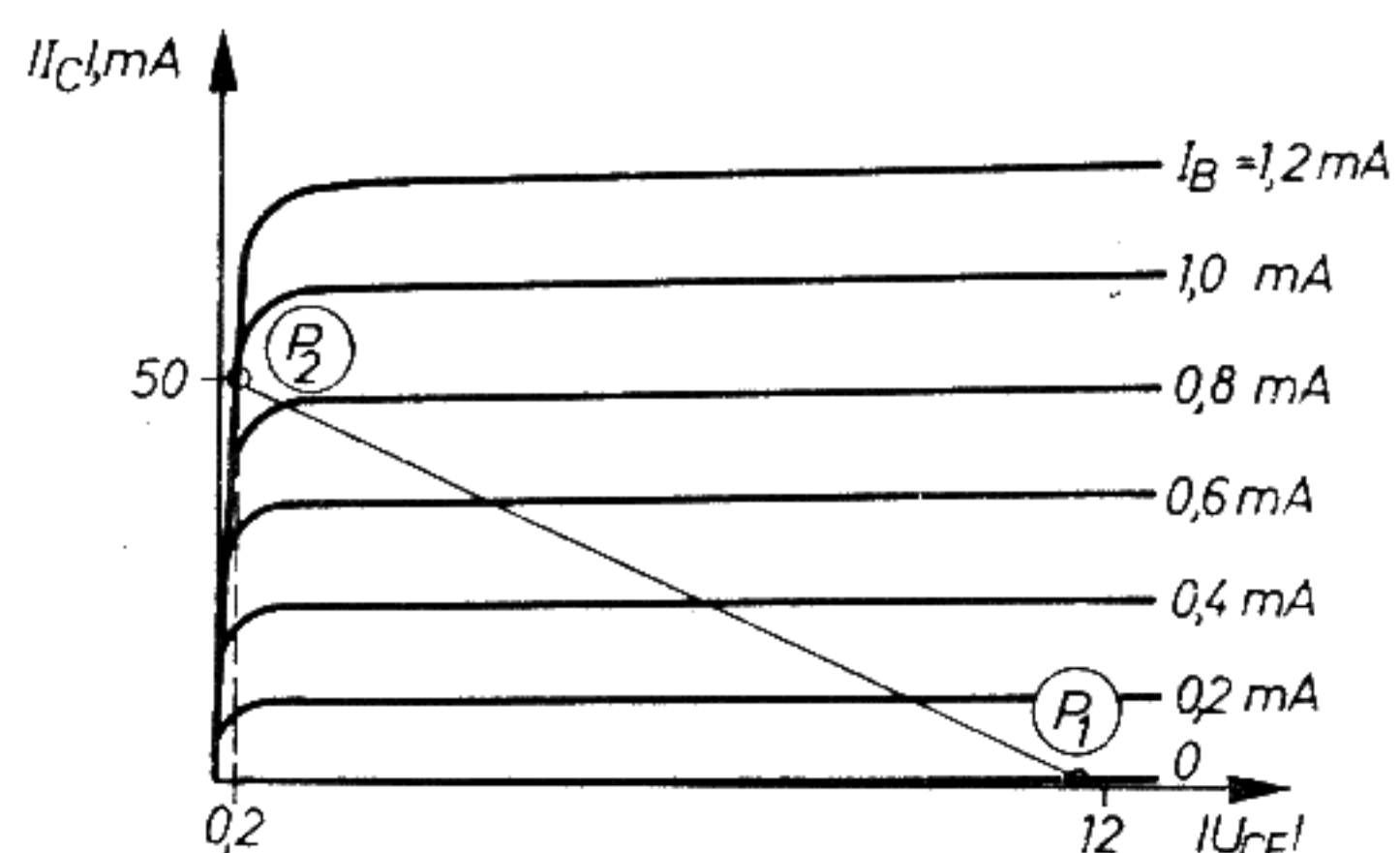
16.24. ábra. A tranzisztor vezető állapota a zárt kapcsolóállásnak felel meg

A vezérlés (átkapcsolás) magától értetődően a bázisárammal, ill. a bázis–emitter-feszültséggel történik.

A 16.25. ábra egy egyszerű tranzisztoros kapcsolófokozatot ábrázol. A tranzisztor nem kap bázis–emitter-előfeszültséget. A vezérlés a bázison levő R_B előtét-ellenálláson keresztül történik. Ha a bemenet nyitva marad, vagy a bemenetre a földponti potenciált kapcsoljuk, akkor nem folyik bázisáram, és gyakorlatilag kollektoráram sincs. Ilyenkor a tranzisztor munkapontja a 16.26. ábra jelleggörbéjének P_1 pontja, és bekapcsoláskor átmegy a P_2 pontba.



16.25. ábra. Tranzisztoros kapcsolófokozat



16.26. ábra. A kapcsolótranszisztor $I_C - U_{CE}$ jelleggörbéi és munkapontjai

17. Unipoláris tranzisztorok

Az unipoláris tranzisztorok áramát csak egyetlen fajta töltéshordozó (elektron vagy lyuk, azaz elektronhiány) alkotja, szemben a bipoláris tranzisztorral, amelyben az elektron- és lyukvezetés egyaránt előfordul. Ebbe a csoportba tartozik az összes térvezérlésű tranzisztor.

17.1. Záróréteges térvezérlésű tranzisztorok

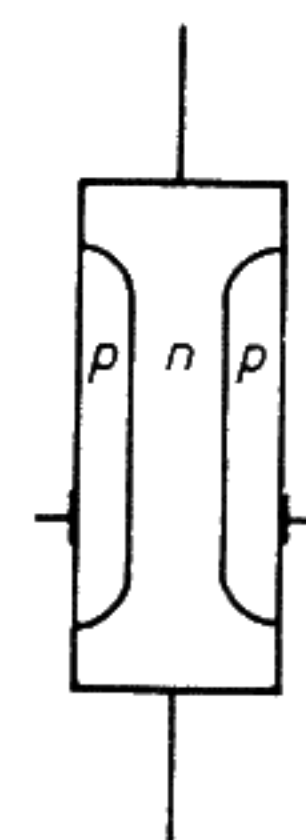
17.1.1. Felépítés és működés

A záróréteges térvezérlésű tranzisztorokat (röviden JFET-eket) n csatornás és p csatornás változatban készítik. Itt mindenekelőtt az n csatornás típust vizsgáljuk.

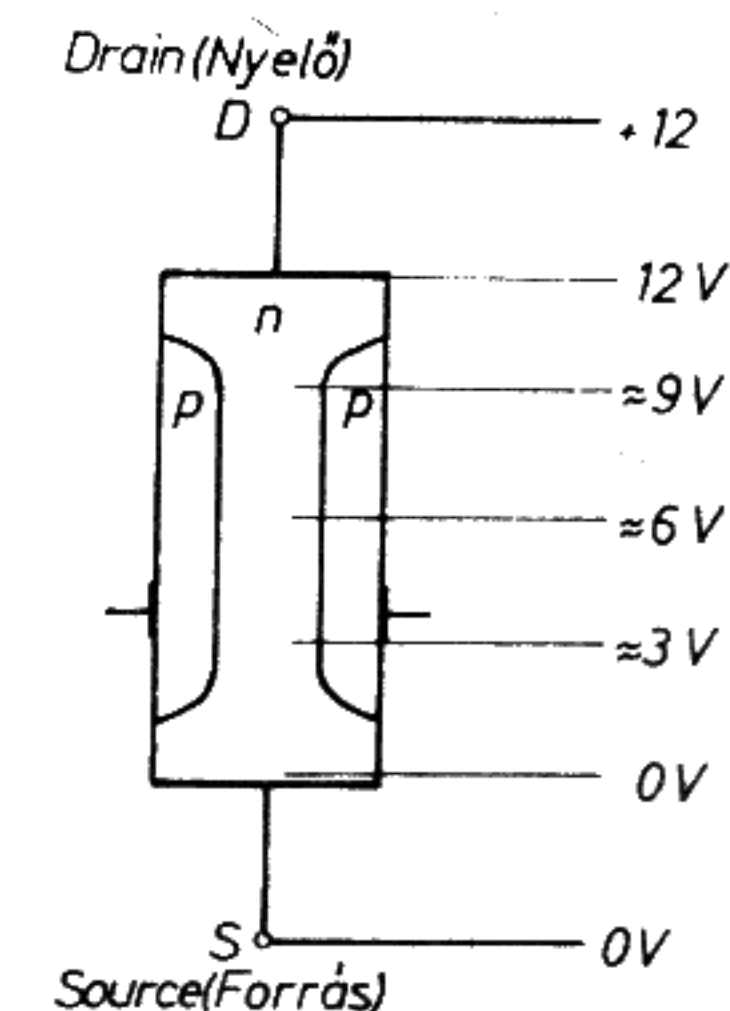
Az n csatornás JFET aktív része egy n vezető kristályszakaszból áll, amelybe dotálással két p vezető zónát visznek be (17.1. ábra). Ha erre az n vezető kristályszakaszra U feszültséget kapcsolunk (pl. 12 V-ot), akkor S ponttól a D felé elektronáramlás indul meg. Az elektronáram nagyságát a rákapcsolt feszültség és a kristály pályaelenállása határozza meg. A feszültség a kristályszakasz mentén csökken (17.2. ábra).

A két p zóna egymással vezetőn keresztül össze van kötve és a G csatlakozásra van kivezetve (17.3. ábra). Ha a G-re nulla feszültséget kapcsolunk, tehát az S-sel összekapcsoljuk, akkor mindkét pn-átmenet záróirányú lesz.

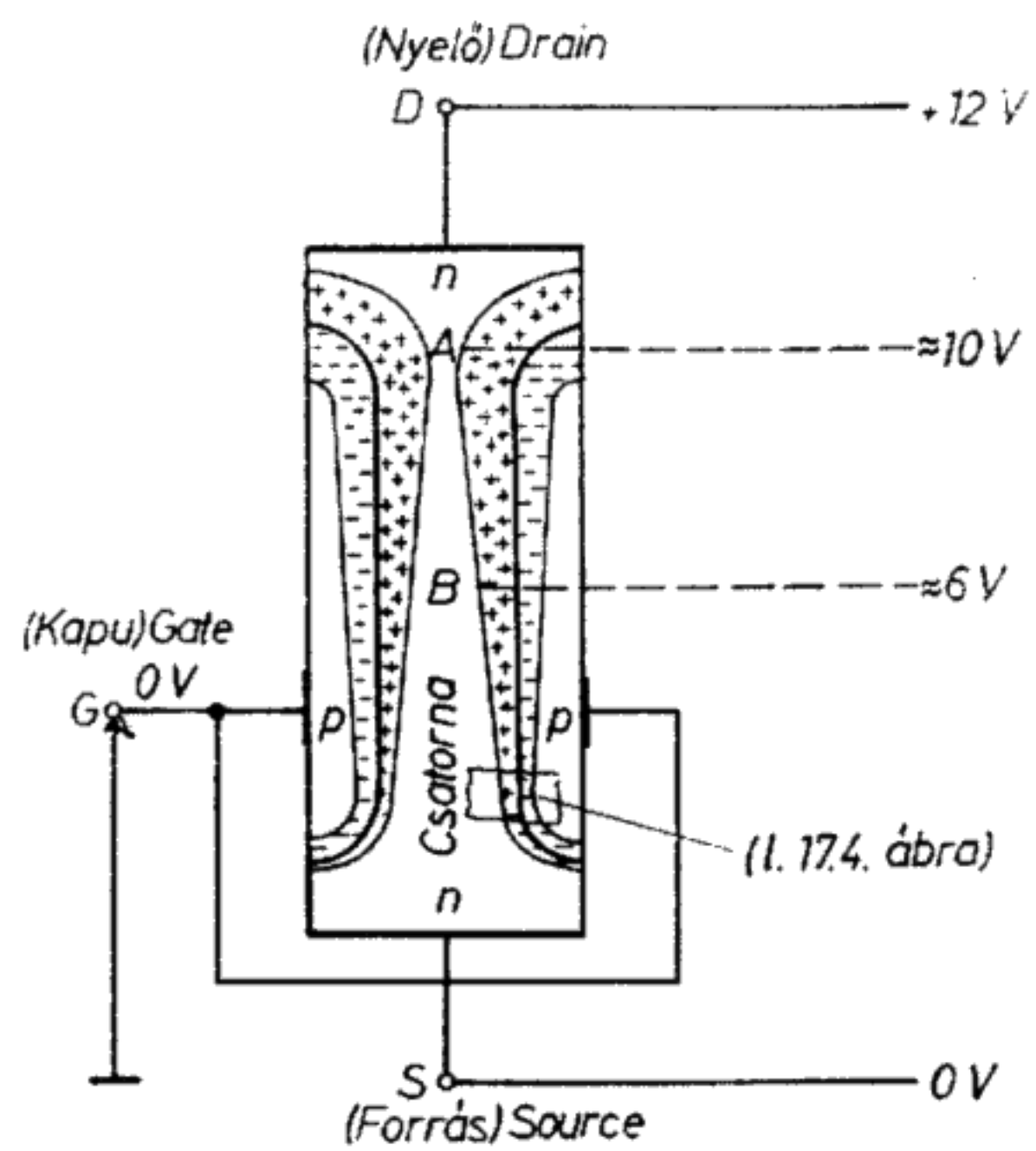
Az n vezető kristályszakasznak mindegyik p zónával szemben pozitív feszültsége van, ezért két záróréteg (tértörési zóna) képződik. Ezek a zárórétegek annál szélesebbek, minél nagyobb a záróirányban ható feszültség. A záróréteg szélessége tehát az S-től a D irányában nő. A p zónák potenciálja mindenütt egyenlő (0 V), mivel bennük nem folyik áram.



17.1. ábra. Az n csatornás JFET elvi felépítése



17.2. ábra. Feszültségese az n típusú szakasz mentén



17.3. ábra. A JFET zárórétegei

Az n vezető kristályszakasz és a két p zóna között két záróréteg alakul ki.

A 17.3. ábra szemlélteti a kristályt és a két záróréteget. Az A szakaszon a zárási feszültség pl. 10 V, a B szakaszon csak 6 V.

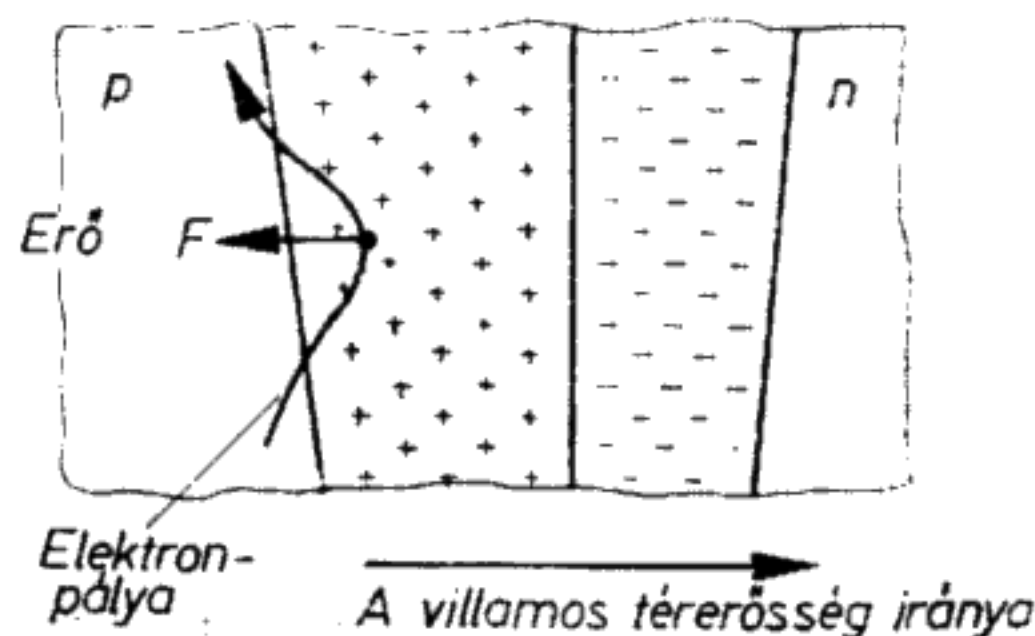
Az elektronok a kristályon keresztül az S-től a D irányában áramlanak. Most azt kell megvizsgálnunk, hogy mi történik, ha az áramló elektronok közül valamelyik a zárórétegbe kerülne.

A 17.4. ábra a záróréteg metszetének nagyított képe. A zárórétegben tértöltés van, és erős elektromos tér keletkezik. Az erővonalak a pozitív töltésekből indulnak ki és a negatív töltésekhez érkezik. Ha ebbe az elektromos térbe elektron kerül, akkor erő hat rá! Az elektromos tér az elektronokra – mivel azok negatív töltéshordozók – az erővonalak irányával ellentétes erőhatást gyakorol. Az elektronra F erő hat (17.4. ábra).

Az F erő az elektront a zárórétegből kitesztítja, vagyis a zárórétegben nem tartózkodhat mozgásképes töltéshordozó.

Ha a zárórétegbe elektron kerül, akkor ebből a zárórétegből kilökődik a semleges n kristályszakaszba. A zárórétegek az elektronok számára „tiltott területet” jelentenek.

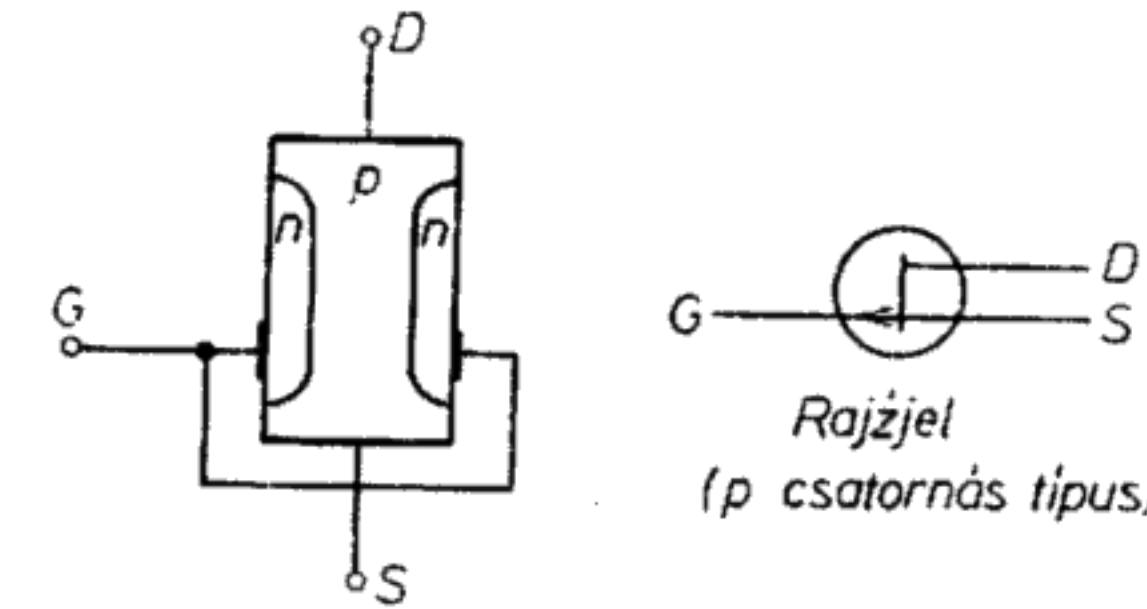
Az elektronok tehát az S pontról a D-be való útjuk során a semleges n zónán keresztül kell haladjanak. Az n zónának ezt a semleges szakaszát csatornának nevezzük.



17.4. ábra. A záróréteg nagyított metszete

Az elektronok számára áramlási útként egyedül a csatorna áll rendelkezésre.

Ha a G csatlakozópont potenciálját (az S-hez képest) negatívvá tesszük, az azt jelenti, hogy a záróirányú feszültségek megnövekednek. A nagyobb záróirányú feszültségeknek szélesebb záróréteg a következménye, így a csatorna keresztmetszete kisebb lesz. A kisebb keresztmetszetű csatornának azonban nagyobb az ellenállása. Ha a csatorna ellenállása nő, akkor ugyanakkora rákapcsolt feszültségnél kisebb áram folyik. A G és S pont közti feszültség változása áramváltozáshoz vezet. A G és S pont közötti feszültséget U_{GS} -sel jelölik (17.5. ábra), a csatornán átfolyó áramot pedig I_D -vel.



17.5. ábra. Az elektródák elnevezése és a JFET rajzjele

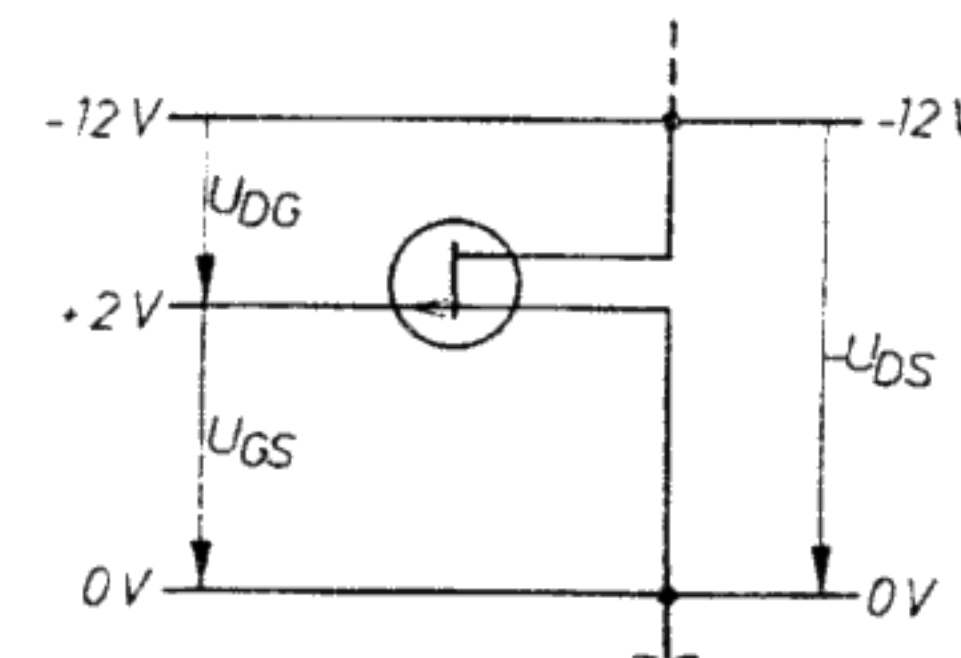
Minél negatívabb az U_{GS} feszültség, annál szélesebbek a zárórétegek, annál kisebb a csatorna-keresztmetszet, annál nagyobb a csatorna-ellenállás, végül is annál kisebb az I_D áram.

A záróréteg szélességének változásához nincs szükség teljesítményre. Az I_D áram tehát teljesítmény nélkül vezérelhető. A vezérlést az U_{GS} végzi. Vezérlőáram nem kell. Csupán parányi záróirányú áram folyik, amely a félvezető kristály saját vezetőképessége miatt elkerülhetetlen.

Az I_D áramot az U_{GS} feszültség teljesítmény felhasználása nélkül vezérli.

Az U_{GS} feszültségnek mindig negatívnak kell lennie. Ha az U_{GS} értéke pozitív, a zárórétegek leépülnek, és a p zónán keresztül áram folyik. A FET elektródáinak elnevezésére majdnem kizárólag az angol megnevezéseket használják (17.6. ábra).

- S source forrás,
- D drain nyelő,
- G gate kapu.



17.6. ábra. Az p csatornás JFET feszültségei

Ezek a megjelölések nagyjából megfelelnek a bipoláris tranzisztoroknál és elektroncsöveknél használt következő megnevezéseknek:

térvezérlésű tranzisztor	bipoláris tranzisztor	elektroncső
forrás nyelő kapu	emitter kollektor bázis	katód anód rács

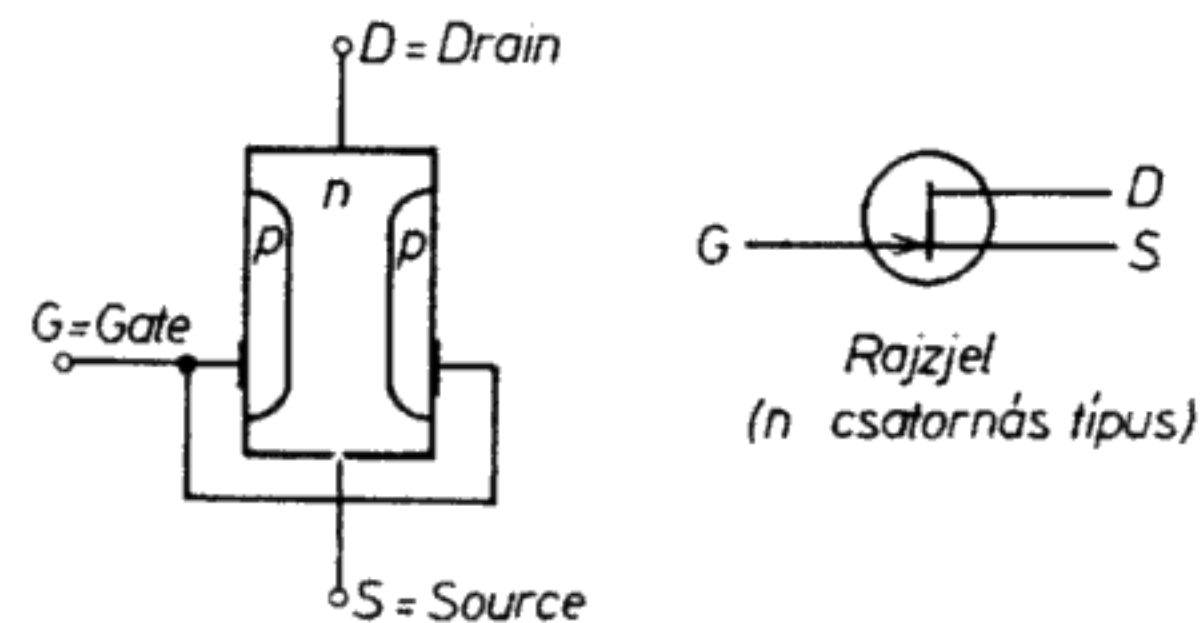
A kapuelektroda a vezérlőelektroda. A megadott feszültségértékek a source-ra vonatkoznak.

U_{DS} drainfeszültség a source-ra vonatkoztatva,
 U_{GS} gate-feszültség a source-ra vonatkoztatva.

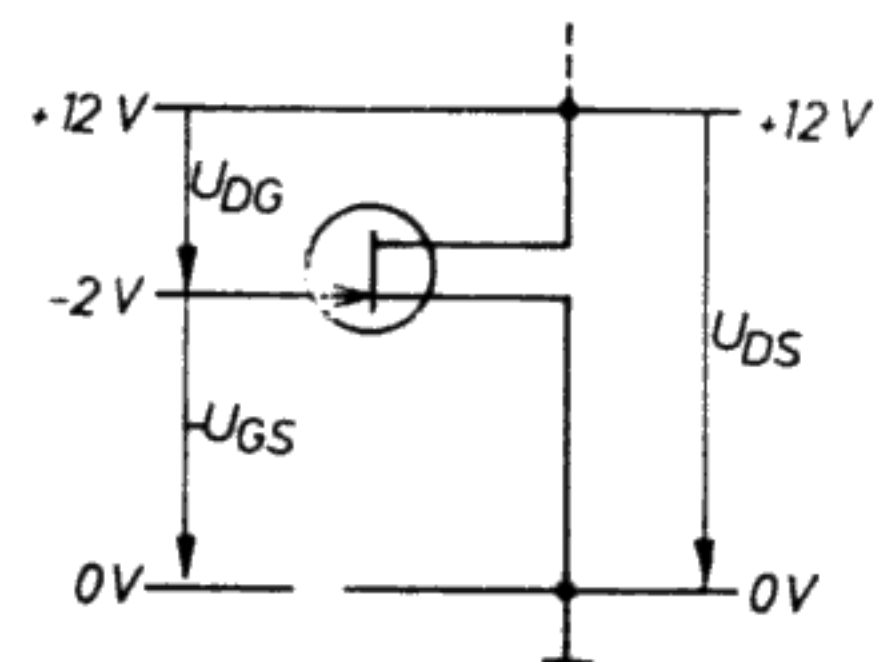
Az n csatornás JFET-nél az U_{DS} drainfeszültség pozitív, és az U_{GS} gate-feszültség negatív (a source-hoz képest).

17.1.2. Jelleggörbék, adatok, határértékek

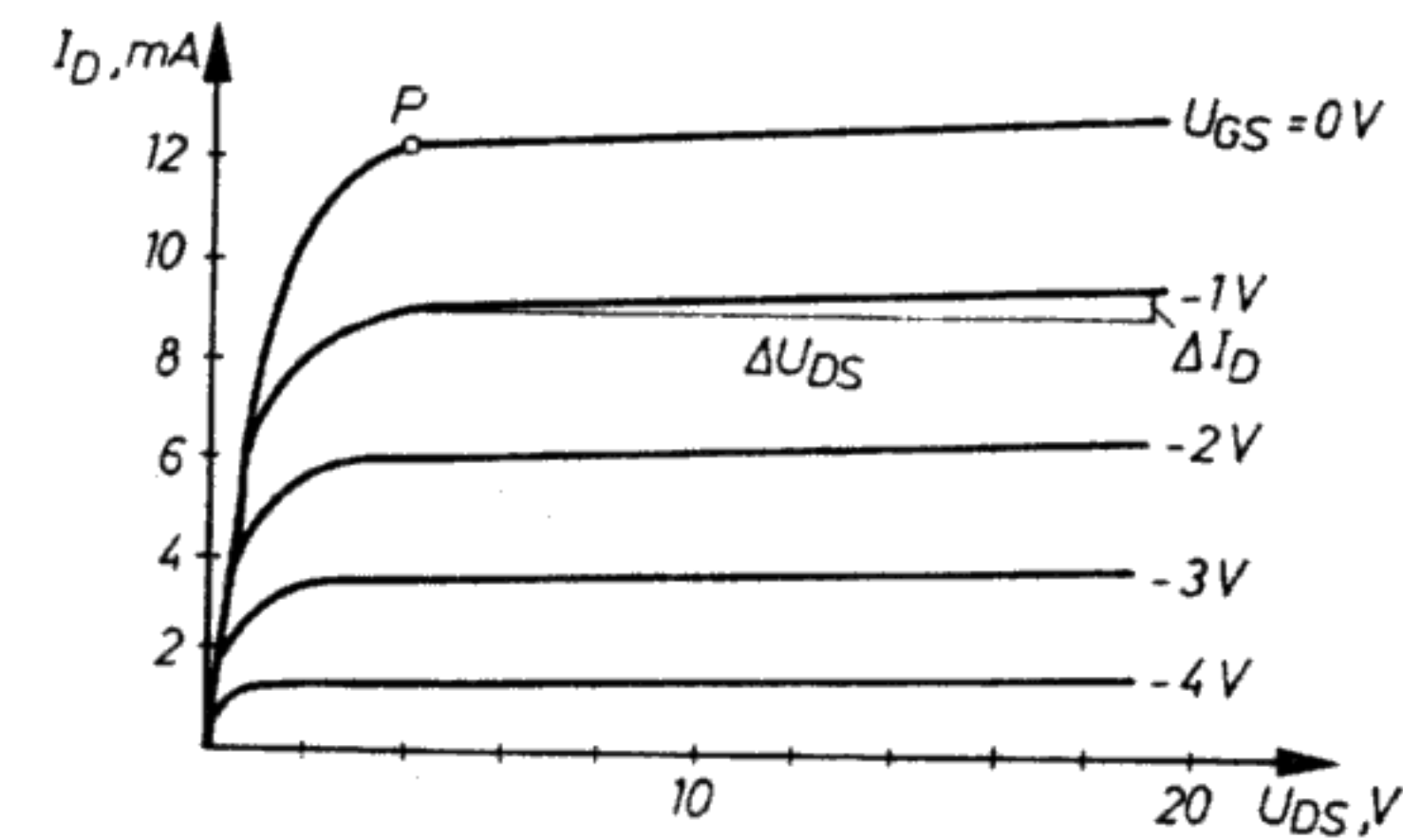
A következő vizsgálódások mindig a gyakran alkalmazott n csatornás JFET-ekre vonatkoznak, de értelemszerűen érvényesek a p csatornás JFET-ekre is, ha a feszültségek eltérő polaritását és az eltérő áramirányt figyelembe vesszük (17.7. és 17.8. ábra). Az $I_D - U_{DS}$ jelleggörbék (17.9. ábra) összefüggést adnak meg az I_D draináram és az U_{DS} drain – source-feszültség között. Mindegyik jelleggörbe egy bizonyos U_{GS} gate-feszültség mellett érvényes. $U_{GS} = 0$ V feszültség esetén a csatorna a legkisebb ellenállású. Az U_{DS} egyes értékeire különösen nagy áramértékek adódnak. Az $U_{GS} =$



17.7. ábra. A n csatornás, záróréteges FET elvi felépítése és kapcsolási rajza



17.8. ábra. A n csatornás JFET feszültségei



17.9. ábra. Az n csatornás JFET $I_D - U_{DS}$ jelleggörbeserege

$= 0$ V feszültséghez tartozó jelleggörbe fekszik a legmagasabban. A P ponttól kezdve a jelleggörbe majdnem vízszintes egyenes, azaz az U_{DS} további növelése az I_D lényegtelen növekedését vonja maga után.

Az $I_D - U_{GS}$ jelleggörbe a draináram és a gate – source-feszültség közötti összefüggést adja meg. Ez a vezérlő jelleggörbesereg (17.10. ábra).

Jellemző adatok

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

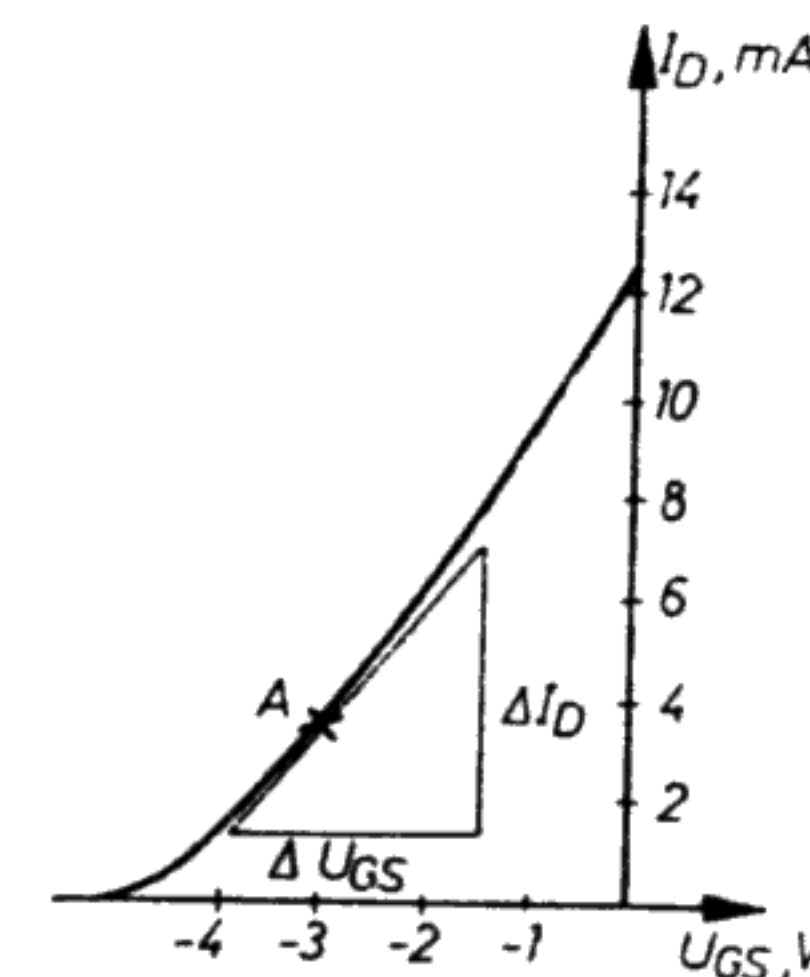
ahol S a meredekség, r_{DS} a kimeneti ellenállás és r_{GS} a bemeneti ellenállás.

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \quad \text{Szokásos értékek:}$$

$$S \approx 3 \dots 10 \frac{\text{mA}}{\text{V}}, \quad r_{DS} \approx 80 \dots 200 \text{ k}\Omega.$$

Az r_{GS} bemeneti ellenállás közelítőleg állandó.

$$r_{GS} \approx 10^{10} \dots 10^{14} \Omega.$$



17.10. ábra. Az n csatornás JFET $I_D - U_{GS}$ jelleggörbéje

Záróirányú áram

A zárórétegen keresztül csekély, kisebbségi töltéshordozók okozta zárási áram folyik, Az ilyenfajta áram elkerülhetetlen, de igen alacsony szinten tartható.

$$I_{\text{zár}} \approx 5 \dots 20 \text{ nA.}$$

Határértékek

A határértékek túllépése esetén az alkatrészek tönkremenetelével kell számolni. A záróréteges tervezérlésű tranzisztorok határértékei a következők:

- maximális drain – source-feszültség $U_{\text{DS max}}$
- maximális gate – source-feszültség $U_{\text{GS max}}$
- maximális veszteségi teljesítmény P_{tot}
- maximális záróréteg-hőmérséklet T_j

Hozzávetőleges értékek (n csatornás JFET):

- $U_{\text{DS max}} \approx 30 \text{ V,}$
- $U_{\text{GS max}} \approx 8 \text{ V,}$
- $I_{\text{D max}} \approx 20 \text{ mA,}$
- $P_{\text{tot}} \approx 200 \text{ mW,}$
- $T_j \approx 135 \text{ °C.}$

Veszteségi teljesítmény

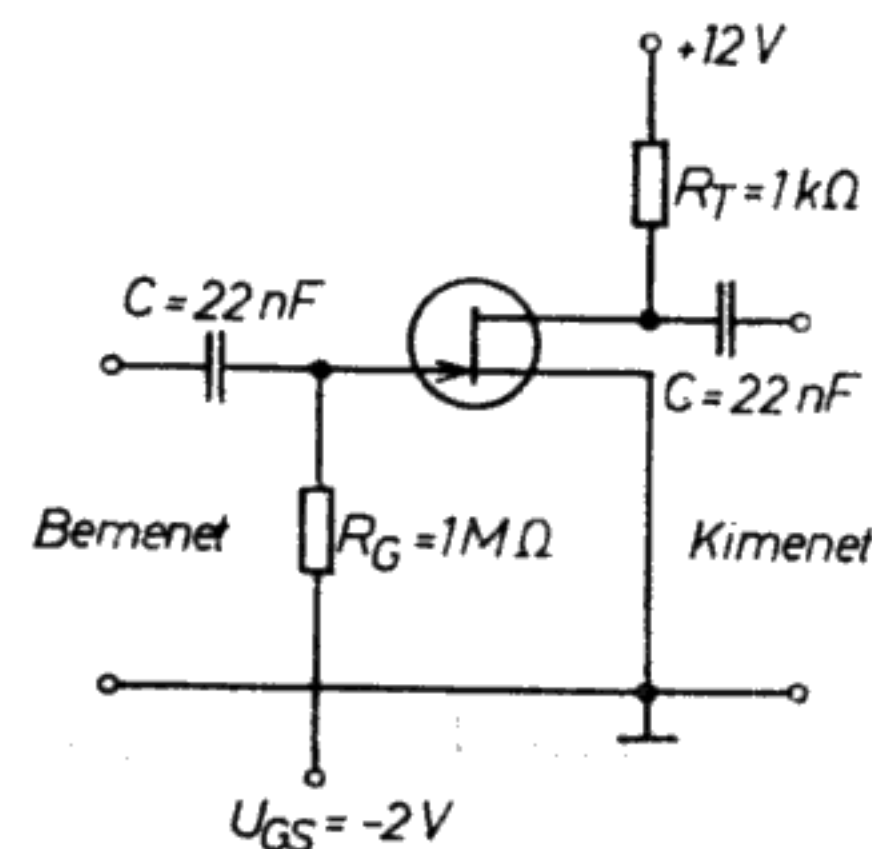
A veszteségi teljesítmény a drainfeszültség és a draináram szorzataként adódik:

$$P_{\text{tot}} = U_{\text{DS}} I_{\text{D}}$$

17.1.3. Alkalmazások

A záróréteges tervezérlésű tranzisztorokat erősítőkben, kapcsolófokozatokban és oszcillátorokban alkalmazzák. A JFET-ekből felépített áramkörök az elektroncsöves áramkörökhöz hasonlítanak, csupán kisebb feszültségekkel működnek. A 17.11. ábra egy erősítőfokozatot mutat be.

A JFET különleges előnye a nagy bemeneti ellenállás, amely teljesítménymentes vezérlést tesz lehetővé.



17.11. ábra. Erősítőfokozat

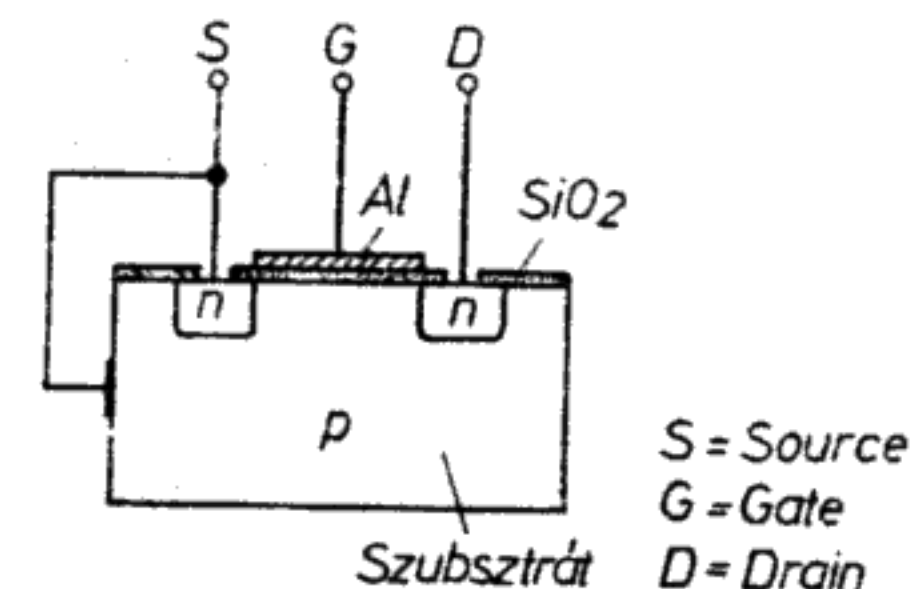
17.2. MOS tranzisztorok

A tervezérlésű tranzisztorok e csoportjának elnevezése felépítésükkel függ össze: a MOS fém – oxid – félvezetőt jelent (Metal-Oxid-Semiconductor).

17.2.1. Felépítés és működés

E tranzisztorok aktív része egy p vezető kristályból, az ún. szubsztrátból áll. Ebben a szubsztrátban dotálással két n vezető szigeteket alakítanak ki. Az egész kristály szilícium-dioxid (SiO₂) fedőréteget kap, amelyen az S és D csatlakozások számára két ablakot hagynak. Az SiO₂-réteg jó szigetelő és átütési szilárdsága is viszonylag nagy. Erre a szigetelőrétegre – a 17.12. ábra szerint – gate-elektrodaként gőzöléses eljárással alumíniumréteget visznek fel.

A szubsztrát külön kivezetést kap, amit a tokon belül a source-csatlakozással (S) kötnek össze, vagy a tokon kívülre vezetik. Ha a draincsatlakozásra pozitív feszültséget kapcsolunk, akkor nem folyik áram. Ha a feszültség polaritását felcseréljük, szintén nem folyik áram, azaz a MOSFET zárva van. Ha a gate a source-hoz képest pozitív feszültséget kap (pl. 4. V-ot), akkor a szubsztrátban elektromos tér keletkezik.



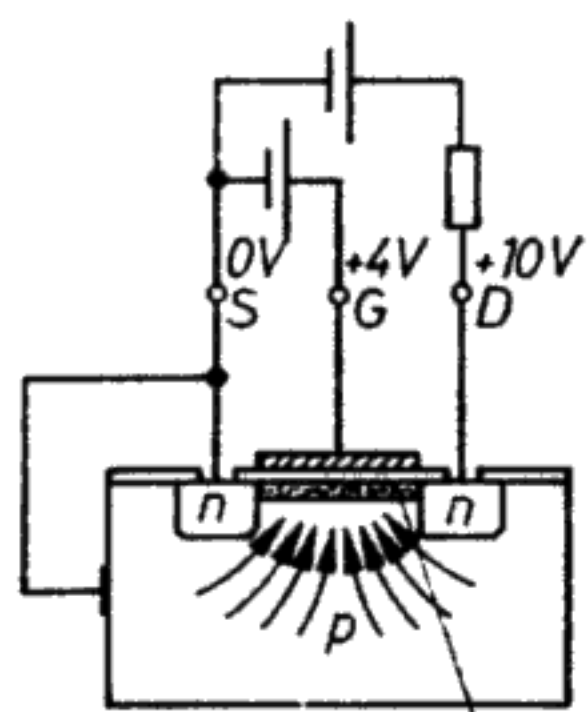
17.12. ábra. A MOSFET elvi felépítése (n csatornás, növekményes típus)

A p vezető szubsztrátban szabad töltéshordozóként lyukak vannak, de bizonyos számú elektront is hordoz mint kisebbségi töltéshordozót. Ezek az elektronok a pozitív gate elektromos terének hatására közvetlenül a SiO₂ szigetelőréteghez vándorolnak és ott gyülekeznek. Ebben a zónában most lényegesen nagyobb számban vannak jelen, mint a lyukak, azaz többségbe kerülnek. A lyukak ellenkező irányban mozognak, mint az elektronok. Az SiO₂-réteg közelében a zóna lyukakban megritkul. A zóna most szabad töltéshordozóként túlnyomó többségben elektronokat tartalmaz, vagyis n vezető jellegűt (17.13. ábra).

Az n vezető source- és drainszigetek között n vezető híd jön létre. Az elektronok ezen a hídon keresztül a source-ról a drain kivezetésére juthatnak.

A source-hoz és szubsztráthoz képest pozitív gate-feszültség révén a source és a drain között n vezető híd keletkezik.

A híd vezetőképessége változtatható. Mivel az elektronok egymással ütköznek, erő kell ahhoz, hogy együtt tartsuk őket. A pozitív gate-feszültség növelésével a híd elektronokban feldúsul, ezáltal jobban vezetővé válik. A pozitív gate-feszültség csökkenése során a híd elektronokban megritkul és ezáltal vezetőképessége csökken.



17.13. ábra. Az n vezetõ hidak képzõdése MOSFET-ben

A híd vezetõképessége az U_{GS} gate-feszültséggel szabályozható.

A híd vezetõképességének vezérlésével az I_D draináram is kézben tartható. A vezérléshez csak egyetlen feszültség szükséges. Vezérlõáram gyakorlatilag nem folyik, a vezérlés tehát teljesítményt nem igényel.

Az I_D draináram az U_{GS} gate-feszültséggel teljesítmény felvétele nélkül vezérelhető.

A vezérlés szempontjából a MOSFET-eknek két változata különböztethető meg.

Növekményes típusú MOSFET

Zérus gate-feszültségnél vagy nyitott gate esetén a source—drain-szakasz zárva van. A tranzisztor hiányzó gate-feszültség esetén magától lezár. Éppen ezért önzáródó MOSFET-nek is nevezik.

Híd csak akkor keletkezik, ha a SiO_2 -réteg közelében fekvõ zónában elektrondúsulás lép fel, ami pozitív gate-feszültséggel érhető el. Ezen tranzisztortípust más néven növekményes típusnak nevezzük. (Angol elnevezése enhancement-type és normally-off-type.)

Kiürítéses típusú MOSFET

A MOSFET-ek gyártásakor a source és a drain között már gyenge n szennyezettség esetén is kialakulhat a híd (17.14. ábra). Az ilyen MOSFET-ben a source és a drain között már anélkül is vezetõképes összeköttetés van, hogy a gate-re feszültséget kapcsolnánk. Az effajta tranzisztorokat önvezetõ MOSFET-eknek nevezzük.

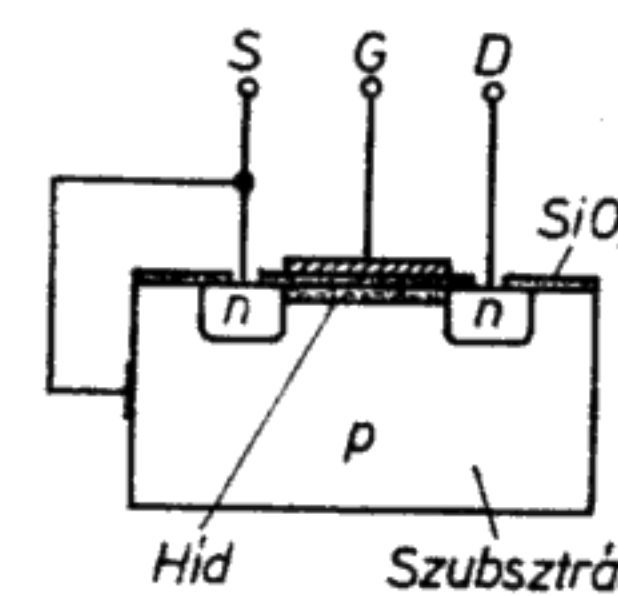
Az önvezetõ MOSFET mind negatív, mind pozitív U_{GS} gate-feszültséggel vezérelhető.

Pozitív gate-feszültség a híd elektronokkal való feldúsulásához vezet. A vezérlés hatására további elektronok szabadulnak fel, és a híd egyre jobban vezetõvé válik. Negatív gate-feszültség a híd elektronokban való elszegényedéséhez vezet, a híd vezetõképessége csökken.

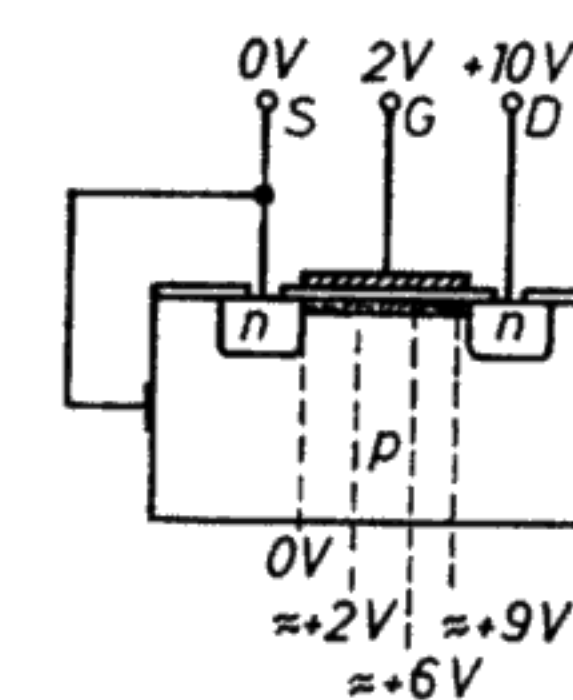
A kialakuló feszültségviszonyokat a 17.15. ábra mutatja. Mivel a negatív gate-feszültséggel való vezérlést gyakrabban alkalmazzák, az ilyen tranzisztorokat kiürítéses típusúnak nevezzük. (Angol elnevezése depletion-type és normally-on-type.)

Az eddig vizsgált MOSFET-típusoknak n vezetõ csatornájuk van. Megfelelõ térvezérlésû tranzisztorok p vezetõ csatornával is felépíthetõk (17.16. ábra).

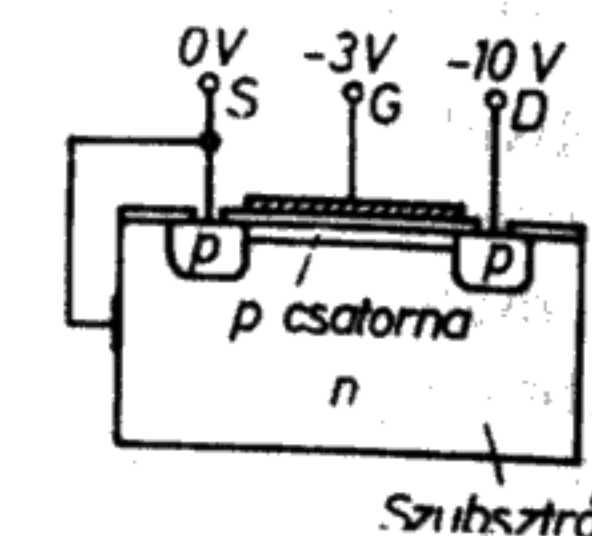
Dotálással létrehozott hidak nélkül növekményes p csatornás MOSFET-et kapunk, egyébként kiürítéses p csatornás MOSFET-et.



17.14. ábra. Az n csatornás, kiürítéses típusú MOSFET felépítése



17.15. ábra. Feszültséges kiürítéses az n vezetõ hidak mentén

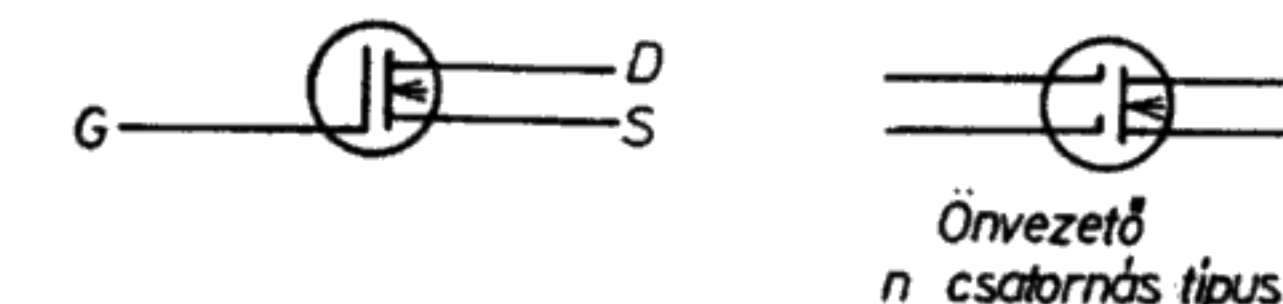


17.16. ábra. A p csatornás MOSFET felépítése

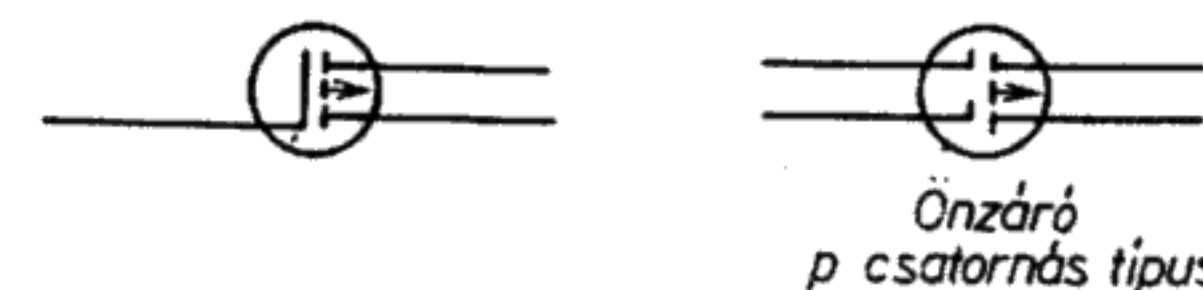
17.2.2. A MOSFET-típusok összefoglalása

A következő MOSFET-típusokat különböztetjük meg:

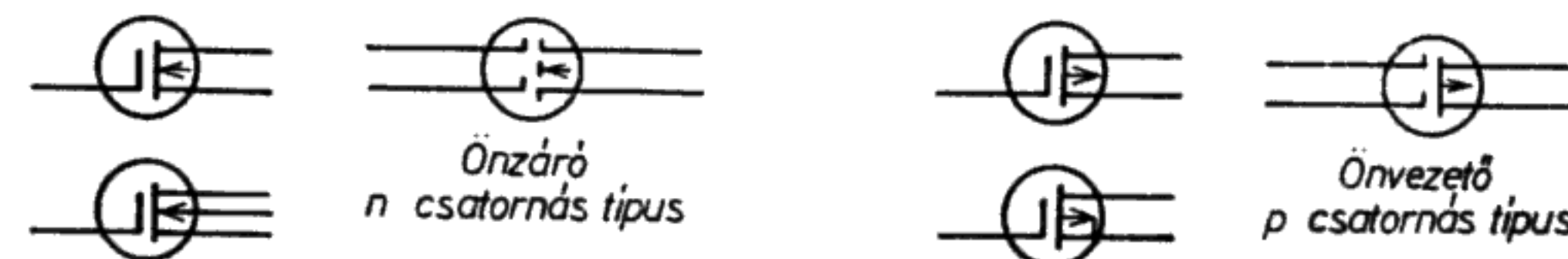
1. Önzáró (növekményes) típus, n csatornás kivitel (17.17. ábra).
2. Önvezetõ (kiürítéses) típus, n csatornás kivitel (17.19. ábra).
3. Önzáró (növekményes) típus, p csatornás kivitel (17.18. ábra).
4. Önvezetõ (kiürítéses) típus, p csatornás kivitel (17.20. ábra).



17.17. ábra. Az n csatornás növekményes MOSFET rajzjele



17.18. ábra. A p csatornás növekményes MOSFET rajzjele



17.19. ábra. Az önvezetõ MOSFET kapcsolási rajza, az n csatornás kiürítéses MOSFET rajzjele (lent ugyanez, csak kivezetett szubsztráttal)

17.20. ábra. Az önvezetõ MOSFET kapcsolási rajza, a p csatornás kiürítéses MOSFET rajzjele (lent ugyanez, csak a szubsztrát a tokon belül a source-hoz van kötve)

17.2.3. Jelleggörbék, adatok, határértékek

A MOSFET-típusokhoz kétféle jelleggörbesereg tartozik.

1. Az $I_D - U_{DS}$ jelleggörbesereg, amelyet kimeneti jelleggörbéknek is neveznek.
2. Az $I_D - U_{GS}$ jelleggörbesereg, amelyet vezérlő jelleggörbéknek is neveznek.

Mivel az n csatornás MOSFET-eket igen széles körben alkalmazzák, ezért a hozzájuk tartozó jelleggörbék vizsgáljuk. Ezek a jelleggörbék értelemszerűen érvényesek a p csatornás típusokra is, ha a feszültség és áram előjelét megváltoztatjuk. A 17.21. ábra egy önzáró MOSFET (n csatornás típus) $I_D - U_{DS}$ jelleggörbéit mutatja. Az n vezető hidak kialakításához kell egy minimális gate-feszültség. Ez kb. 1 és 2 V közé esik. Ha a gate-feszültség kisebb, akkor szinte egyáltalán nem folyik draináram.

Az $I_D - U_{DS}$ jelleggörbe meredeksége egy adott A munkapontban az ebben a pontban érvényes differenciális kimeneti ellenállást (r_{DS}) adja meg.

Jellemző adatok

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D},$$

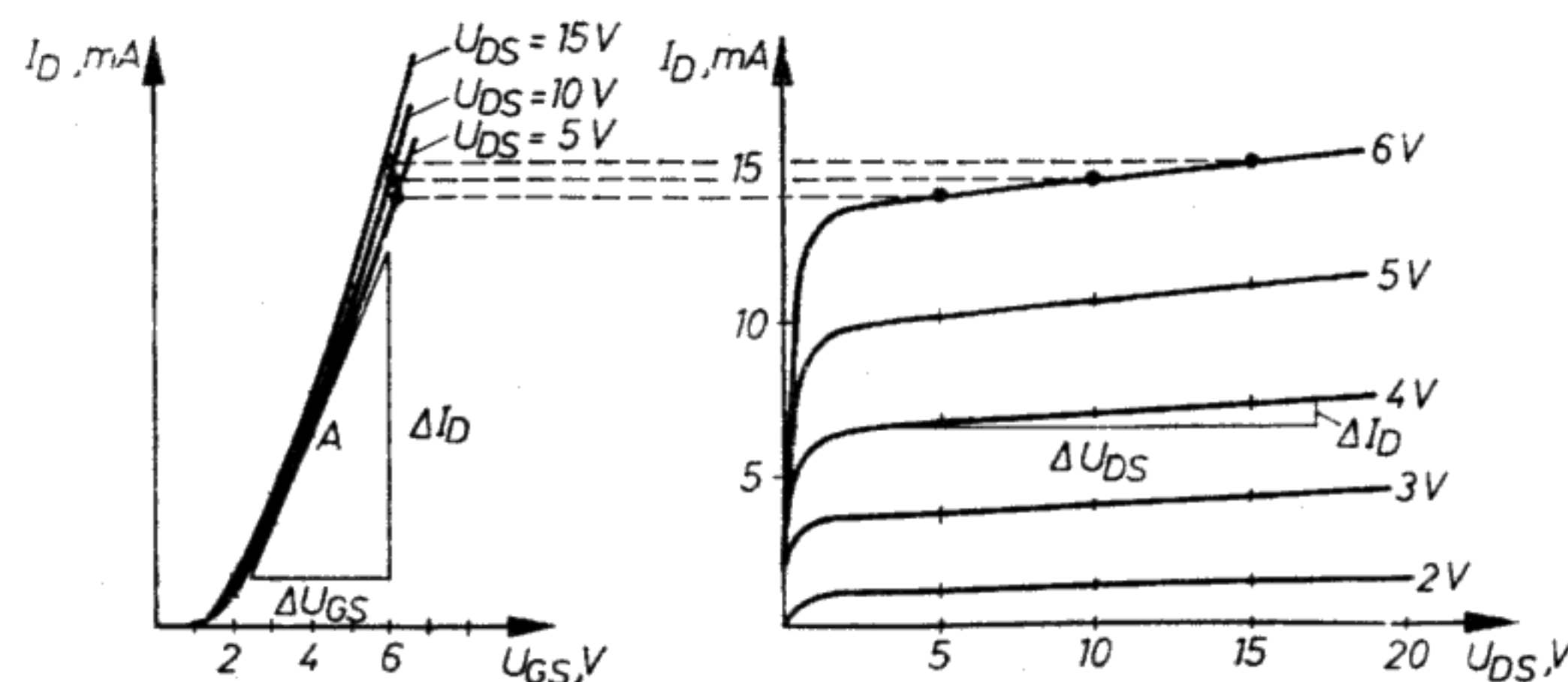
ahol ΔU_{DS} a drainfeszültség megváltozása és ΔI_D a draináram megváltozása ($U_{GS} = \text{állandó}$).

Szokásos értékek: $r_{DS} \approx 10 \dots 50 \text{ k}\Omega$.

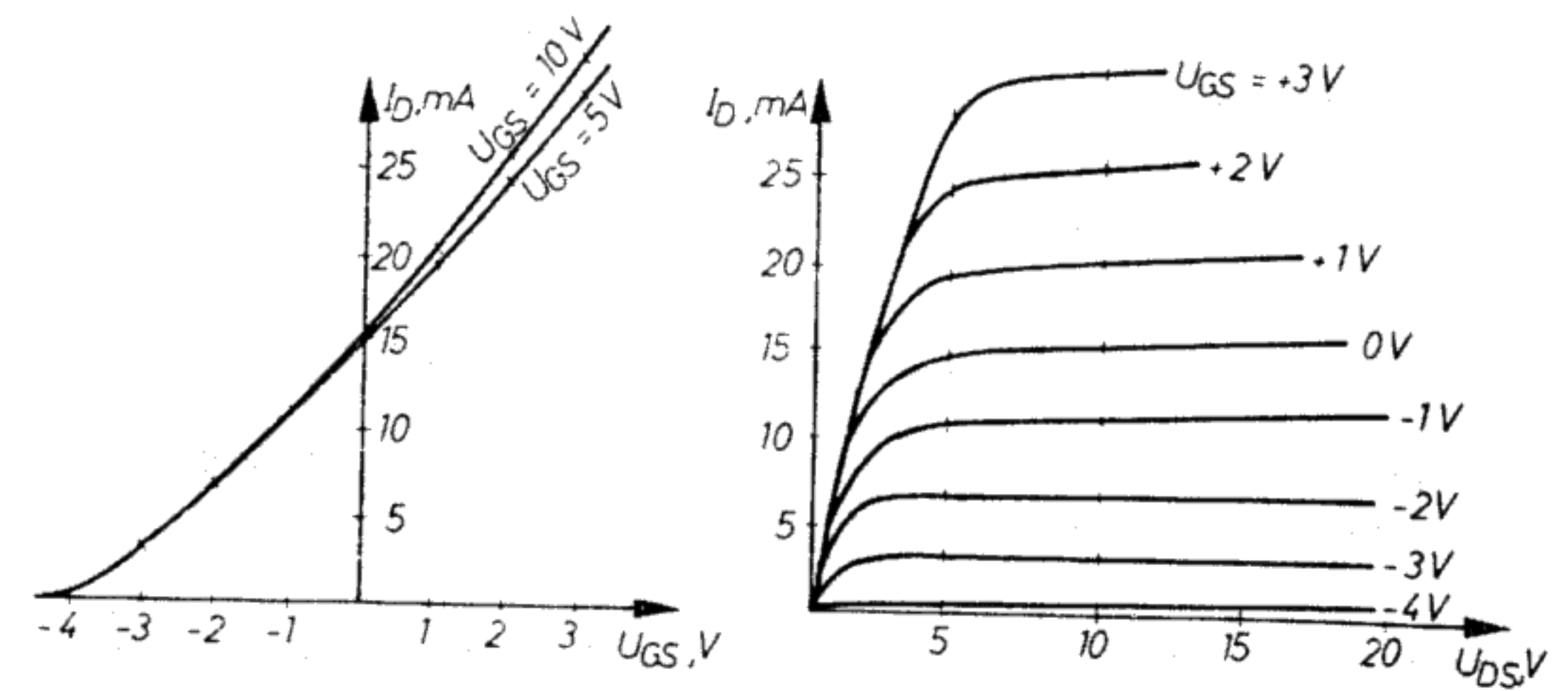
Az $I_D - U_{DS}$ jelleggörbeseregéből előállítható az $I_D - U_{GS}$ vezérlő jelleggörbesereg. Minden egyes U_{DS} drainfeszültséghez egy jelleggörbe tartozik. A 17.21. ábrán az $I_D - U_{DS}$ jelleggörbékén kívül az $U_{DS} = 5 \text{ V}, 10 \text{ V}, 15 \text{ V}$ feszültségekhez tartozó $I_D - U_{GS}$ jelleggörbéket is ábrázoltuk.

Az $I_D - U_{GS}$ jelleggörbe meredeksége a tranzisztor vezérlési tulajdonságait jellemzi, és a jelleggörbe emelkedése egy adott A munkapontban az S meredekséget adja meg.

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}},$$



17.21. ábra. Az n csatornás önzáró MOSFET $I_D - U_{GS}$ és $I_D - U_{DS}$ jelleggörbéi.



17.22. ábra. Az n csatornás önvezető MOSFET $I_D - U_{GS}$ és $I_D - U_{DS}$ jelleggörbéi

ahol ΔI_D a draináram megváltozása és ΔU_{GS} a gate-feszültség megváltozása. ($U_{DS} = \text{állandó}$)

Szokásos értékek: $S \approx 5 \dots 12 \text{ mA/V}$.

Önvezető MOSFET (n csatornás típus) esetén a 17.22. ábrán bemutatott jelleggörbék érvényesek.

$U_{GS} = 0 \text{ V}$ feszültségen már adott I_D draináram folyik, mivel már kialakult a híd. Pozitív gate-feszültségek esetén a híd vezetőképessége nő. Az $I_D - U_{DS}$ jelleggörbék annál magasabban helyezkednek el, minél pozitívabb a kapufeszültség.

Negatív gate-feszültségek esetén a híd vezetőképessége csökken. Az $I_D - U_{DS}$ jelleggörbék ennek megfelelően lejjebb szállnak.

A kimeneti ellenállás (r_{DS}) és a meredekség (S) jellemzőkre vonatkozó adatok magától értetődően ugyanúgy érvényesek az önvezető MOSFET-ekre, mint az önzáróakra.

A MOSFET-ek r_{GS} bemeneti ellenállása rendkívül nagy, elérheti a $10^{15} \Omega$ értéket is; jellemző nagysága $10^{14} \Omega$.

A gate-csatlakozás és a szubsztrát együtt kapacitást képez. Ez az ún. C_{GS} bemeneti kapacitás a MOSFET kialakításától függően különböző nagyságú.

Jellemző értéke

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

A nagy bemeneti ellenállás és a kis kapacitás összekapcsolása miatt a MOSFET igen érzékeny a gate és a szubsztrát közötti statikus töltésekre.

Műanyag tárgyakban kis dörzsölés hatására keletkező töltés (kb. 10^{-9} As) is nagy U feszültség kialakulásához vezet:

$$Q = CU,$$

$$U = \frac{Q}{C} = \frac{10^{-9} \text{ As}}{2 \text{ pF}} = \frac{10^{-9} \text{ As}}{2 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 500 \text{ V}.$$

Ekkora feszültséget a vékony SiO_2 szigetelőréteg nem képes elviselni. Átütés jön létre és a MOSFET tönkremegy. Ennek elkerülése céljából a MOSFET-eket rövidre zárt csatlakozásokkal szállítják. A rövidre záró gyűrűt csupán a FET áramkörbe való beforrasztása után szabad eltávolítani. Egyes MOSFET-ek a burkolat bel-

sejében védődiodával vannak ellátva. Ez a védődiodás szakasz a kristály részét képezi, és a legtöbb esetben két egymással szembekapcsolt Z-diódából áll. A MOSFET-gyártók megadják az I_{GSS} szivárgási gate-áramot. Ez az az áram, amelyet a gate adott U_{GS} és U_{DS} feszültségeken és adott hőmérséklet mellett felvesz. Jellemző értéke néhány pA.

$$I_{GSS} \approx 0,1 \dots 10 \text{ pA.}$$

Adott MOSFET zárásának jóságát az $I_{D(off)}$ zárási drainárammal adjuk meg. Zárt állapotban, tehát igen nagy negatív U_{GS} feszültségen és meghatározott hőmérsékleten mérik.

Az „off” index az angol jelölésmódból ered, és a kikapcsolt állapotra utal.

Az $I_{D(off)}$ jellemző értékei

$$I_{D(off)} \approx 10 \dots 500 \text{ pA; } T_j = 25 \text{ °C-on,}$$

$$I_{D(off)} \approx 10 \dots 100 \text{ nA; } T_j = 125 \text{ °C-on,}$$

ahol T_j a záróréteg hőmérséklete.

A mérési feltételekkel együtt meg szokták még adni a source – drain-szakasz $R_{DS(on)}$, ill. az $R_{DS(off)}$ egyenáramú ellenállásait a vezetési, ill. zárási állapotban.

Jellemző értékek

vezetési irányú ellenállás $R_{DS(on)} \approx 200 \Omega$

($U_{GS} = 0 \text{ V}$, $U_{DS} = 0 \text{ V}$, $T_j = 25 \text{ °C-on}$ mérve, önvezető MOSFET esetén),

záróirányú ellenállás $R_{DS(off)} \approx 10^{10} \Omega$

($U_{GS} = -10 \text{ V}$, $U_{DS} = +1 \text{ V}$ feszültségen mérve, önvezető MOSFET esetén.)

Az értékeket az RCA és a Philips cég katalógusából vettük.

A határértékek túllépése esetén számolni kell az alkatrészek tönkremenetelével.

A MOSFET-ek határértékei

maximális drain – source-feszültség

maximális feszültség a drain és a szubsztrát között

maximális gate – source-feszültség

maximális draináram

maximális veszteségi teljesítmény (25 °C környezeti hőmérsékleten)

maximális záróréteg-hőmérséklet

$U_{DS \max}$

$U_{DB \max}$

$U_{GS \max}$

$I_{D \max}$

P_{tot}

T_j

hozzávetőleges értékek:

$$U_{DS \max} \approx 35 \text{ V,}$$

$$U_{DB \max} \approx 35 \text{ V,}$$

$$U_{GS \max} \approx \pm 10 \text{ V,}$$

$$I_{D \max} \approx 50 \text{ mA,}$$

$$P_{tot} \approx 150 \text{ mW,}$$

$$T_j \approx 15 \text{ °C}$$

(önvezető MOSFET, n csatornás típus).

Veszteségi teljesítmény

$$P_{tot} = U_{DS} I_D,$$

ahol P_{tot} a veszteségi teljesítmény, U_{DS} a drain – source-feszültség és I_D a draináram.

17.2.4. Alkalmazások

A MOSFET-eket főként erősítő- és kapcsolófokozatokban alkalmazzák. A bipoláris tranzisztorokkal szembeni különleges előnyük a teljesítményigény nélküli vezérlés lehetősége. A MOS áramkörök teljesítményfelvétele lényegesen kisebb, mint a bipoláris tranzisztorokból álló áramkörök teljesítményfelvétele és valamivel kisebb a JFET-ekből felépített áramkörök teljesítményfelvételénél is.

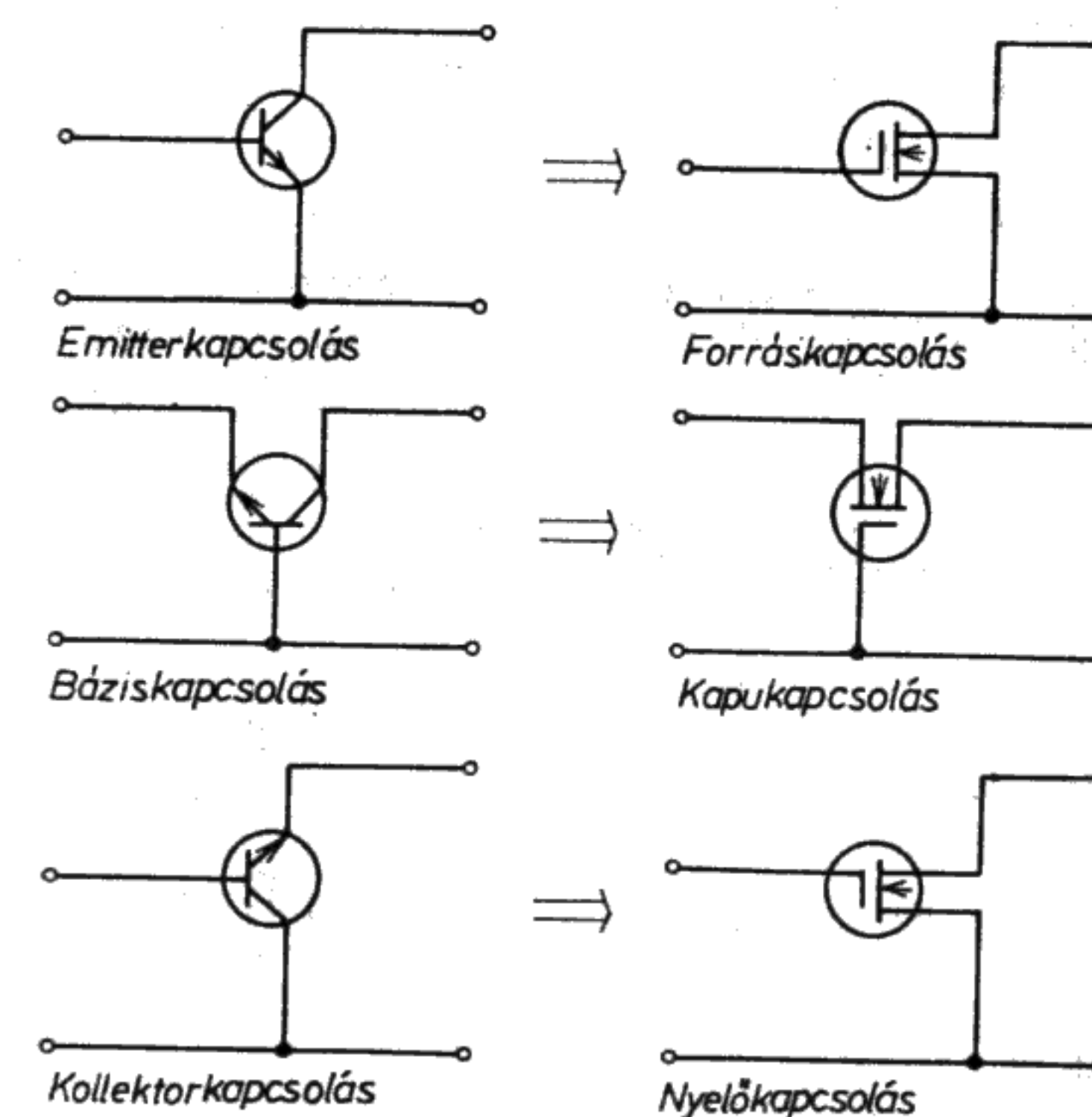
MOSFET-ek alkalmazásával kis kapcsolási idők és nagy frekvenciák érhetők el. Az áramkörök saját zaja csekély, alatta marad a bipoláris tranzisztorok zajának – különösképpen a nagyfrekvenciás tartományban. A hangfrekvenciás tartományban a JFET-eknek igen alacsony a zajszintje.

A bipoláris tranzisztorokhoz hasonlóan, a térvezérlésű tranzisztoroknál is háromféle erősítő-alapkapcsolás ismeretes (17.23. ábra).

Az emitterkapcsolásnak a source-kapcsolás, a báziskapcsolásnak a gate-kapcsolás és a kollektorkapcsolásnak a drainkapcsolás felel meg.

Source-kapcsolás

A source-kapcsolásban a source-csatlakozás a bemenet és kimenet számára közös (17.23. ábra).



17.23. ábra. A háromféle erősítő-alapkapcsolás bemeneti és kimeneti pontjai

A MOSFET-et a szükséges egyenfeszültséggel kell ellátni. A drain–source-körben terhelő-ellenállással kell számolni. A gate-feszültség biztosítása, valamint a munkapontok beállítása az R_1 és az R_G ellenállásokkal (17.24. ábra) történik.

Drainkapcsolás

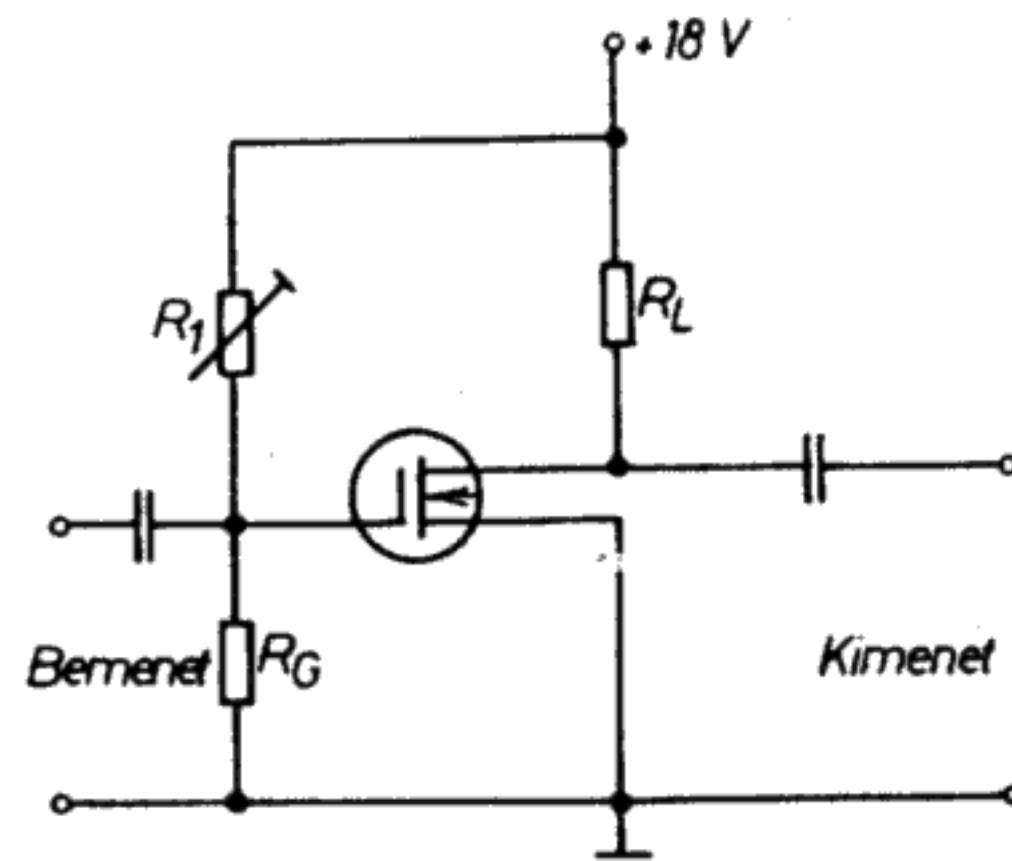
Drainkapcsolás esetén a drainsatlakozás a bemenet és a kimenet közös pontja. Elegendő, ha a drain a bemenetnek és a kimenetnek csupán váltakozó áramú szempontból közös pontja.

A 17.25. ábra a drainkapcsolást a gyakorlatban alkalmazott formájában mutatja be. Az A és B pontok váltakozó áramú szempontból gyakorlatilag azonos potenciálon vannak, mivel a feszültségforrás (ill. egy nagyobb kondenzátor) áthidalja őket. A kapcsolásnál alkalmazott tranzisztor önvezető MOSFET, amit negatív gate-feszültséggel (pl. $U_{DS} = -2\text{ V}$) kell működtetni. A kivezéreltlen állapotban folyó I_D áram a source-csatlakozáson a testhez képest pozitív potenciált (pl. $+3\text{ V}$) hoz létre.

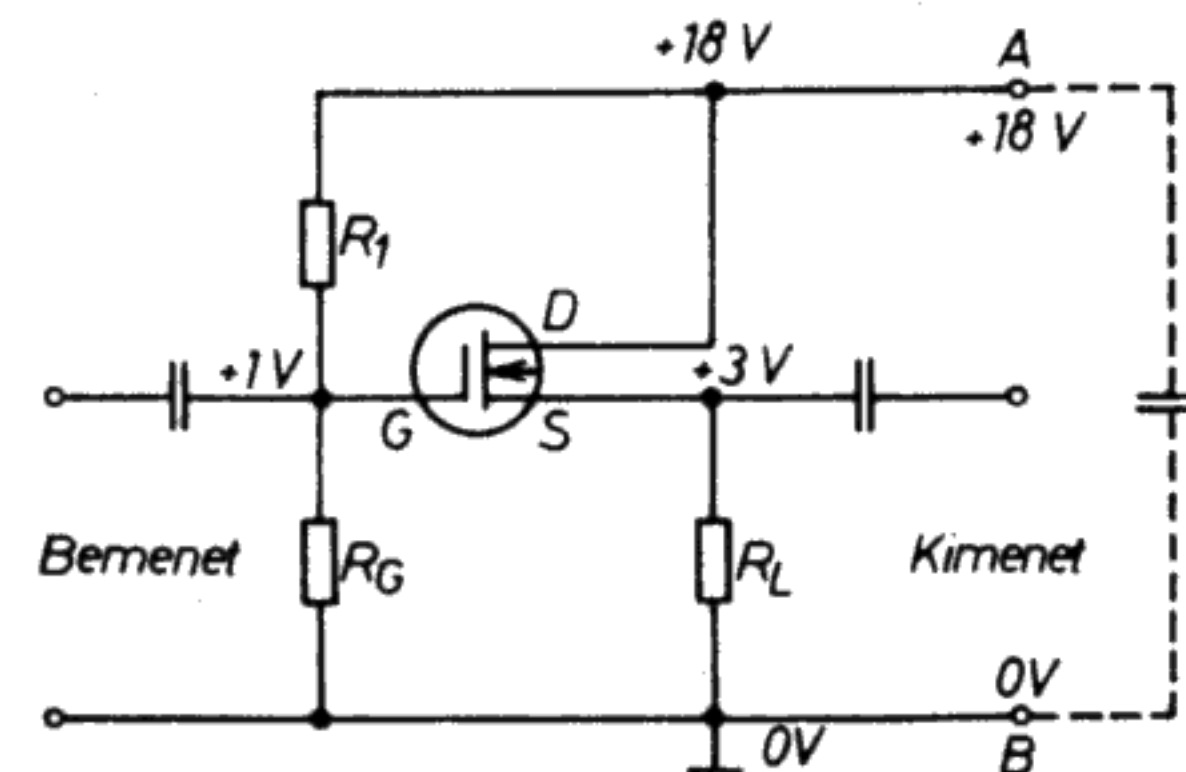
Az R_1-R_G feszültségosztót most úgy kell méretezni, hogy a gate-en megfelelően kicsi pozitív potenciál legyen (példánkban: $+1\text{ V}$). A gate-nek ekkor a source-hoz képest a kívánt negatív előfeszültsége van (17.26. ábra). A drainkapcsolásban nincs feszültségerősítés.

Gate-kapcsolás

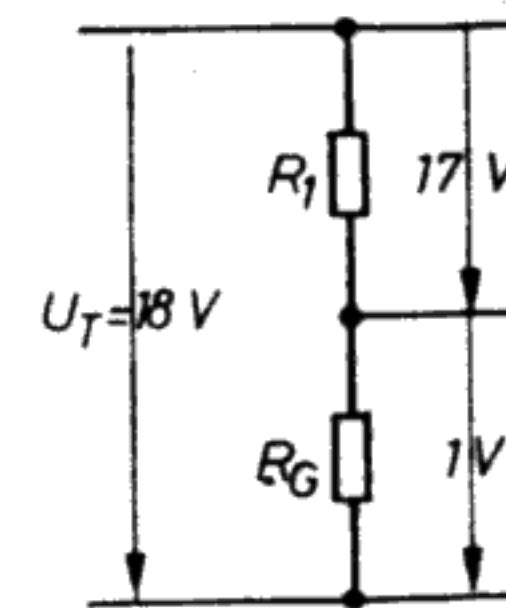
A gate-kapcsolásban – a báziskapcsoláshoz hasonlóan – kis bemeneti ellenállás és nagy kimeneti ellenállás adódik. A gate-kapcsolást azonban jóformán sohasem használják, mivel semmilyen előnye nincs. A gate–source-szakasz, ill. a gate–szubsztrát-szakasz nagy ellenállását nem tudjuk kihasználni.



17.24. ábra. Source-kapcsolású MOSFET-tel kialakított erősítőfokozat



17.25. ábra. Drainkapcsolás

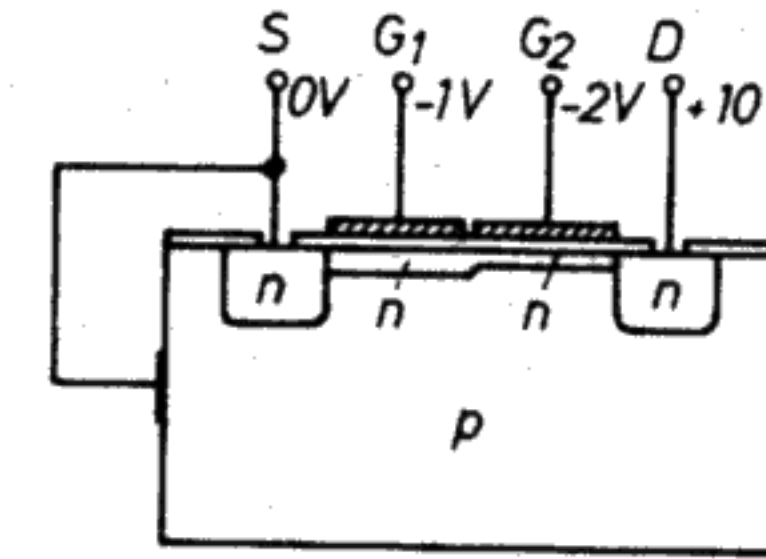


17.26. ábra. A gate feszültségosztója

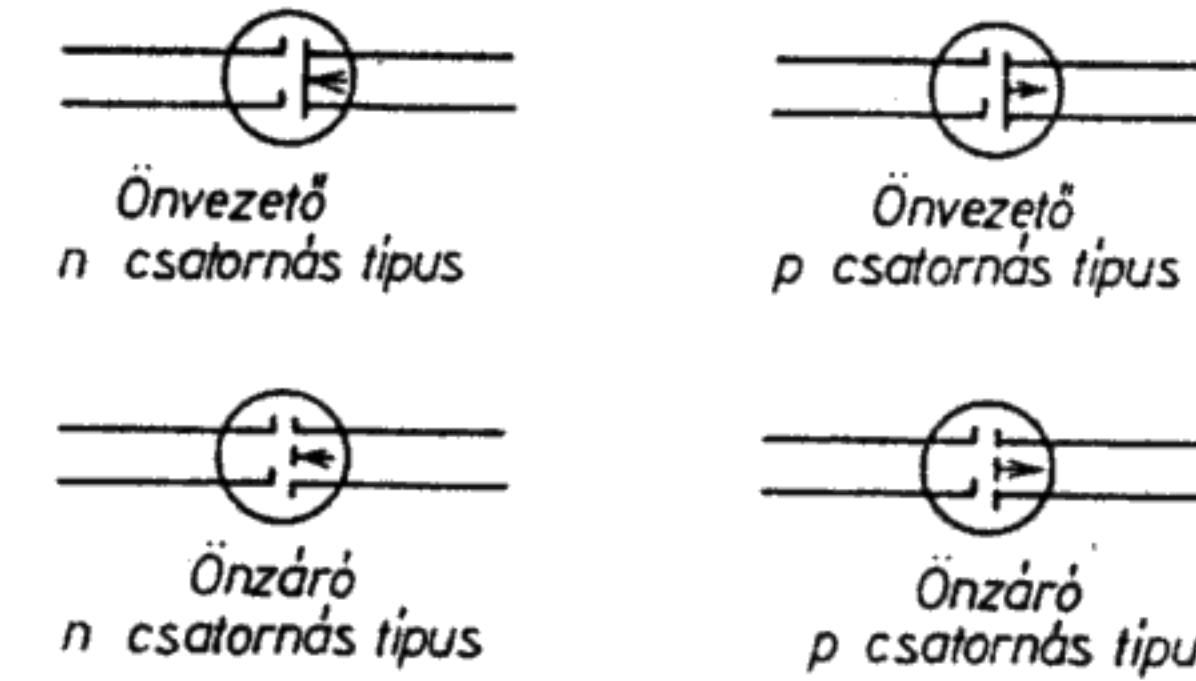
17.3. Kettős gate-es MOSFET

A kettős gate-es MOSFET különleges kivitelű MOS tervezérlésű tranzisztor. A kettős gate-es MOSFET két csatornaszakaszt tartalmaz; mindegyikük külön gate-elektrodával vezérelhető. A draináramot mindegyik gate a másiktól teljesen függetlenül tudja vezérelni.

A 17.27. ábra az n csatornás, kettős gate-es MOSFET elvi felépítését mutatja. Az egész csatornaszakasz két részből áll. Az egyik rész a G_1 fémelektroda alatt található a másik része a G_2 fémelektroda alatt.



17.27. ábra. A kétgate-es MOSFET (önvezető, n csatornás típus) felépítése



17.28. ábra. A kétgate-es MOSFET-típusok rajzjelei

A kettős gate-es MOSFET-ek önzáró és önvezető kivitelűek egyaránt lehetnek, azonkívül mindezek a típusok n és p csatorna típusú változatban is készülnek (17.28. ábra). Jelenleg főleg n csatornás, önvezető kivitelű típusokat használnak. Jelleggörbéik, műszaki adataik és határértékeik az egy gate-elektrodás MOSFET-eknél elmondottaknak felelnek meg.

A másik gate segítségével az erősítőfokozat feszültségerősítése tág határok között szabályozható (szabályozóerősítők).

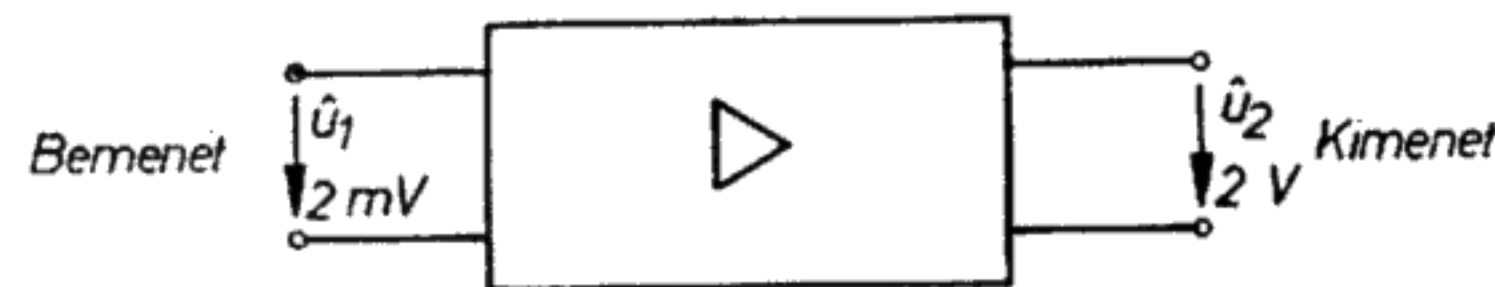
18. Erősítő-áramkörök

18.1. Váltakozó feszültségű erősítő

Az erősítő-alapkapcsolásokról a 16. fejezetben már szó esett. Ott bemutattuk és elmagyaráztuk az emitter-, bázis- és kollektorkapcsolást. A váltakozó feszültségű erősítők feladata a kis váltakozó feszültségek felerősítése. Az erősítők a feszültségen kívül a legtöbb esetben az áramot is erősítik, ezért megkülönböztetjük az erősítő feszültség-erősítési és áramerősítési tényezőjét.

18.1.1. Követelmények

Az erősítőnek mindenekelőtt erősítenie kell. Pl. egy 2 mV csúcsértékű kis jelfeszültséget 2 V csúcsértékre kell erősítenie. Ehhez $A_u = 1000$ feszültségerősítési tényezőjű erősítő szükséges (18.1. ábra).



18.1. ábra. 1000-szeres feszültségerősítésű erősítő

$$A_u = \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1}$$

Az áramerősítésre értelemszerűen érvényes:

$$A_i = \frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_1}$$

Ezekon kívül megadható az A_P teljesítményerősítés is. A bemeneti teljesítmény:

$$P_1 = \frac{\hat{u}_1 \hat{i}_1}{2}$$

a kimeneti teljesítmény:

$$P_2 = \frac{\hat{u}_2 \hat{i}_2}{2}$$

Ebből

$$A_P = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\hat{u}_2 \hat{i}_2}{\hat{u}_1 \hat{i}_1} = \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} \frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_1}$$

$$A_P = A_u A_i$$

Az lenne igazán előnyös, ha az erősítés során a jelek alakja nem változna. Bár az alakváltozás, vagyis a torzítás nem zárható ki teljesen, mégis arra kell törekednünk, hogy minél kisebb mértékű legyen. A torzítás mértéke a k torzítási tényezővel fejezhető ki. A k torzítási tényezőt a torzítási termékek eredeti jelhez viszonyított, százalékban kifejezett értéke adja meg; tipikus értéke:

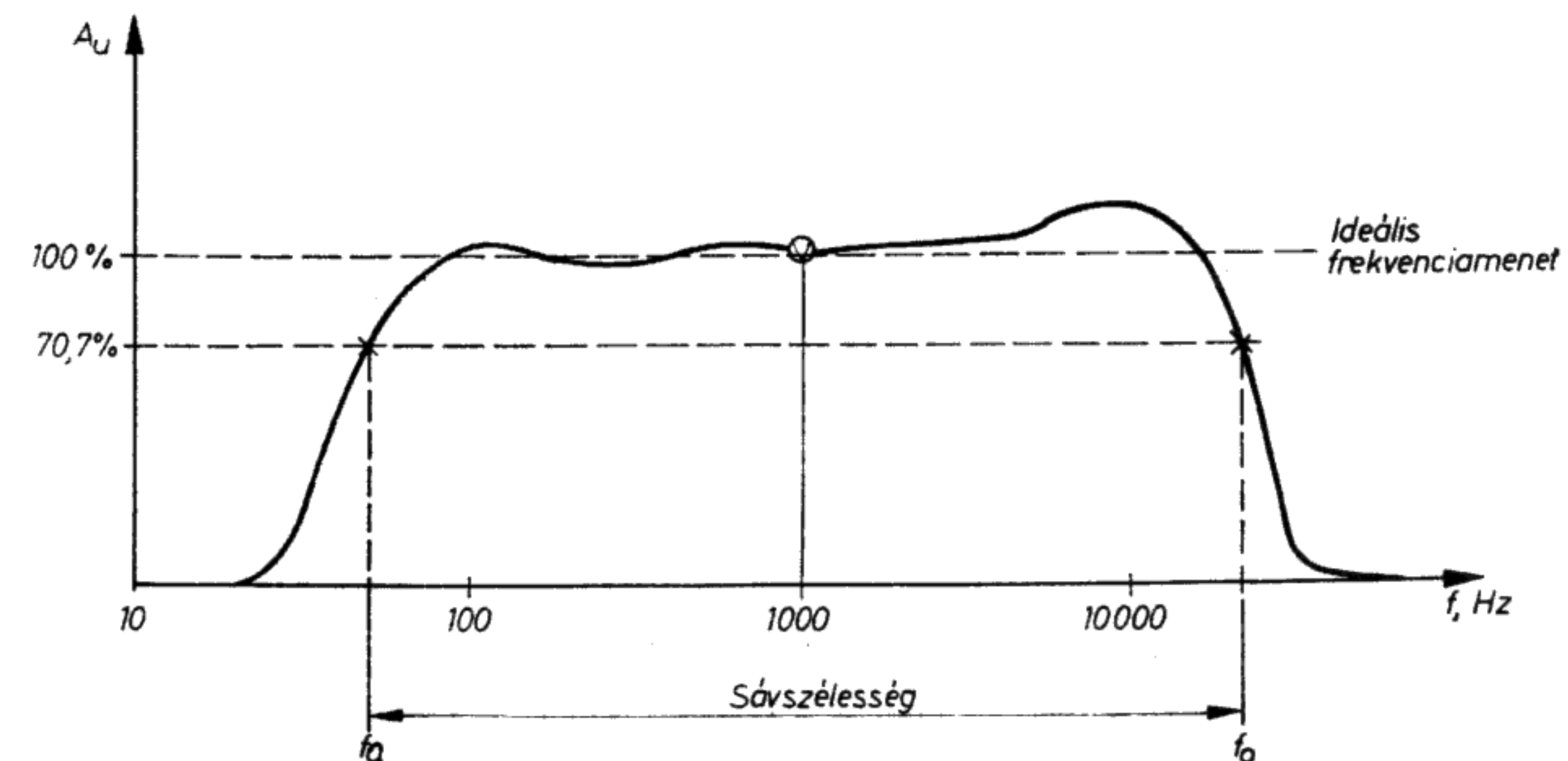
egyszerű erősítőkre vonatkozóan	$k \approx 5 \dots 10\%$
jó erősítőkre	$k \approx 1\%$
igen jó erősítőkre	$k \approx 0,1\%$

A váltakozó feszültségű erősítők nem tudnak minden frekvencián erősíteni. Van egy f_a alsó és egy f_f felső határfrekvencia, a határfrekvenciák közötti tartomány az erősítő sávszélessége. A hangerősítőknek pl. a legkisebb hallható frekvenciától (kb. 30 Hz) a legnagyobb hallható frekvenciáig (kb. 18 kHz) kell erősítenie a jeleket. A közbenső frekvenciákon lehetőleg állandó erősítés szükséges. A 18.2. ábrán egy erősítő frekvenciamenete látható. Az ideális frekvenciamenet a 100%-nál meghúzott vízszintes egyenessel lenne ábrázolható, de ez a gyakorlatban nem érhető el. Az erősítésnek az alsó és felső határfrekvencián az 1000 Hz-nél mért erősítés értékének 70,0%-ára szabad visszahoznia. Ezenkívül további előírások ismertek a határfrekvenciára vonatkozóan. Pl. az ultrarövidhullámú nagyfrekvenciás erősítőnek 87,5 MHz-től 108 MHz-ig terjedő sávszélességgel kell rendelkeznie.

A nagy sávszélességű erősítőket szélessávú erősítőknek nevezzük.

A mérés technikában, valamint a vezérlés- és szabályozástechnikában gyakran csupán keskeny frekvenciasáv erősítése szükséges. Itt az a cél, hogy az ezen a sávon kívül eső frekvenciákat lehetőleg ne erősítsék, mivel ezek zavarólag lépnének fel.

A kis sávszélességű erősítőket keskenysávú erősítőknek vagy szelektív erősítőknek nevezzük.



18.2. ábra. Az erősítők frekvenciamenete

Sok esetben lényeges az erősítő kimeneti teljesítménye, P_1 ' akkor, ha a hangfrekvenciás erősítőnek hangszórót kell megszólaltatnia. A váltakozó áramú technika szabályai szerint a kimeneti teljesítmény:

$$P_2 = U_{2\text{eff}} I_{2\text{eff}} = \frac{\hat{u}_2 \hat{i}_2}{2}.$$

A nagy kimeneti teljesítményű erősítőket teljesítményerősítőknek, teljesítmény-végfokozatnak vagy nagy jelű erősítőnek nevezzük.

18.1.2. Többfokozatú erősítők

Egyetlen erősítőfokozattal többnyire nem tudjuk a kívánt erősítést elérni, ezért több erősítőfokozatot kapcsolunk egymás után. A 18.3. ábra háromfokozatú erősítőt mutat.

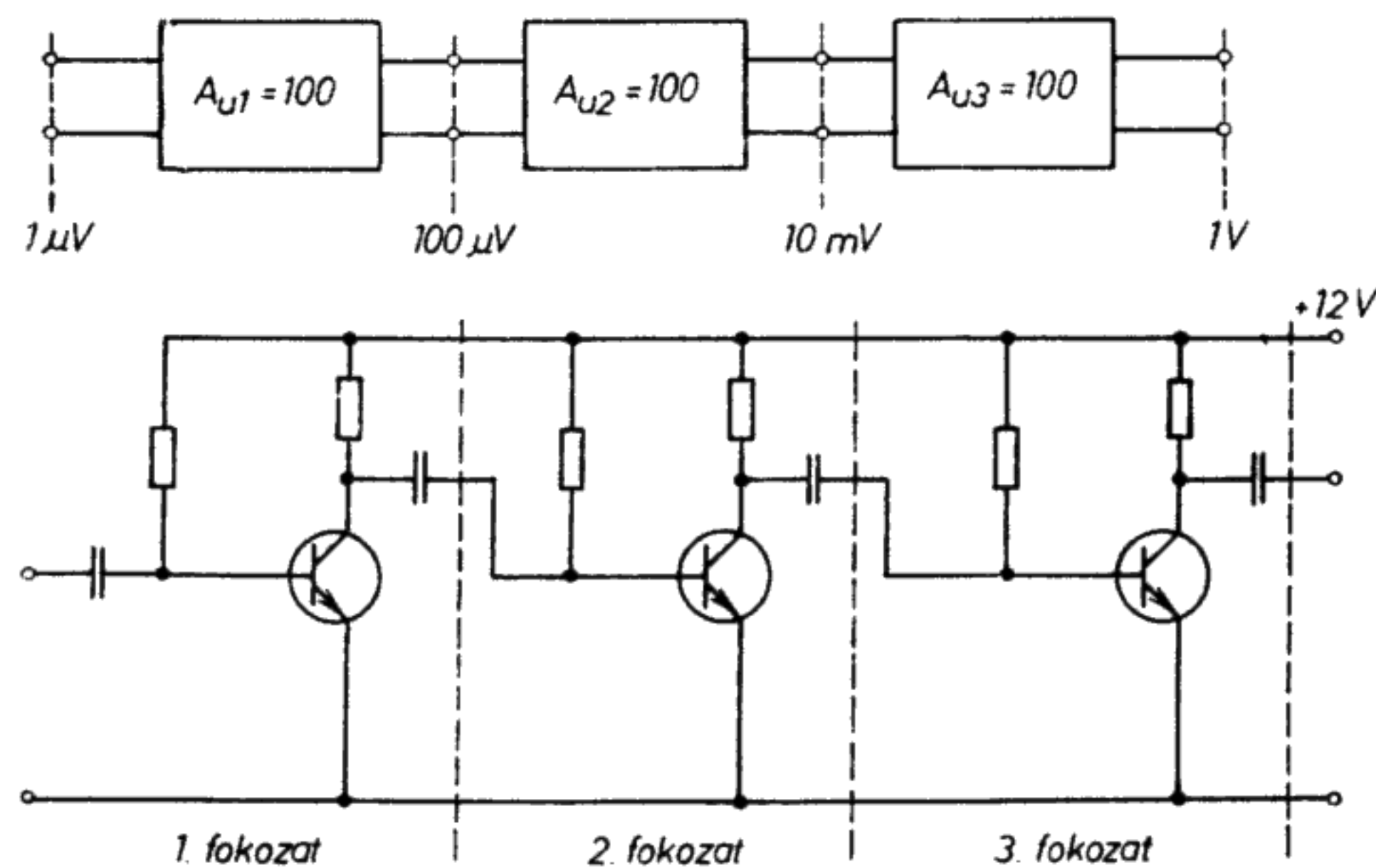
$$A_{ue} = A_{u1} A_{u2} A_{u3},$$

$$A_{ie} = A_{i1} A_{i2} A_{i3}.$$

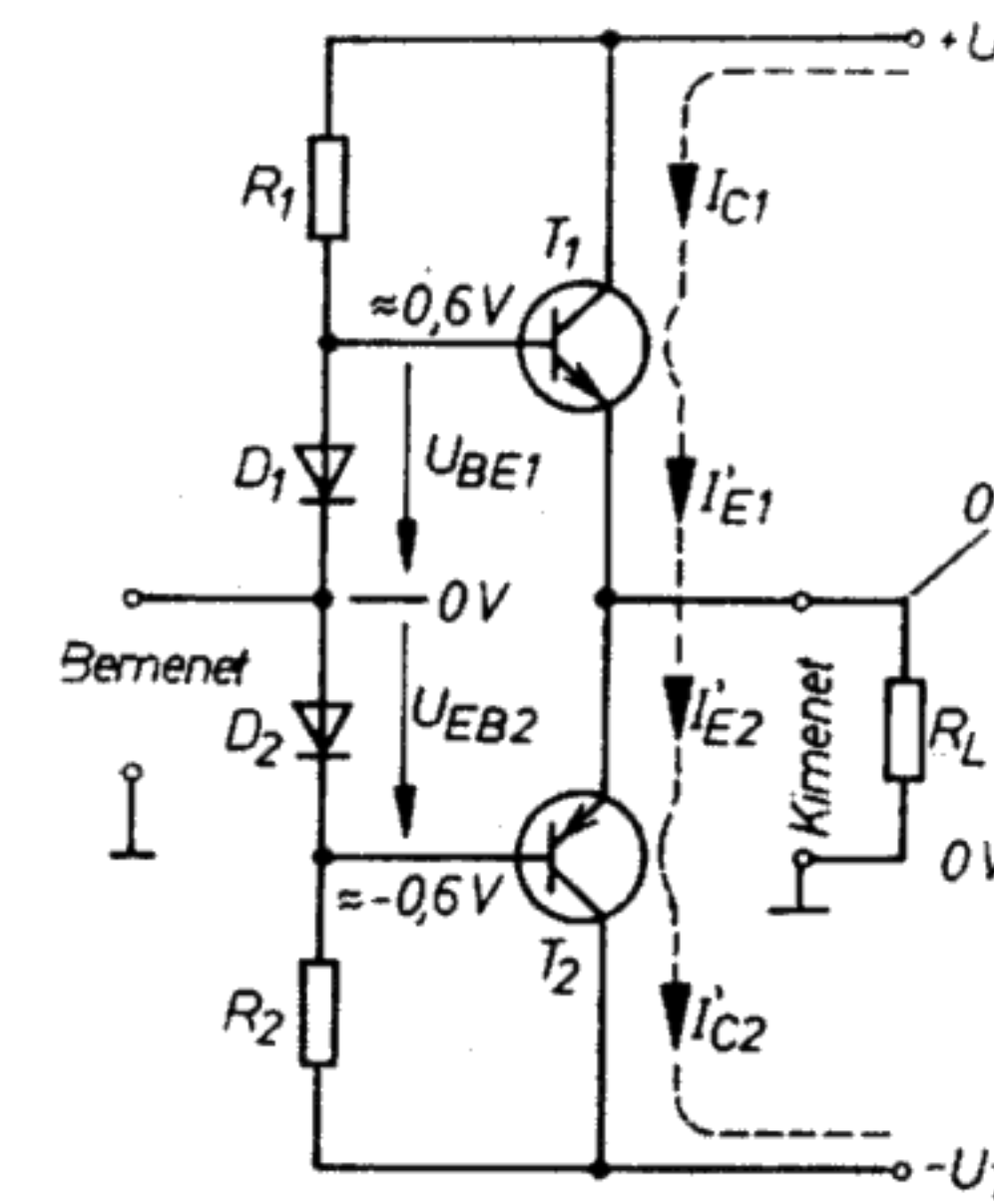
Az eredő áram- és feszültségerősítés az egyes fokozatok áram- és feszültségerősítései-nek szorzataként adódik.

18.1.3. Teljesítményerősítők

A teljesítményerősítők tranzisztorainak nagy áramerősségeket kell elviselniük, így ezekben nagyméretű, 10...15 A max. kollektoráramú tranzisztorokat alkalmaznak. Ezeket a tranzisztorokat megfelelően kell hűteni, ezért nagy felületű hűtőtestekre szerelik őket. A legtöbb esetben a 18.4. ábra szerinti ellenütemű kapcsolást használják. A felső tranzisztor a jelfeszültség pozitív félhullámát, az alsó pedig a negatív félhullá-mot erősíti. Az R_L terhelő-ellenállás lehet pl. hangszóró.



18.3. ábra. Háromfokozatú tranzisztoros erősítő



18.4. ábra. Ellenütemű teljesítményerősítő

18.2. Egyenfeszültségű erősítő

Az egyenfeszültségű erősítő alsó határfrekvenciája $f_a = 0$ Hz. A bemeneti feszültség igen lassan bekövetkező változásaira kell reagálnia, pl. valamely hőmérséklet-érzékelő feszültségére, amely fél óra alatt 4 mV-ról 8 mV-ra nő.

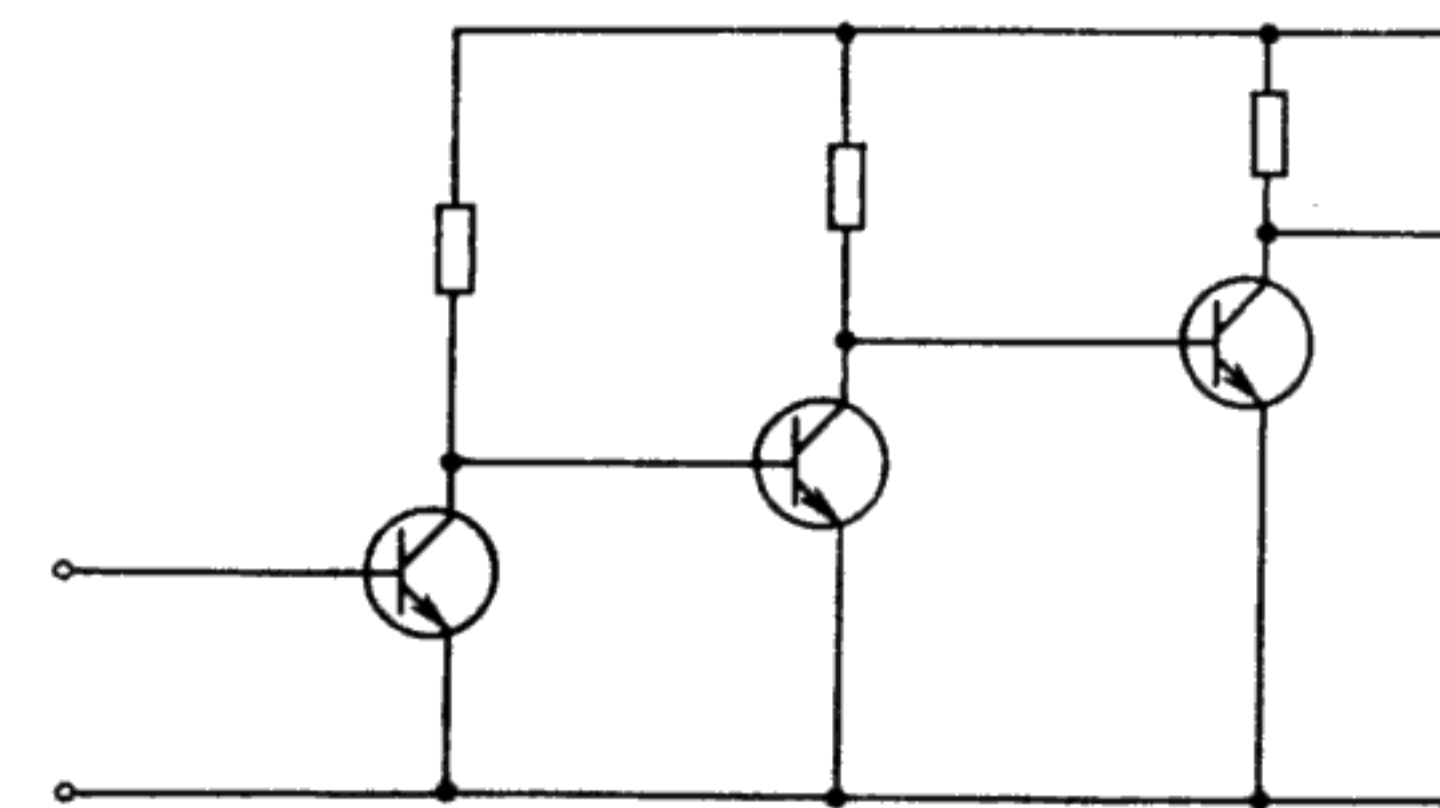
Erősítőfokozatként pl. emitterkapcsolást alkalmazhatunk. Az egyes fokozatokat azonban nem szabad kondenzátoron keresztül összekapcsolni, mint az a 18.3. ábrán látható, mivel a kondenzátorokon nem jutnak keresztül a lassú feszültségváltozások.

Egyenfeszültségű erősítők erősítőfokozatait közvetlenül kell összekötni.

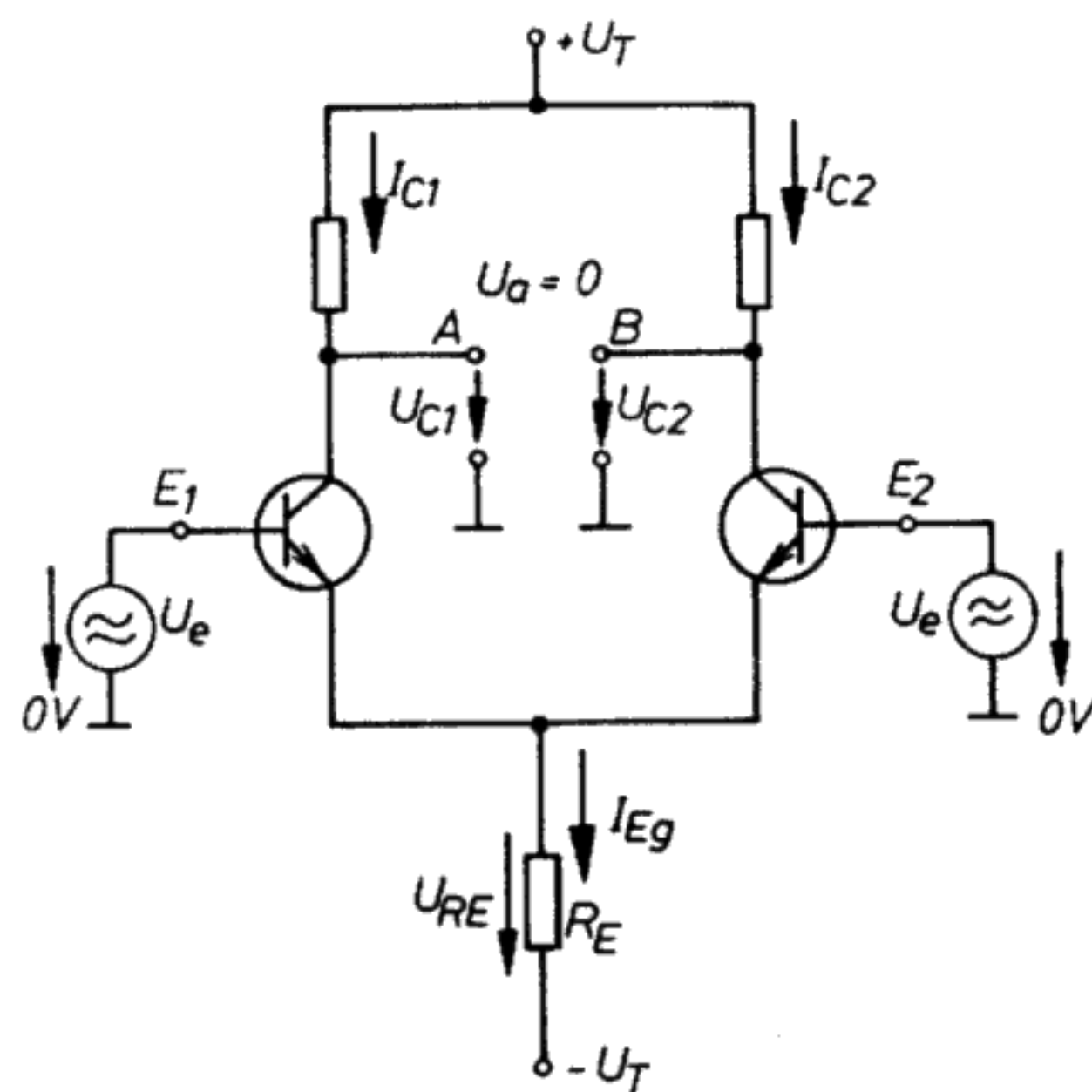
Közvetlen összekapcsolt erősítő áramkört mutat a 18.5. ábra. A kapcsolás alsó határfrekvenciája 0 Hz.

18.3. Differenciálerősítő

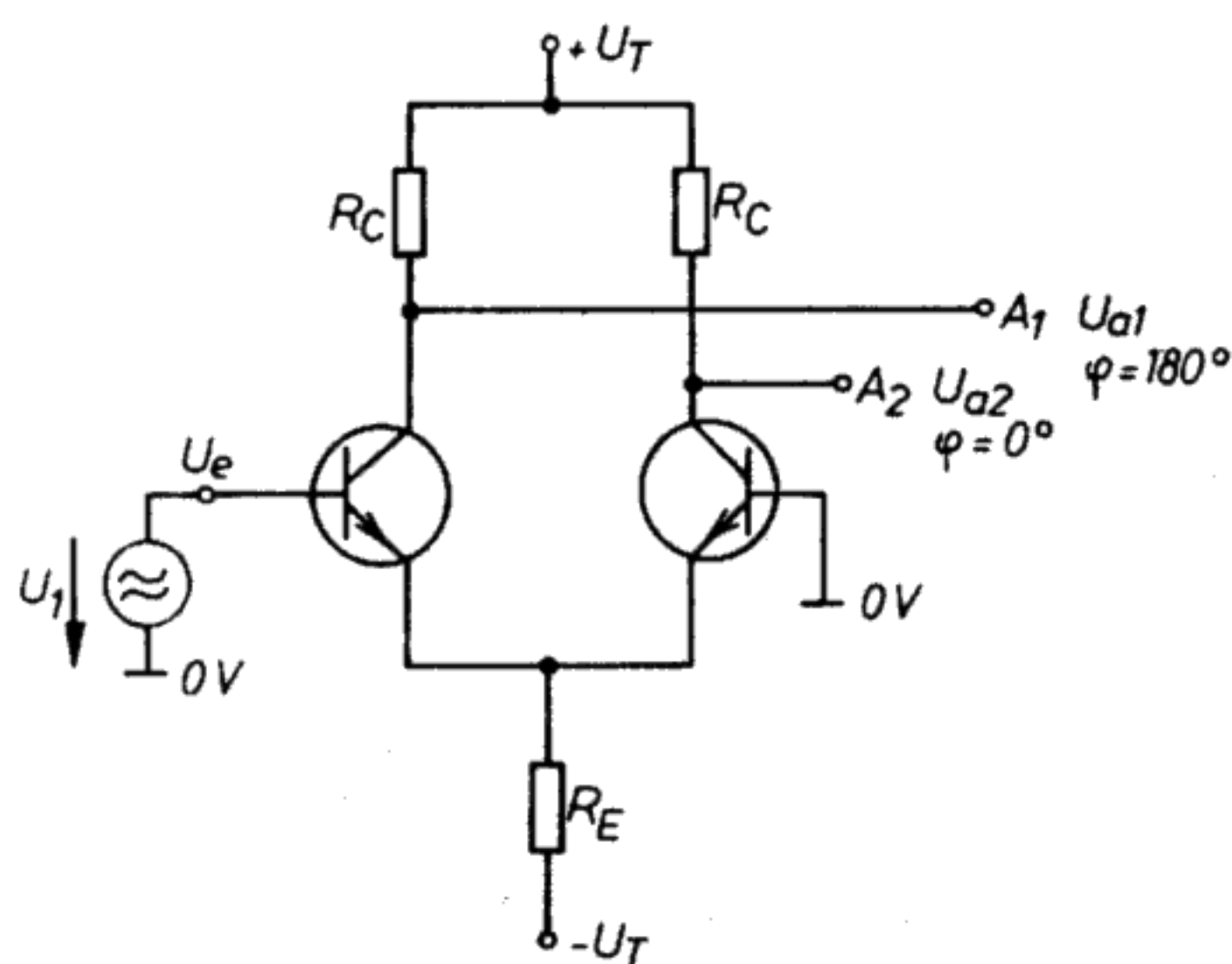
A differenciálerősítők alapkapsolását a 18.6. ábra szemlélteti. Két erősítőfokozat van a közös R_E -n keresztül összekapcsolva. Mindkét báziscsatlakozáson (E_1 és E_2) ugyanaz a jelfeszültség van. Ezt az üzemmódot közös módusú üzemmódnak nevezzük. Ilyenkor a két tranzisztor azonos mértékben vezet. A 18.6. ábra szerinti kapcsolatban az A és B ponton a testhez képest egyenlő U_{C1} és U_{C2} feszültség van, és az U_a kimeneti feszültség 0 V.



18.5. ábra. Közvetlencsatolt háromfokozatú tranzisztoros erősítő



18.6. ábra. Differenciálerősítő alapkapsolás



18.7. ábra. Differenciálerősítő mint váltakozó feszültségű erősítő

Ha a bemenetekre eltérő feszültségeket adunk, akkor a két feszültség különbsége fel erősödik.

Ezt az üzemmódot nevezzük differenciál-üzemmódnak. Ilyenkor a két tranzisztor vezérlése különbözni fog, az U_{C1} és U_{C2} feszültség különböző lesz, és az U_a kimeneti feszültség az U_{C1} és U_{C2} különbségéből adódik.

Ha csak egy feszültséget kell erősíteni, akkor az egyik bemenetet – mondjuk az E_2 -t – a testre kell kötni. Az E_1 -re a jelfeszültséget kapcsoljuk (18.7. ábra), és a fel erősített U_1 feszültség választhatóan vagy az A_1 , vagy az A_2 kimenetről vehető le. Az U_{a1} kimeneti feszültségnek az U_1 bemeneti feszültséghez képest 180° -os fáziseltolódása van (emitterkapsolás).

Az U_{a2} kimeneti feszültségnek az U_1 -hez képest nincsen fáziseltolódása.

18.4. Műveleti erősítők

18.4.1. Bevezetés

A műveleti erősítők különleges tulajdonságú, igen kiváló minőségű, egyenfeszültségű erősítők. Az analóg számítástechnika és a szabályozástechnika egyedi alkalmazásai számára készülnek; innen ered az elnevezésük is. A műveleti erősítők eredeti feladat-

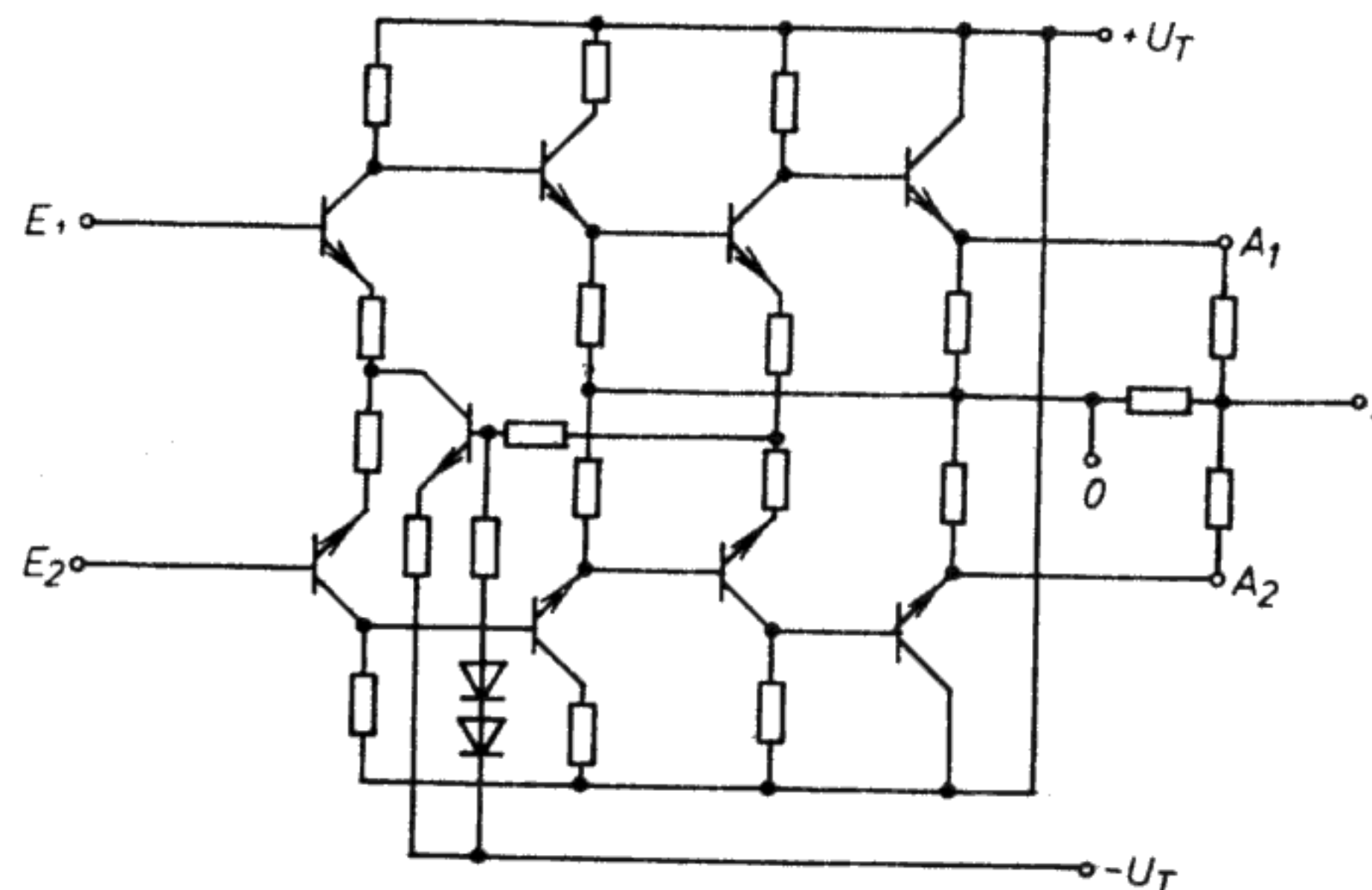
köre a matematikai és szabályozástechnikai műveletek végzése volt; először hibrid áramkörök integrált áramköreiként alkalmazták őket. Igen magas követelményeket kellett kielégíteniük. Egyedi alkatrészekből építették fel őket, és műgyantával kiöntött modulokként szállították. Áruk darabonként néhány száztól több ezer márka volt. A műveleti erősítők előállítása a korszerű technológiák révén lényegesen olcsóbbá vált. A nagyobb darabszámok következtében áruk csökkent, és ma már néhány márkáért beszerezhetők a kiváló minőségű műveleti erősítők is. A kedvező ár elősegítette a műveleti erősítők szélesebb körű felhasználását. Az eredeti területek mellett ma már a híradástechnikában és az elektronikában is gyakran alkalmazzák őket. A hangfrekvenciás jeleket éppen olyan jól erősítik, mint a szabályozástechnika jeleit vagy a mérőeszközök jeladóit által szolgáltatott jeleket.

A műveleti erősítők tulajdonképpen minden olyan helyen alkalmazhatók, ahol elektromos jeleket kell erősíteni és nincs nagy kimeneti teljesítményre szükség. A műveleti erősítő kitűnő univerzális erősítő.

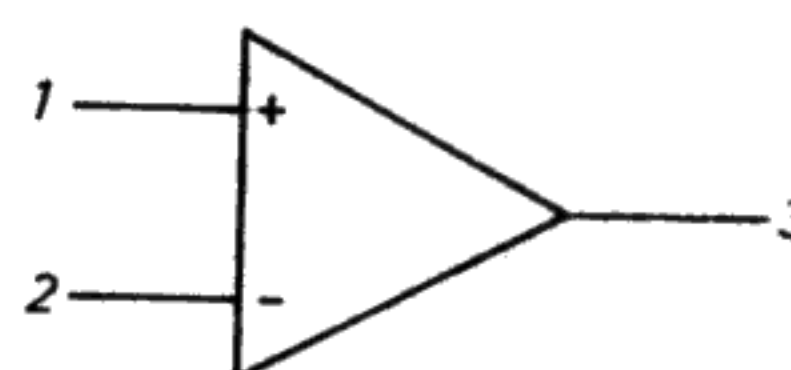
Sokszor azonban fel kell tenni a kérdést, hogy az adott esetben vajon valóban műveleti erősítőre van-e szükség, vagy megfelel egyszerűbb felépítésű erősítő is, amely esetleg integrált áramkörként kapható, és az adott célnak megfelel.

18.4.2. Felépítés és működés

A műveleti erősítőket differenciálerősítőknek is nevezzük. A differenciálerősítő elnevezés az áramkör felépítéséből ered. A kapcsolás teljesen szimmetrikus felépítésű, és gyakorlatilag két erősítőtől áll, amelyek közös kimenetre dolgoznak (18.8. ábra). Mindegyik erősítő résznek saját bemenete van, és a két bemenet közötti feszültségkülönbség erősíthető. A műveleti erősítők kapcsolási rajzát a 18.9. ábra mutatja. Az 1.



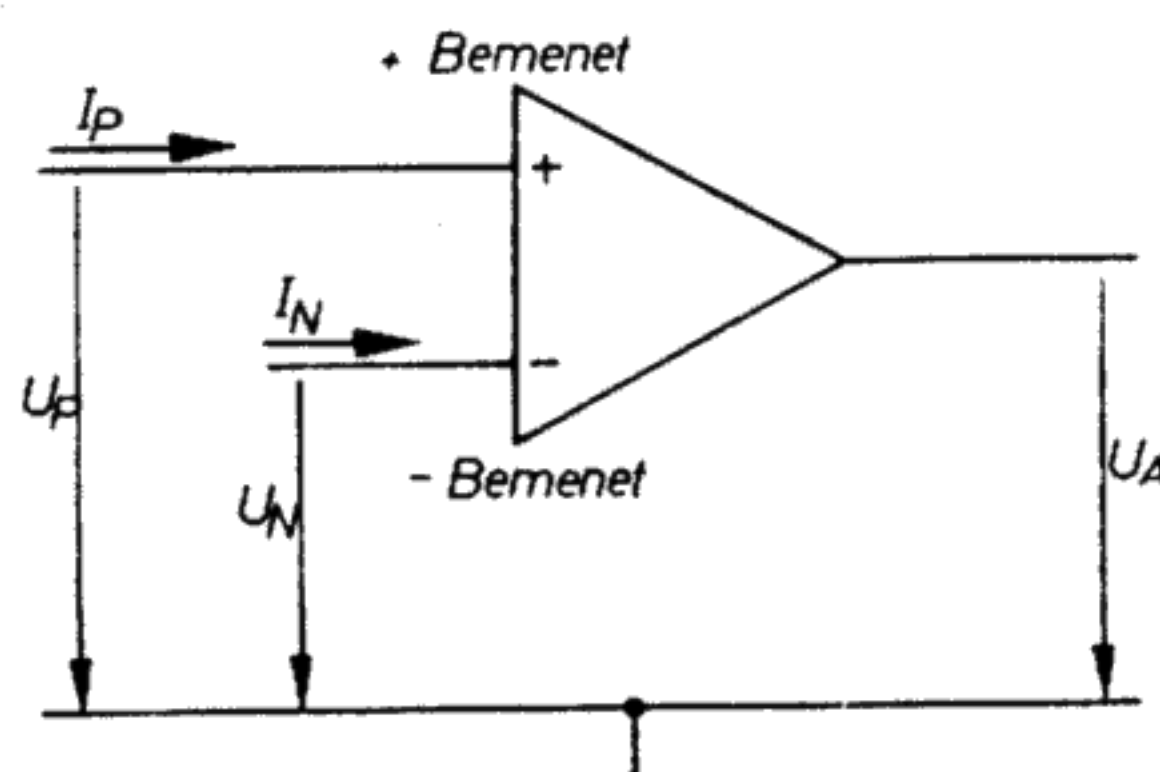
18.8. ábra. Egy egyszerű integrált műveleti erősítő kapcsolása



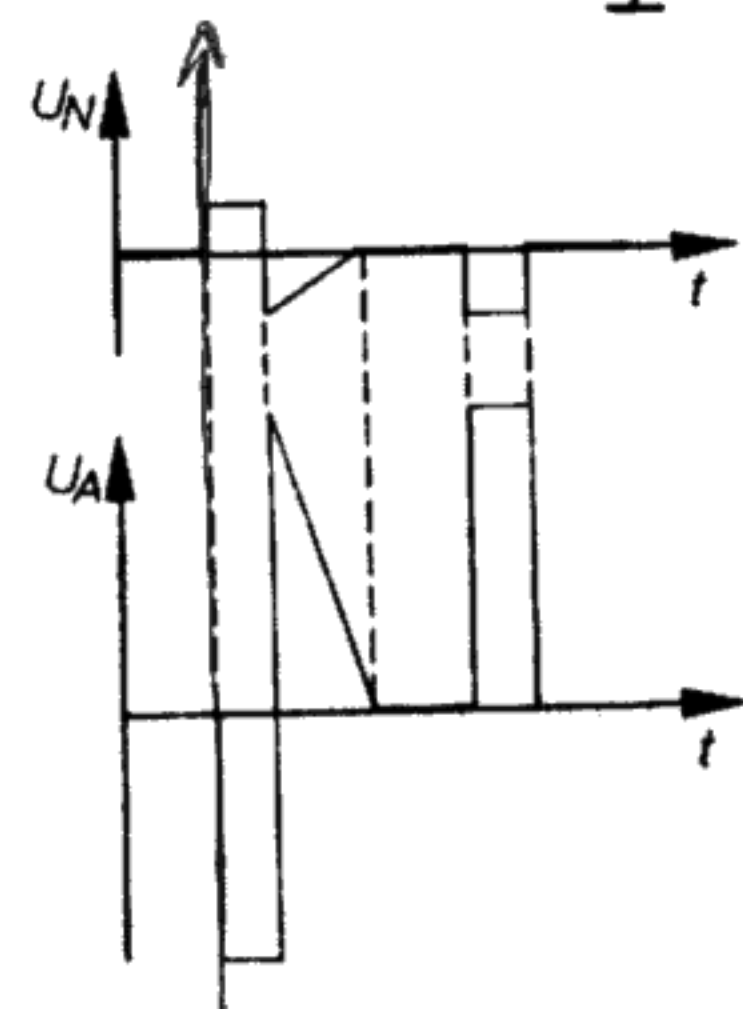
18.9. ábra. A műveleti erősítő rajzjele

és 2. pont bemenet, a 3. a kimenet. Minden feszültség egy – az ábrán nem ábrázolt – közös pontra vonatkozik, amelyet a kapcsolási rajzokon külön feltüntetnek. A 18.10. ábra műveleti erősítőt mutat a vonatkoztatási pontok és a feszültségek feltüntetésével. Vonatkoztatási pontnak itt a testet (földet) választottuk. A – jelű bemenetet invertáló bemenetnek vagy N bemenetnek nevezzük. Az erre a bemenetre rákapcsolt feszültség a kimeneten megfordítva, ill. fázisban 180°-kal eltolva jelenik meg, ha szinuszos feszültségről van szó (18.11. ábra).

Az erősítő az N bemenetre kapcsolt feszültséget felerősíti és invertálja.



18.10. ábra. A műveleti erősítő vonatkoztatási pontjai és feszültségei



18.11. ábra. Az U_N és az U_A feszültségek időbeli lefolyása

A másik bemenetet, amelyet + jelöl, normális bemenetnek, P bemenetnek vagy nem-invertáló bemenetnek nevezik. Az erre kapcsolt feszültség azonos polaritással, ill. fázishelyzetben jelenik meg a kimeneten.

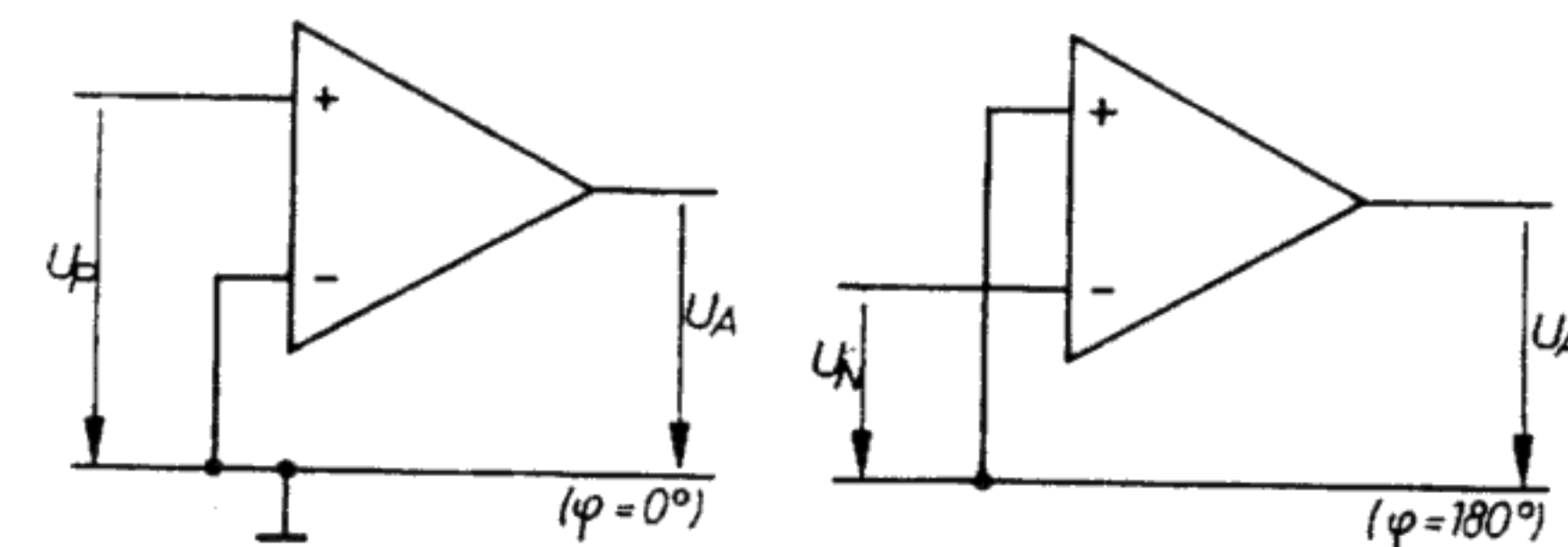
A P bemenetre kapcsolt feszültséget az erősítő felerősíti, de nem invertálja.

A műveleti erősítő általában két, a vonatkoztatási pontra nézve szimmetrikus tápfeszültséget igényel, pl. +10 V-ot és –10 V-ot a testhez képest.

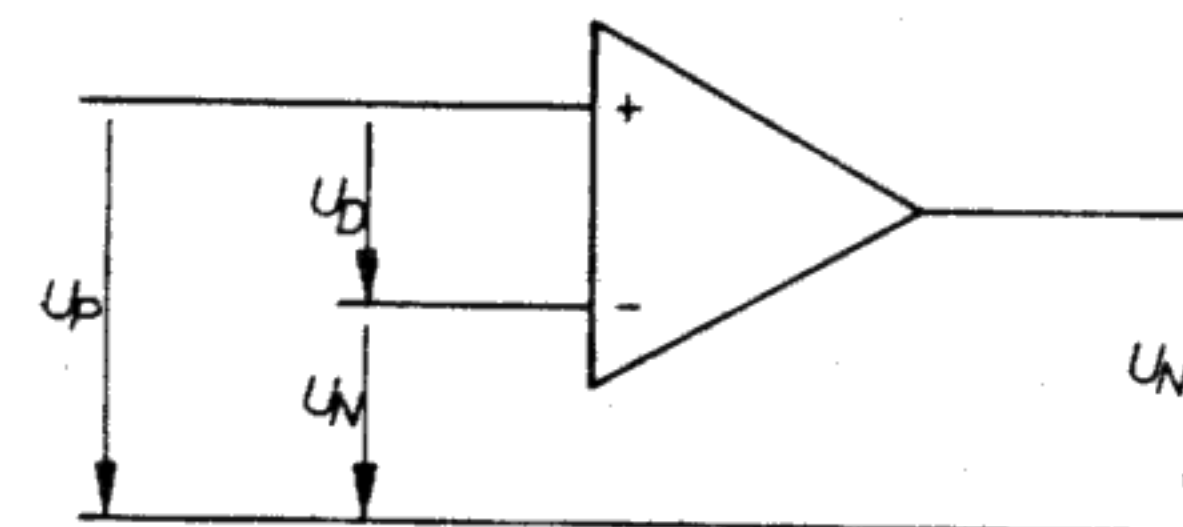
A helyes tápfeszültségek rákapcsolását feltételezzük – ez a kapcsolási rajzon nincs berajzolva.

Most választhatunk, hogy melyik bemenetet használjuk. A nem használt bemenetet a testhez kötjük (18.12. ábra).

Ha a P bemenetre U_P feszültséget, az N bemenetre U_N feszültséget kapcsolunk, akkor mindkét feszültség erősödik. Mivel az N bemeneten levő U_N feszültség még invertálódik is, azaz a polaritása megfordul, a kimeneten a két feszültség felerősített különbsége jelenik meg (18.13. ábra).



18.12. ábra. A műveleti erősítő bemenetének kapcsolási lehetőségei



18.13. ábra. Differenciálerősítőként kapcsolt műveleti erősítő

$$U_A = A(U_P - U_N),$$

ahol U_A a kimeneti feszültség, A az erősítési tényező és U_D a feszültségkülönbség.

$$U_A = AU_D.$$

Ha $U_N = 0$, vagyis ha az N bemeneten nincs feszültség, akkor az erősítő csak az U_P feszültséget erősíti (18.14. ábra).

Ekkor érvényes, hogy

$$U_A = A(U_P - U_N),$$

$$U_A = A(U_P - 0),$$

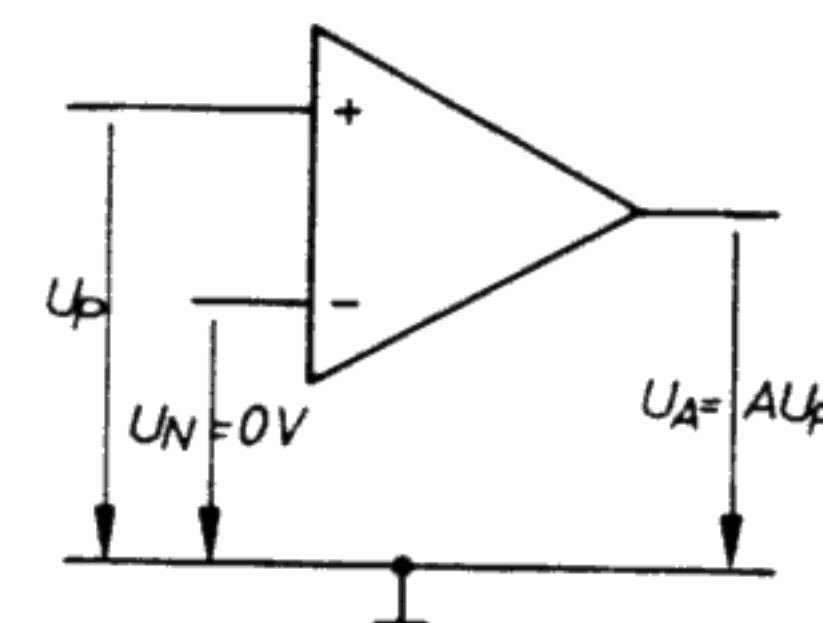
$$U_A = AU_P,$$

$$A = \frac{U_A}{U_P}.$$

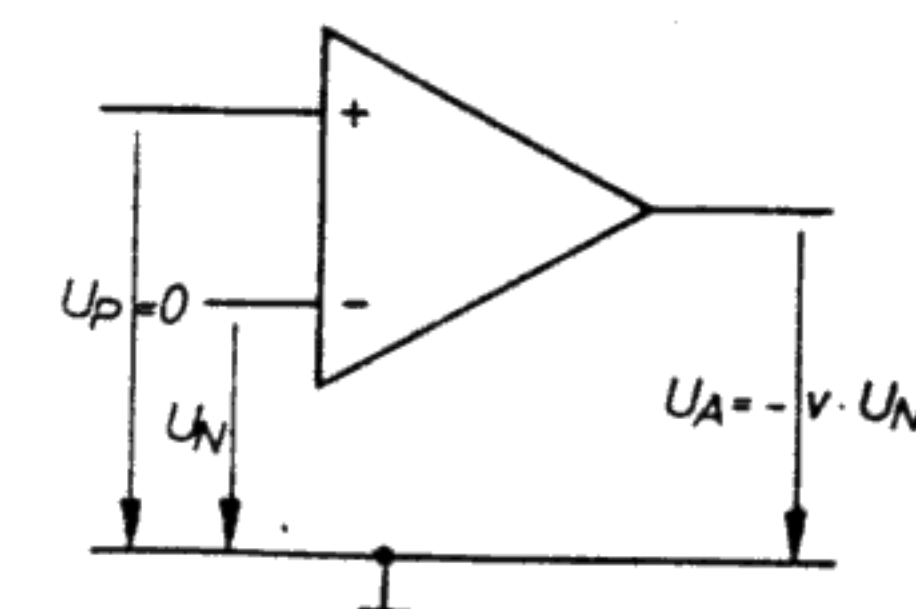
Ha csak az U_N feszültség van jelen (18.15. ábra), tehát $U_P = 0$, akkor a következő egyenlet adódik:

$$U_A = A(U_P - U_N),$$

$$U_A = A(0 - U_N),$$



18.14. ábra. Erősítés ha $U_N = 0$ V



18.15. ábra. Erősítés, ha $U_P = 0$ V

$$U_A = -AU_N,$$

$$A = \frac{U_A}{U_N}.$$

A mínusz előjel azt jelzi, hogy a kimeneti feszültség a bemeneti feszültséghez képest megfordul (invertálódik).

18.4.3. Ideális műveleti erősítő

Sok számítási művelet végrehajtásához tulajdonképpen olyan műveleti erősítőre van szükség, amelyet ideálisnak szoktunk nevezni. Ideális műveleti erősítőt azonban nem lehet előállítani. Az ideális tulajdonságokat nem lehet megvalósítani, csupán megközelíteni. Az ideális műveleti erősítő erősítési tényezője végtelen nagy, R_b bemeneti ellenállása szintén, kimeneti ellenállása (R_k) zérus, és működési frekvenciatartománya $f_{\min} = 0$ -tól $f_{\max} = \infty$ -ig terjed.

Az ideális műveleti erősítőnek azonkívül tökéletesen szimmetrikus felépítésűnek kell lennie. Ha a P bemenetre és az N bemenetre egyenlő feszültséget kapcsolunk, akkor a kimeneti feszültségnek nullának kell lennie, mivel az U_D különbségi feszültség nulla.

$$U_D = U_P - U_N.$$

A P bemeneten és az N bemeneten levő azonos feszültség (az amplitúdó és a fázishelyzet azonos) esetén közös módusú vezérlésről beszélünk. Az ilyenkor fellépő erősítést közös módusú erősítésnek (A_{CM}) nevezzük. Ideális műveleti erősítőre vonatkozóan ez nulla.

$$A_{CM} = 0.$$

Az erősítési tényező és a szinkron erősítés arányát közös módusú elnyomásnak (G) nevezzük. (Az angol elnevezés alapján szokásos a CMRR elnevezés is.)

$$G = \frac{A}{A_{CM}},$$

ahol A az erősítési tényező és A_{CM} a közös módusú erősítés. A közös módusú elnyomás ideális műveleti erősítő esetén végtelen nagy:

$$G = \infty.$$

Mindezekon kívül az ideális műveleti erősítők kimeneti és bemeneti feszültségei közötti összefüggés abszolút lineáris, torzítások nem lépnek fel, a zaj nulla. Semmiféle paraméter nem függ sem a környezeti hőmérséklettől, sem a tápfeszültség ingadozásától. Az ideális műveleti erősítők legfontosabb tulajdonságai a következők:

erősítési tényező	$A = \infty,$
bemeneti ellenállás	$R_b = \infty \Omega,$
kimeneti ellenállás	$R_k = 0 \Omega,$
alsó határfrekvencia	$f_{\min} = 0 \text{ Hz},$
felső határfrekvencia	$f_{\max} = \infty \text{ Hz},$

közös módusú erősítés
 közös módusú elnyomás
 a kimeneti és bemeneti feszültségek összefüggésének lineárisától való eltérése
 kimeneti zajfeszültség

$A_{CM} = 0,$
 $G = \infty,$
 0 (nem engedhető meg)
 $U_{zaj} = 0 \text{ V}.$

18.4.4. Valóságos műveleti erősítők

Ideális műveleti erősítőt, mint említettük, nem lehet előállítani. A valóságban előállítható műveleti erősítőket valóságos műveleti erősítőknak nevezzük. Arra törekszünk, hogy a valóságos műveleti erősítők tulajdonságai a lehető legjobban megközelítsék az ideális műveleti erősítők sajátosságait.

Erre elég jók a lehetőségeink, ezért gyakorlati számításainkban úgy vehetjük, mintha a valóságos műveleti erősítők ideálisak lennének.

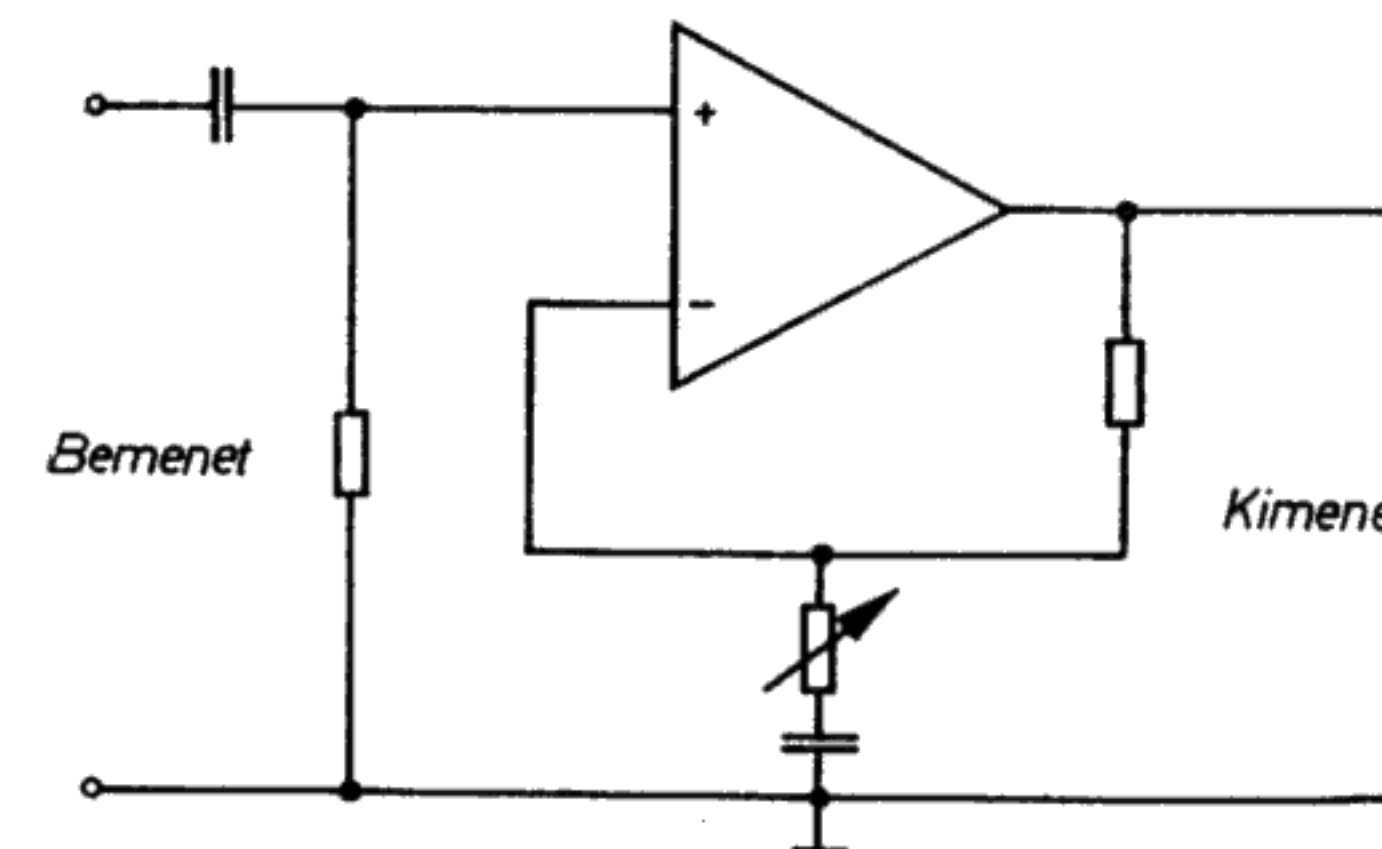
A gyakorlatban a következő adatok érhetőek el:

erősítési tényező	$A \approx 1\,000\,000,$
bemeneti ellenállás	$R_b = 1 \dots 1000 \text{ M}\Omega,$
kimeneti ellenállás	$R_k = 10 \Omega,$
alsó határfrekvencia	$f_{\min} = 0 \text{ Hz},$
felső határfrekvencia	$f_{\max} \approx 100 \text{ MHz},$
közös módusú erősítés	$A_{CM} \approx 0,2,$
közös módusú elnyomás	$G \approx 5\,000\,000,$
kimeneti zajfeszültség	$U_{zaj} \approx 3 \mu\text{V}.$

Az előző adatok csak igen jó minőségű műveleti erősítőkkel érhetőek el. A műveleti erősítők több típusa azonban valamelyest rosszabb adatokkal rendelkezik. Ez nem feltétlenül baj, mivel sok alkalmazásban nem feltétlen szükségesek az ideálist megközelítő jellemzők.

18.4.5. Alkalmazási példák

A műveleti erősítők igen sokoldalúan alkalmazhatók. Használhatók pl. hangfrekvenciás vagy nagyfrekvenciás erősítőként egészen 100 MHz frekvenciáig. A 18.16. ábra egy hangszínszabályozós hangfrekvenciás erősítőt mutat be.

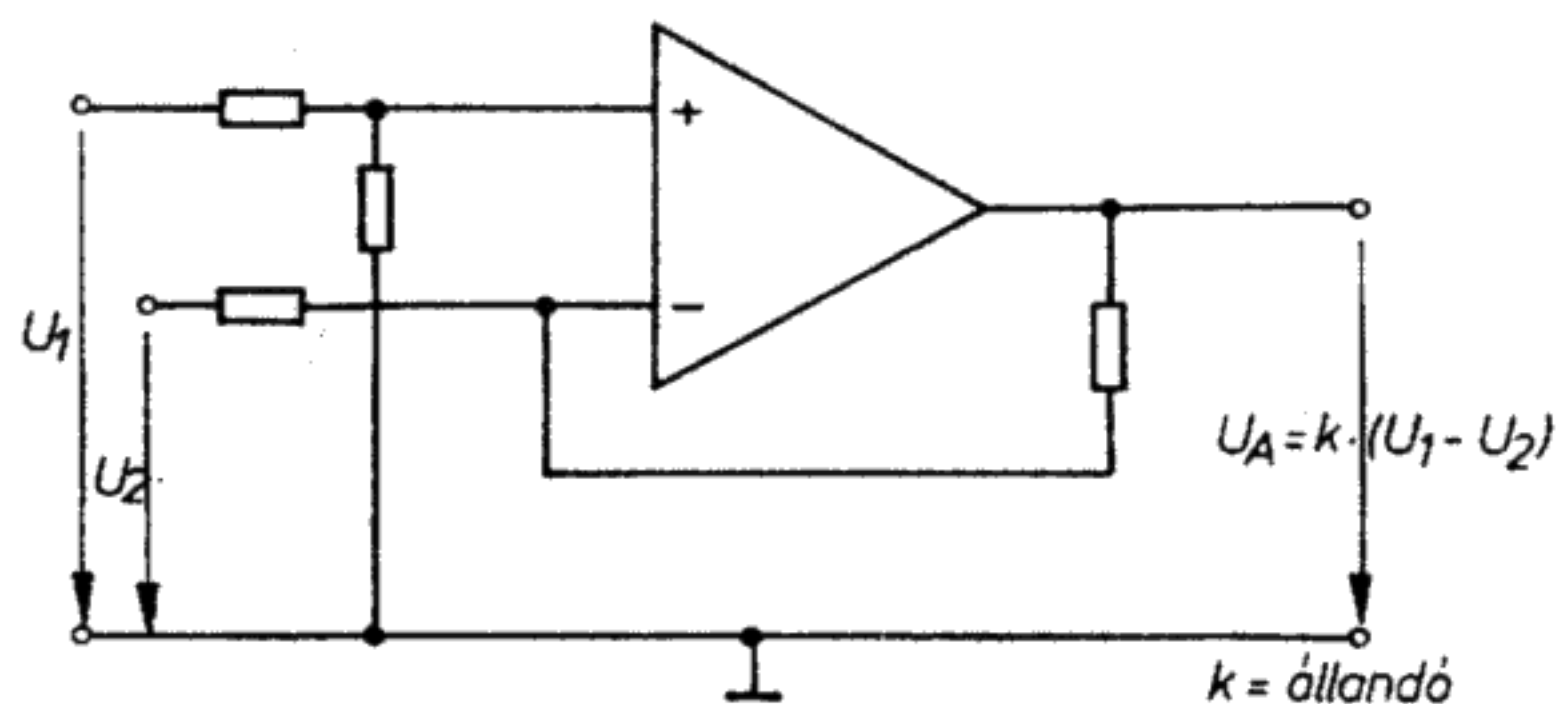


18.16. ábra. Hangszínszabályozós hangfrekvenciás erősítő

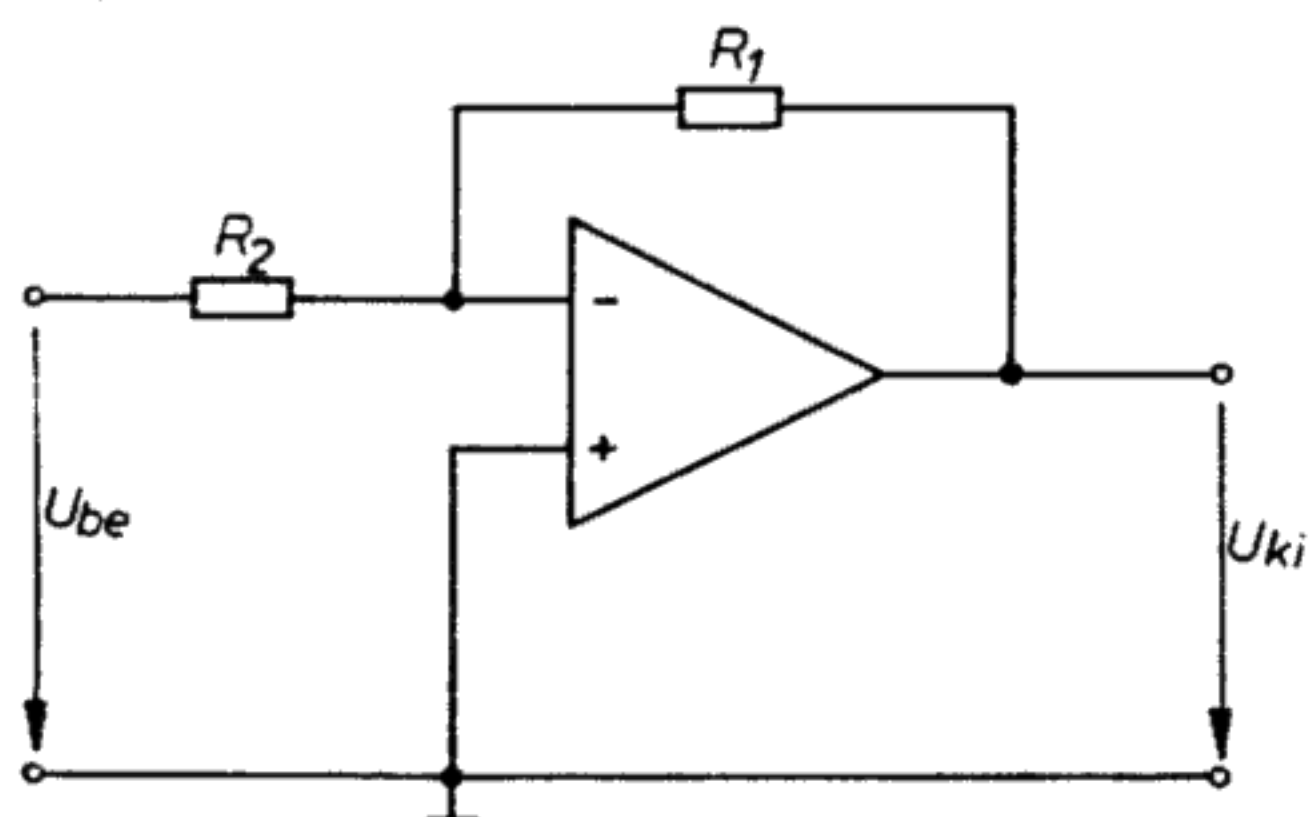
A műveleti erősítők alkalmazhatók továbbá összeadó- és különbségképző erősítőként. A 18.17. ábra ez utóbbira mutat be példát.

Bármilyen típusú rezgékeltő kapcsolás – mint pl. szinuszos oszcillátor, RC-generátor, astabil multivibrátor – felépíthető műveleti erősítőkkel, csakúgy mint a különböző kapcsoló áramkörök.

Egy univerzális erősítő kapcsolási rajza látható a 18.18. ábrán. Az invertáló bemenetet vezéreljük. Az U_{be} és U_{ki} feszültségek között 180° -os fáziseltolódás van. A fordított fázishelyzetű U_{ki} feszültség egy részét az R_1 -en keresztül a bemenetre visszavezetjük. Ezt feszültség-visszacsatolásnak nevezzük. A visszacsatolással az áramkör erősítése csökken. A műveleti erősítő nagy erősítési tényezőjét (A) egy kívánt A_u erősítési tényezőre csökkentjük, amely jó közelítéssel az ellenállások hányadosából (R_1/R_2) adódik.



18.17. ábra. Különbségképző áramkör
 $U_A = k(U_1 - U_2)$, ahol k állandó



18.18. ábra. Negatívan visszacsatolt erősítő

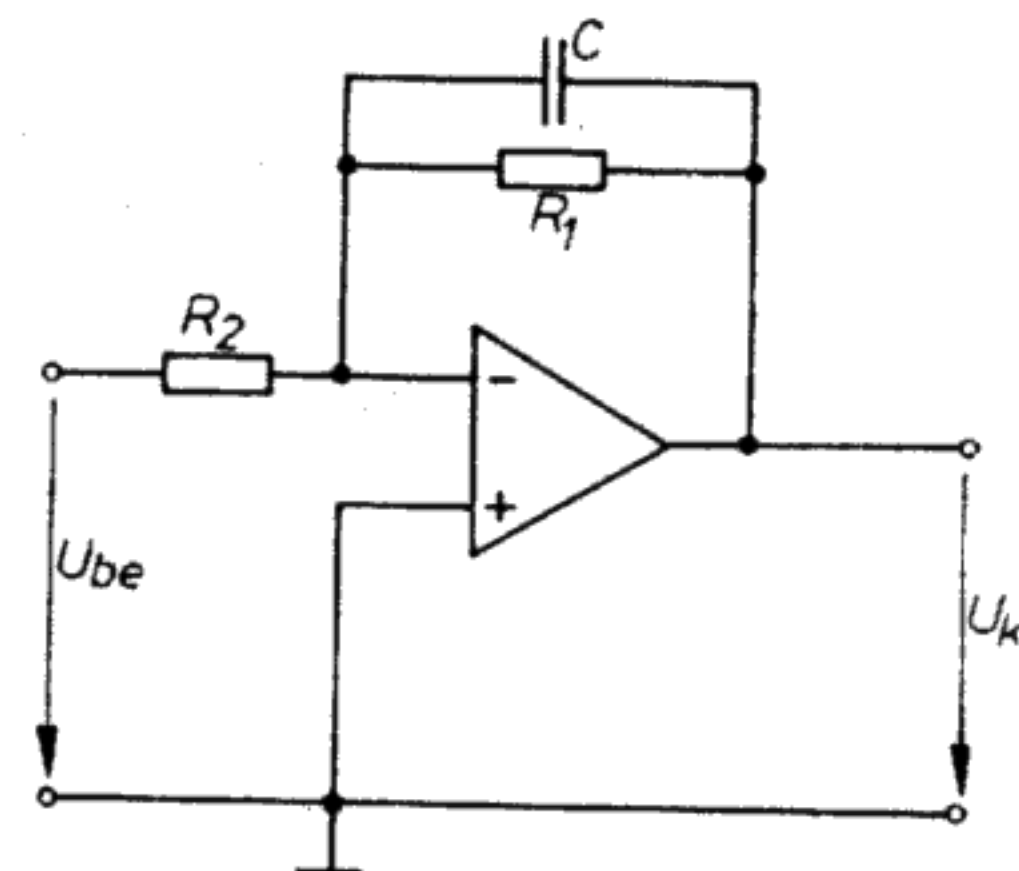
$$A_u = \frac{R_1}{R_2},$$

ahol A_u a feszültségerősítés.

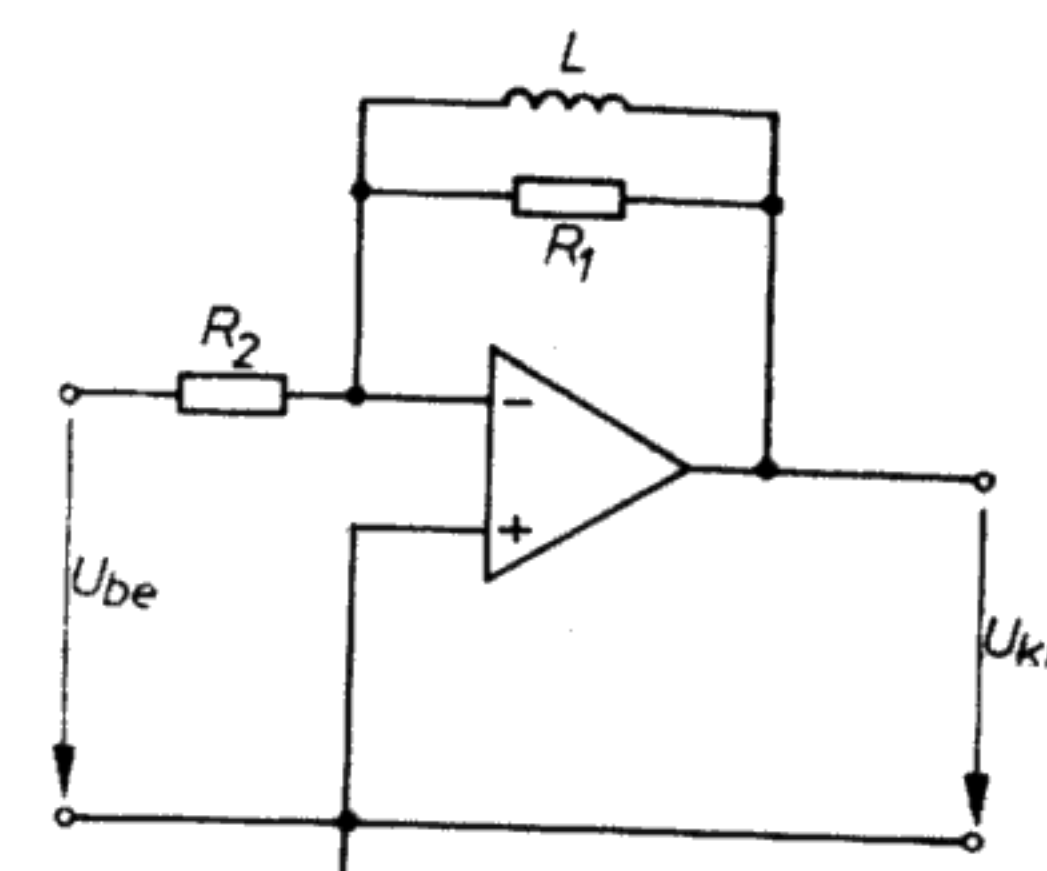
A műveleti erősítők nagyon jól alkalmazhatók mérőerősítőként. A nevezett alkalmazásokon kívül számtalan további felhasználási terület létezik, amelyekből néhányat a következőkben mutatunk be. Az aluláteresztő szűrő olyan áramkör, amely a kisfrekvenciás jeleket átengedi, de a határfrekvencia felettieket nem. A 18.19. ábra egy műveleti erősítővel felépített aluláteresztő szűrő kapcsolását mutatja. 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 át tudnak menni. Mivel a műveleti erősítőknek az áramkörben erősítő hatása van, a kapcsolás aktív. Innen ered az aktív aluláteresztő szűrő elnevezés.

A felüláteresztő szűrő olyan áramkör, amely a nagyfrekvenciás jeleket átengedi, viszont az adott határfrekvencia alá eső kisfrekvenciás jelek útját elzárja. A 18.20. ábra egy aktív felüláteresztő szűrő kapcsolását mutatja. A 18.19. ábrán szereplő C kondenzátor helyett itt egy L tekercs van. A tekercsnek kis frekvenciákon kicsi



18.19. ábra. Aktív aluláteresztő szűrő



18.20. ábra. Aktív felüláteresztő szűrő

az ellenállása. Itt tehát a kisfrekvenciás jelek a visszacsatolás miatt erősen gyengülnek. A nagyfrekvenciás jelek gyengítetlenül, akadály nélkül jutnak át. Aktív aluláteresztő és felüláteresztő szűrőkkel mindenféle szűrőkapcsolás felépíthető, amelyekkel tetszőleges frekvenciatartomány kiszűrhető vagy elnyomható.

19. Billenőkörök

19.1. Bistabil billenő áramkörök

Billenőkörön olyan kapcsolást értünk, amelynek a kimeneti feszültsége ugrásszerűen változik.

A bistabil billenőfokozat két stabil állapottal rendelkezik, tehát két kapcsolási állapota van, amely külön vezérlés nélkül nem változik. Az ilyen kapcsolást flip-flopnak is nevezik.

19.1.1. Felépítés és működésmód

A 19.1. ábra szerinti egyszerű bistabil billenőfokozat két tranzistoros kapcsolófokozatból áll, amelyek az R_{B1} és R_{B2} ellenállásokon keresztül össze vannak kötve. A tápfeszültség bekapcsolása (bekapcsolási időpont) utáni első pillanatban mindkét tranzisztor zárt. Kollektorukon hozzávetőleg a teljes tápfeszültség van. Ennek következtében az R_{B1} és R_{B2} ellenállásokon I_{B1} és I_{B2} áram fog folyni, amely elegendő a tranzisztor nyitására.

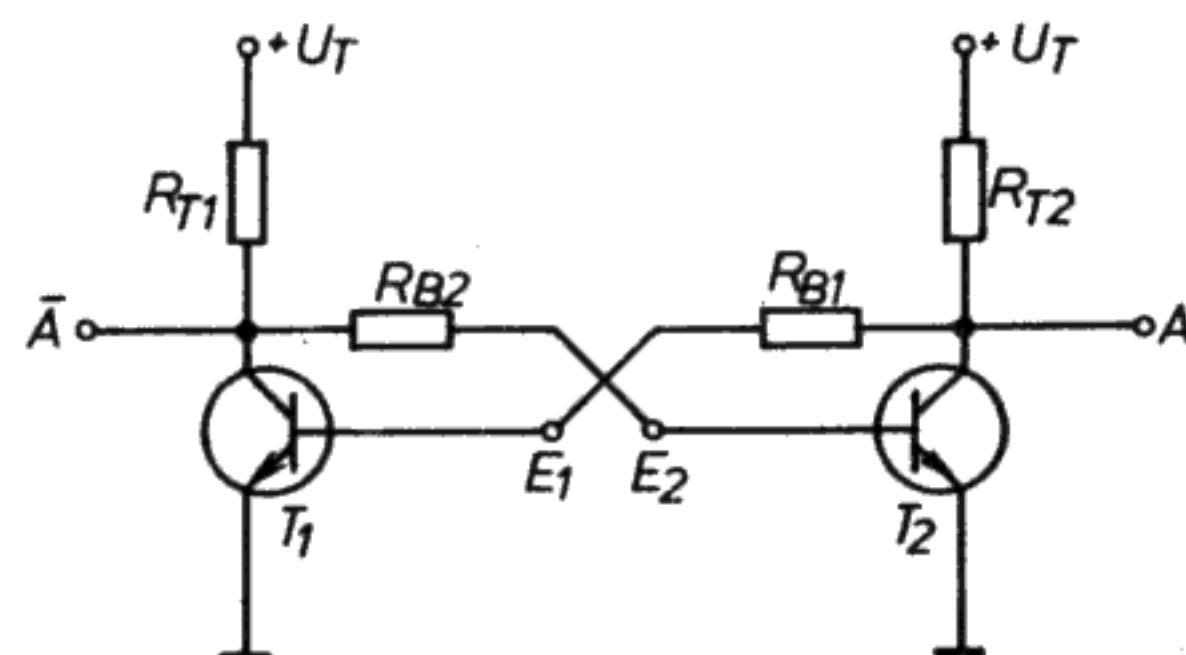
Tehát mindkét tranzisztort az első pillanatban akarjuk nyitni. Az alkatrészjellemzők mindig jelen levő szóródása miatt az egyik tranzisztor azonban gyorsabban nyit, mint a másik.

Tegyük fel, hogy a T_1 tranzisztor nyit gyorsabban! A nyitás során az U_{CE} feszültsége erősen csökken úgy, hogy a T_2 tranzisztor az R_{B2} -n keresztül mind kevesebb bázisáramot kap. A T_1 tranzisztor minél jobban nyit, annál jobban hátráltatja T_2 nyitását, és végül zárásra kényszeríti (19.2. ábra).

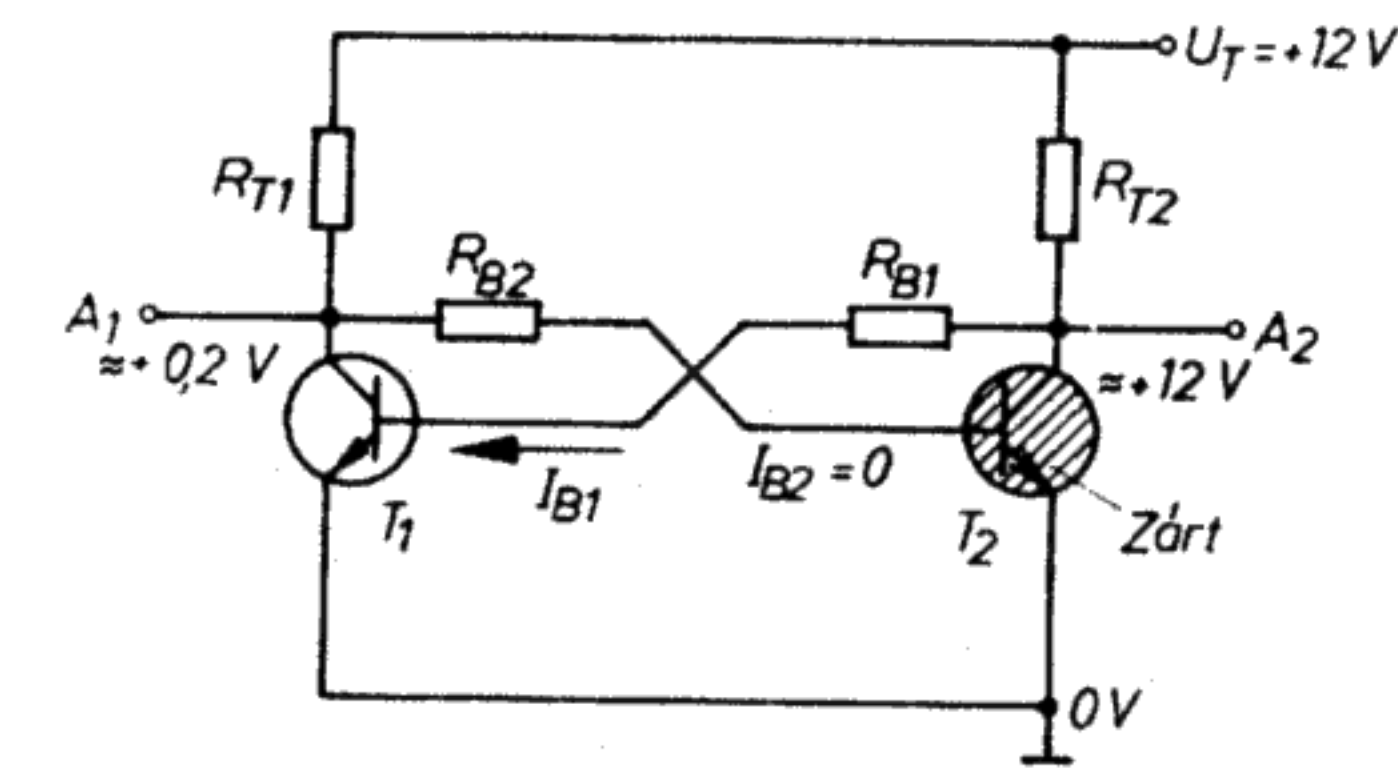
Amikor a T_1 tranzisztor nyitva van, a T_2 -nek zárva kell lennie. Ez a kapcsolási állapot a bistabil billenőfokozat egyik stabil állapota.

Első stabil állapot: a T_1 tranzisztor nyitva, a T_2 tranzisztor zárva.

Az áramkör stabil állapotában marad mindaddig, amíg valamilyen külső hatás nem idéz elő változást.



19.1. ábra. Egyszerű bistabil billenőfokozat

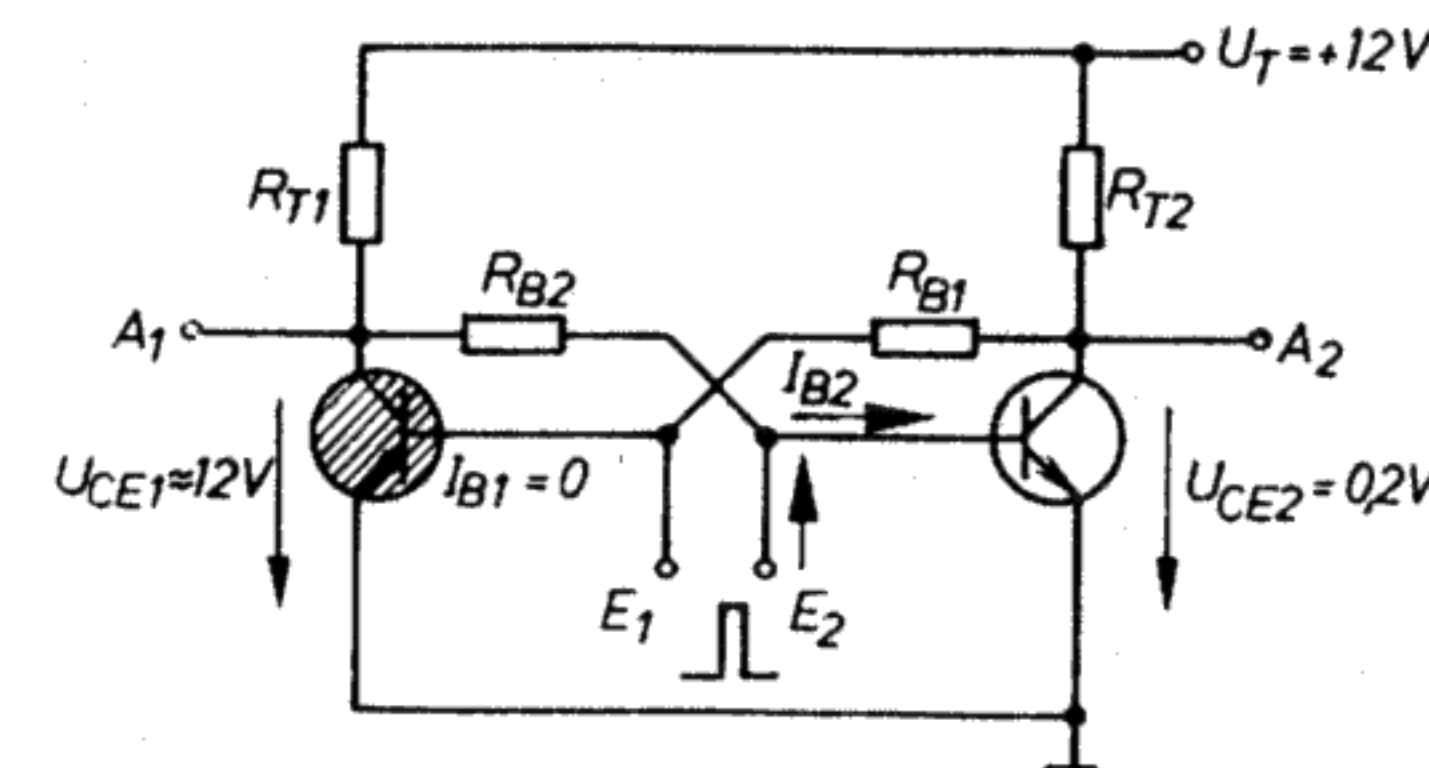


19.2. ábra. T_1 nyitott, T_2 zárt kapcsolási állapotú bistabil billenőfokozat

Ha tehát a zárt tranzisztor E_2 bemenetére rövid, de elegendő nagyságú pozitív feszültséget (a testhez képest) kapcsolunk, akkor T_2 nyit. A T_2 kollektor–emitterszakaszának ellenállása lecsökken. Az U_{CE2} feszültség kb. 0,2 V-ra csökken. A T_1 tranzisztor az R_{B1} -en keresztül már nem kap elegendő bázisáramot, ezért lezár (19.3. ábra).

Mihelyt a T_1 tranzisztor zárt állapotba kerül, kollektor–emitter-feszültsége kb. 12 V-ra nő. A T_2 tranzisztor most az R_{B2} -n keresztül elegendő bázisáramhoz jut, és nyitott állapota megmarad (19.3. ábra). Ez az állapot a bistabil billenőfokozat második kapcsolási állapota.

Második stabil állapot: a T_1 tranzisztor zárva, a T_2 nyitva.



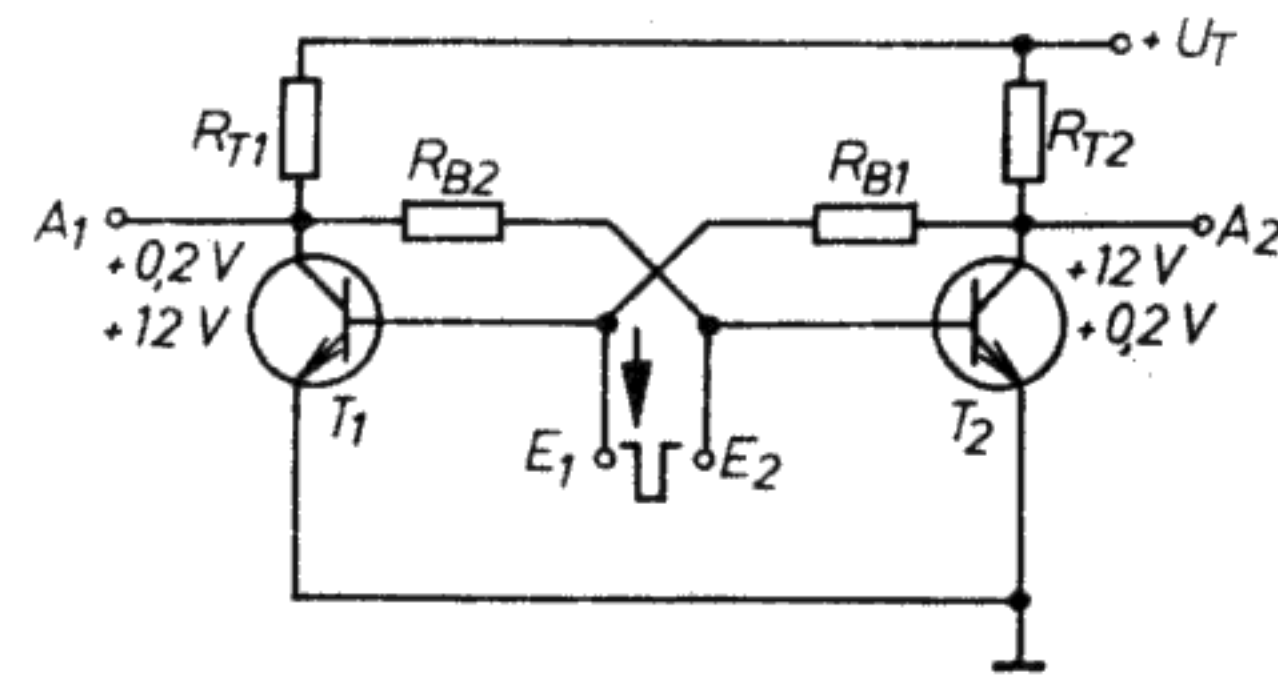
19.3. ábra. T_2 nyitott, T_1 zárt állapotú bistabil billenőfokozat

A zárt tranzisztor bázisára adott pozitív jel az áramkört az egyik stabil állapotból a másik stabil állapotba billenti át.

A kapcsolás átbillentése azonban negatív jellel is kiváltható.

Legyen a bistabil billenőfokozatban T_1 nyitott, T_2 zárt állapotban (19.4. ábra). Ha most rövid ideig negatív feszültséget kapcsolunk az E_1 bemenetre, akkor a T_1 tranzisztor zárásra kényszerül, az U_{CE1} kollektor–emitter-feszültség kb. 12 V-ra nő. Ez az R_{B2} -n keresztül a T_2 tranzisztort elegendő bázisárammal látja el, úgyhogy a T_2 nyit. Az U_{CE2} most kb. 0,2 V-ra esik vissza, a T_1 tranzisztor tehát már nem kaphat elegendő bázisáramot, ezért zárva kell maradnia.

Az npn tranzisztorokból felépített bistabil billenőkácsolásban az átbillenés a zárt tranzisztor bázisára ráadott pozitív impulzussal vagy a nyitott tranzisztor bázisára adott negatív impulzussal váltható ki.



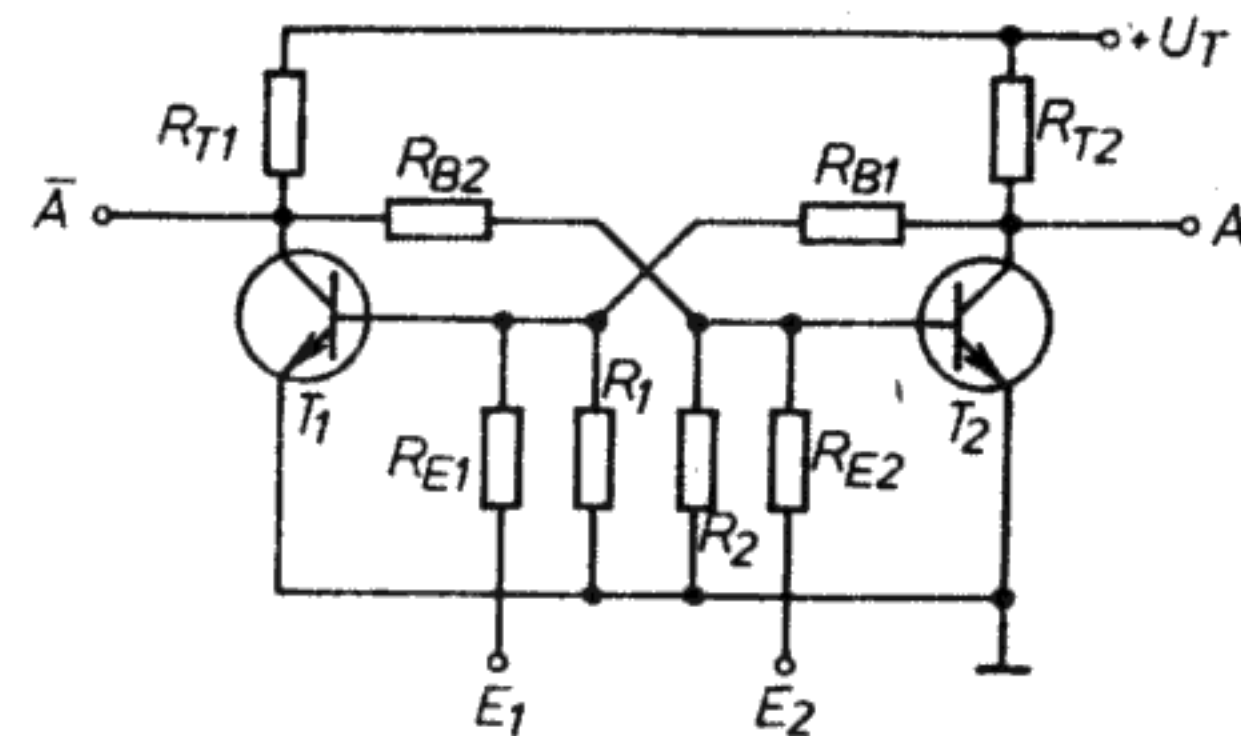
19.4. ábra. Negatív impulzussal vezérelhető bistabil billenőkör

A pnp tranzisztorokból felépített áramkörökben a vezérlőimpulzus polaritásána mindig fordítottnak kell lennie. Bármelyik stabil állapotában legyen is az áramkör, az egyik kimenetén magas feszültség-szint, a másikon pedig alacsony feszültség-szint van.

A bistabil billenőkör kimeneteinek mindig ellentétes a feszültség-állapota.

Az eddig vizsgált áramkörök esetén a tranzisztorokat az R_{B1} és R_{B2} előtét-ellenállásokon keresztül a bázisáram táplálta. Az erősítőkapcsolásokhoz hasonlóan gyakran itt is kedvezőbb, ha előtét-ellenállások helyett feszültségosztót alkalmazunk. A 19.5. ábra egy feszültségosztóval beállított bázisfeszültségű bistabil billenő áramkört ábrázol.

Ha a pozitív impulzust közvetlenül a kivezérlendő tranzisztor bázisára adjuk, akkor a túl nagy feszültség megengedhetetlenül nagy bázisáramot idéz elő. A biztonság kedvéért a kapcsolóimpulzust előtét-ellenálláson keresztül adjuk a bázisra. Ilyen előtét-ellenállás a 19.5. ábrán szereplő R_{E1} és R_{E2} .

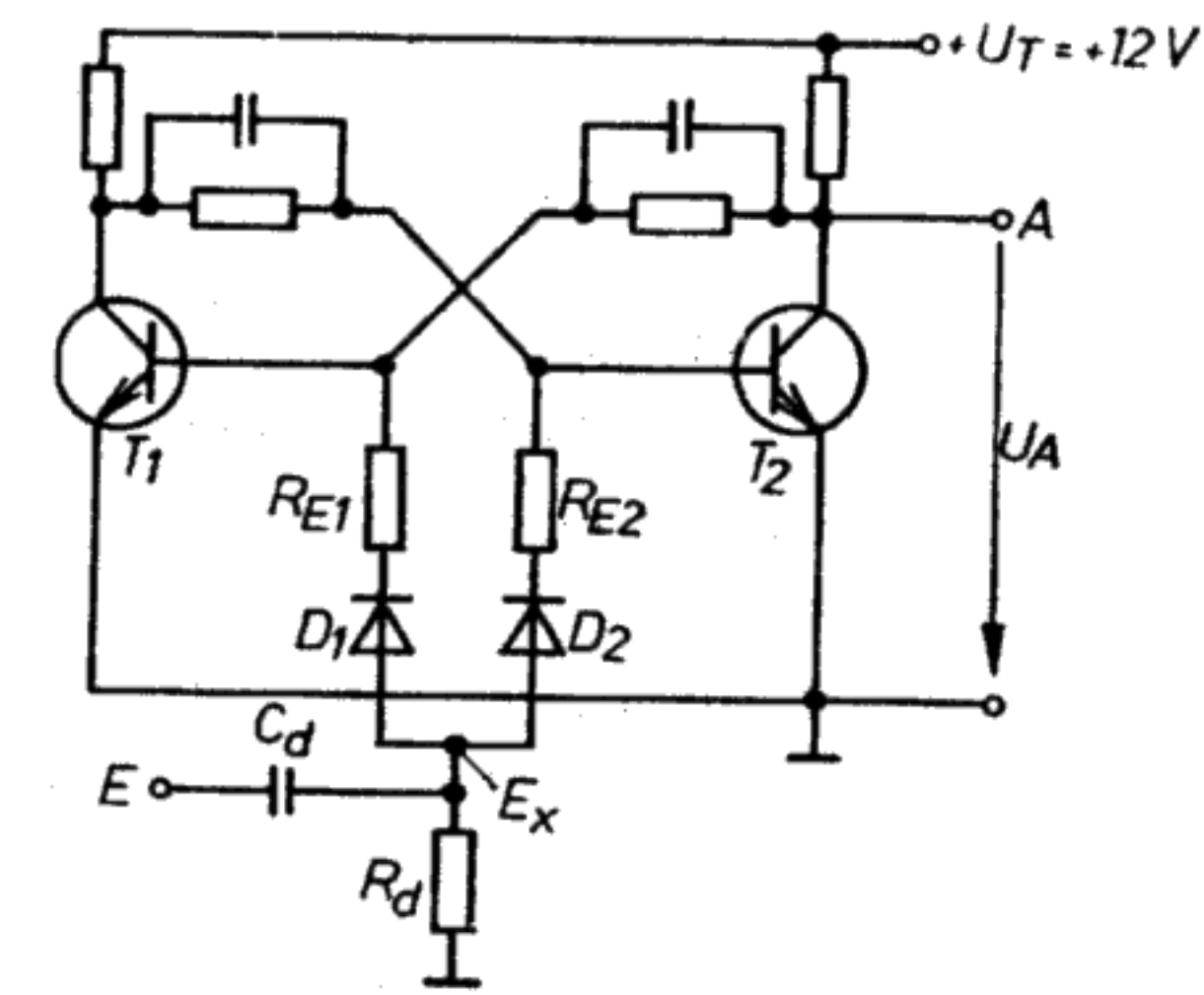


19.5. ábra. Bistabil billenőkör feszültségosztóval

19.1.2. Alkalmazási példák

A bistabil billenőkör mint frekvenciaosztó

Bistabil billenőkörrel a négyszögrezgés frekvenciája fázisban stabilan, 2:1 arányban leosztható. A bistabil billenőkör vezérlésének úgy kell működnie, hogy az áramkör minden egyes impulzusnak a felfutó vagy lefutó élére átbillenjen. A 19.6. ábrán a vezérlőkapcsolás olyan elrendezésű, hogy az átbillenés a felfutó

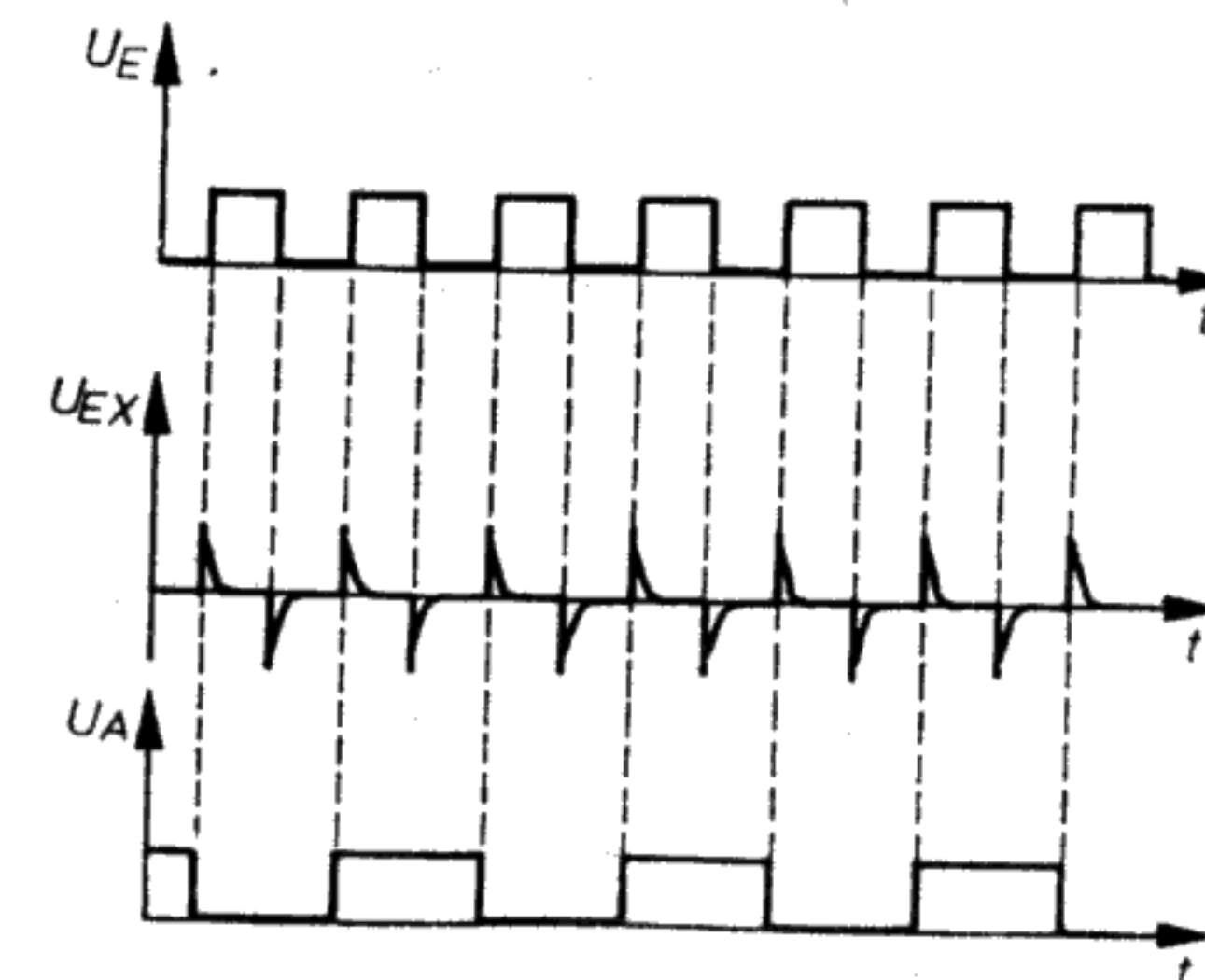


19.6. ábra. Bistabil billenőkör mint frekvenciaosztó

élnél következnek be. Az U_E feszültséget először a C_d -ből és R_d -ból álló differenciálókörre vezetjük.

A differenciálókör kimenetén az E_X pontban U_{EX} feszültség van (19.7. ábra). A bistabil billenőkörre csak a pozitív impulzusok hatnak, amelyek a D_1 és D_2 diódákon keresztül jutnak a T_1 és T_2 bázisára. A 19.6. ábra szerinti áramkörnek „ T_1 nyitott, T_2 zárt” állapotban kell lennie. Az A kimeneten levő U_A feszültség ekkor körülbelül az U_T tápfeszültséggel egyenlő. Ha most az első impulzus megérkezik, akkor mind a T_1 , mind a T_2 bázisára eljut. A T_1 tranzisztor már teljesen nyitott, a pozitív impulzus semmit sem változtat meg. A T_2 tranzisztor ellenben zárva van, de a pozitív impulzus hatására rövid ideig nyit. Az U_A feszültség kb. 0,2 V-ra esik vissza. Ezzel megszűnik a T_1 tranzisztor bázisárama, ezért zárnia kell. Az áramkör átbillen másik stabil állapotába.

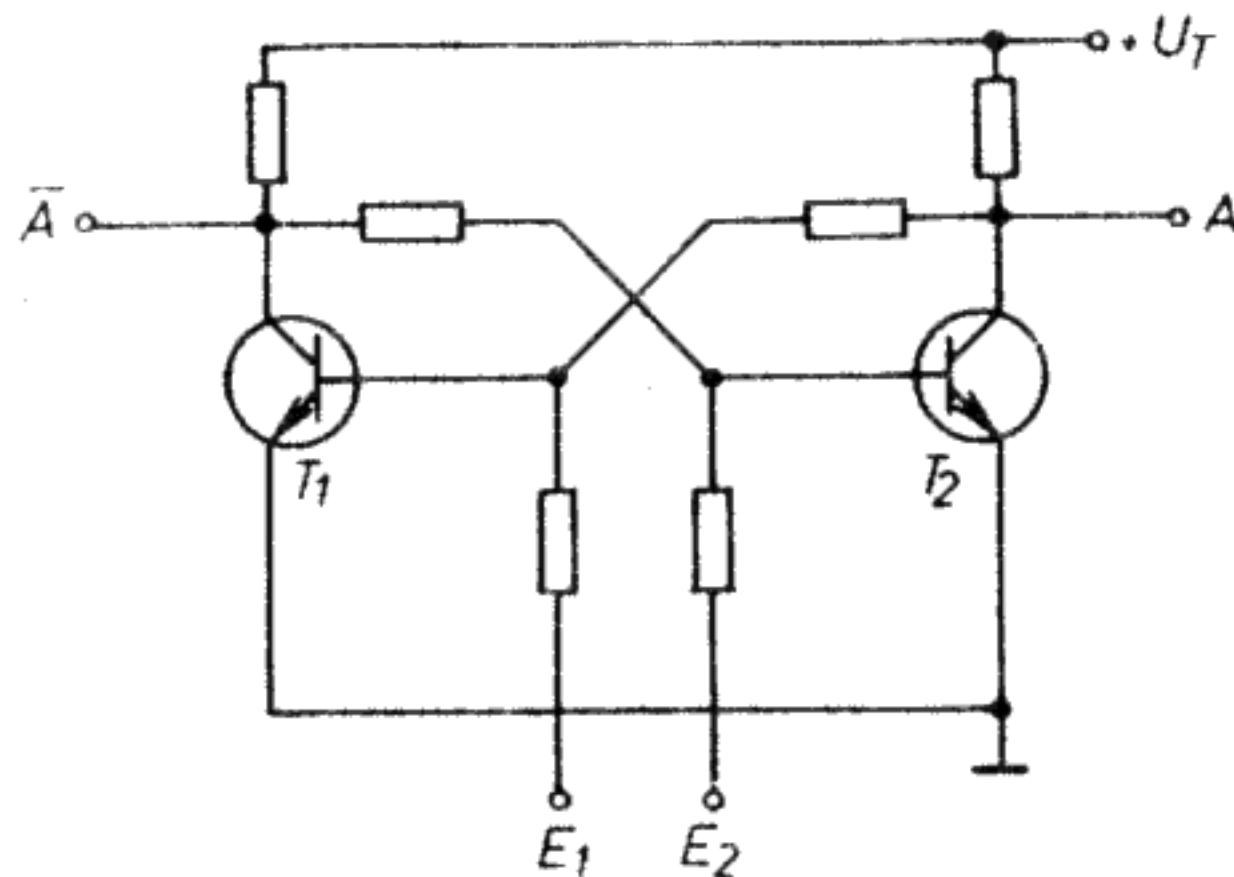
A második impulzus ezután ismét nyitja a T_1 tranzisztorot és zárásra kényszeríti a T_2 -t. Az U_A ismét az U_T értékre nő. Minden következő impulzusnál átbillen az áramkör. Ha az U_E és az U_A időbeli lefolyását összehasonlítjuk, megállapíthatjuk, hogy az U_E feszültség alaphérszínje pontosan kétszerese az U_A feszültség frekvenciájának. Az effajta frekvenciaosztó fokozatokat nagy számban alkalmazzák elektronikus órákban és a mérés-technikában. Minden színes tévékészülékben van legalább egy ilyen áramkör.



19.7. ábra. A frekvenciaosztó impulzusdiagramja

Bistabil billenő áramkör mint jeltároló

A bistabil billenőfokozat egy rövid jel segítségével a két stabil állapota valamelyikébe átbillenhető. Ezt az állapotát az áramkör mindaddig megtartja, amíg egy új jel a kiindulási állapotába vissza nem kapcsolja (19.8. ábra). Tehát adott jelállapotot hosszabb ideig képes tárolni. A tárolt tartalom lekérdezhető. Nézzük meg a jeltároló működését egy példán keresztül! A gépkocsigyártásban a soron következő nagyobb szerelési egységet akkor kell továbbítani, ha a közvetlenül előtte álló alkatrész a szerelési munkahelyet már elhagyta. Két fotocellás érzékelőt alkalmaznak, amelyek közül az egyiket a munkahely bemeneti oldalán, a másikat pedig a kimeneti oldalán szerelik fel. Ha a bemeneti oldali fénysugár megszakad, akkor emiatt a flip-flop az $A = U_T$ állapotba billen. Ez jelzi azt, hogy a szerelési egység a szerelési munkahelyen tartózkodik. Ha a kimeneti fénysugár szakad meg, akkor a flip-flop ismét $A \approx 0,2$ V-ra állítódik át, ami azt jelenti, hogy a fénysugarak között már nincs szerelési egység.



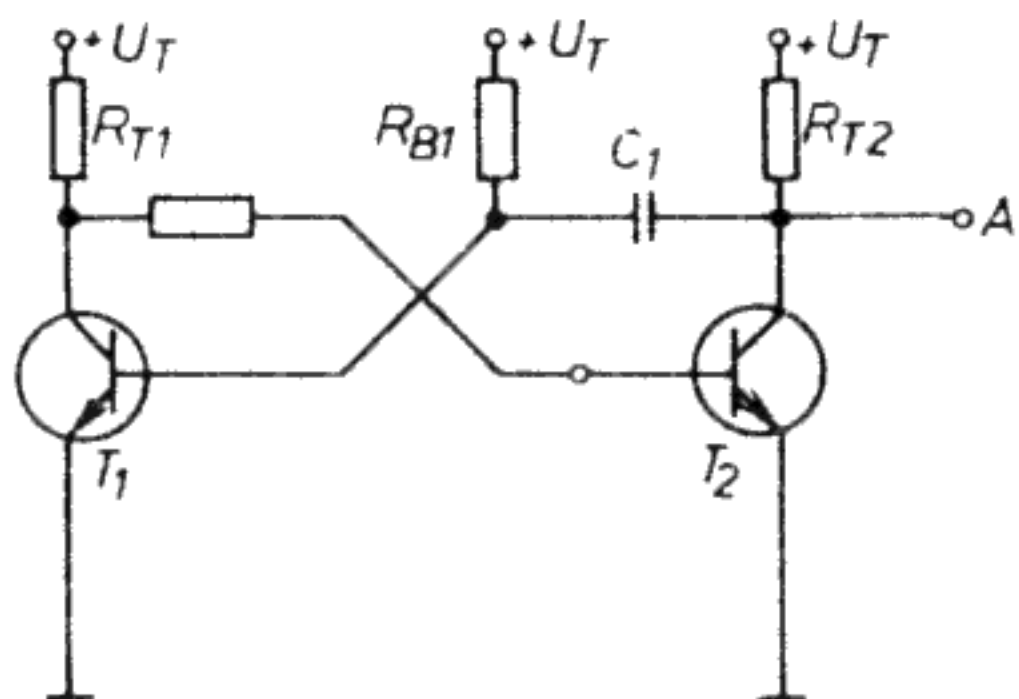
19.8. ábra. Bistabil billenőfokozat mint jeltároló

19.2. Monostabil billenőfokozat

19.2.1. Felépítés és működés

Ha két tranzisztoros kapcsolófokozatot a 19.9. ábra szerint kapcsolunk össze egymással, akkor monostabil billenőfokozatot kapunk. Az ilyen billenőfokozatnak csak egy stabil kapcsolási állapota van. Nevezik monoflopnak, monostabil multivibrátornak vagy univibrátornak is.

Az R_{B1} bázisellenállást úgy kell megválasztani, hogy a T_1 tranzisztort tartalmazó



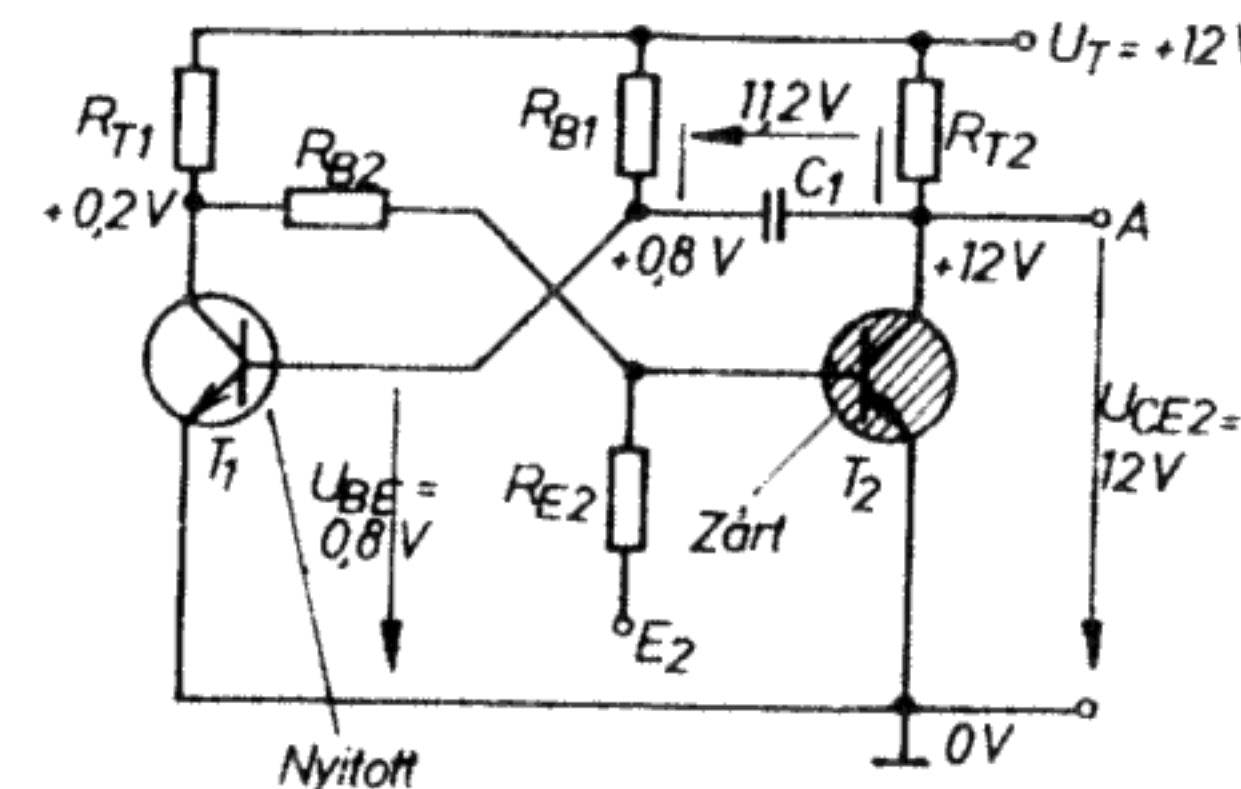
19.9. ábra. A monostabil billenőfokozat felépítése

kapcsolófokozat az R_{B1} -en keresztül elegendő bázisáramot kapjon a kivezéréshez (19.9. ábra).

Az U_T tápfeszültség bekapcsolásakor mindkét tranzisztor megpróbál nyitni. A T_1 tranzisztor azonban minél inkább túlvezérelt, annál kisebb lesz az U_{CE1} feszültsége, és így a T_2 tranzisztor már nem kap elegendő bázisáramot. A T_2 tranzisztornak zárnia kell. Az áramkör most felvette stabil állapotát.

Stabil állapot: a T_1 tranzisztor nyitva, a T_2 tranzisztor zárva.

Ebben a stabil állapotban marad az áramkör mindaddig, amíg valamely külső hatás változásra nem kényszeríti. A 19.10. ábra egyszerű monostabil billenőfokozat kapcsolását mutatja.



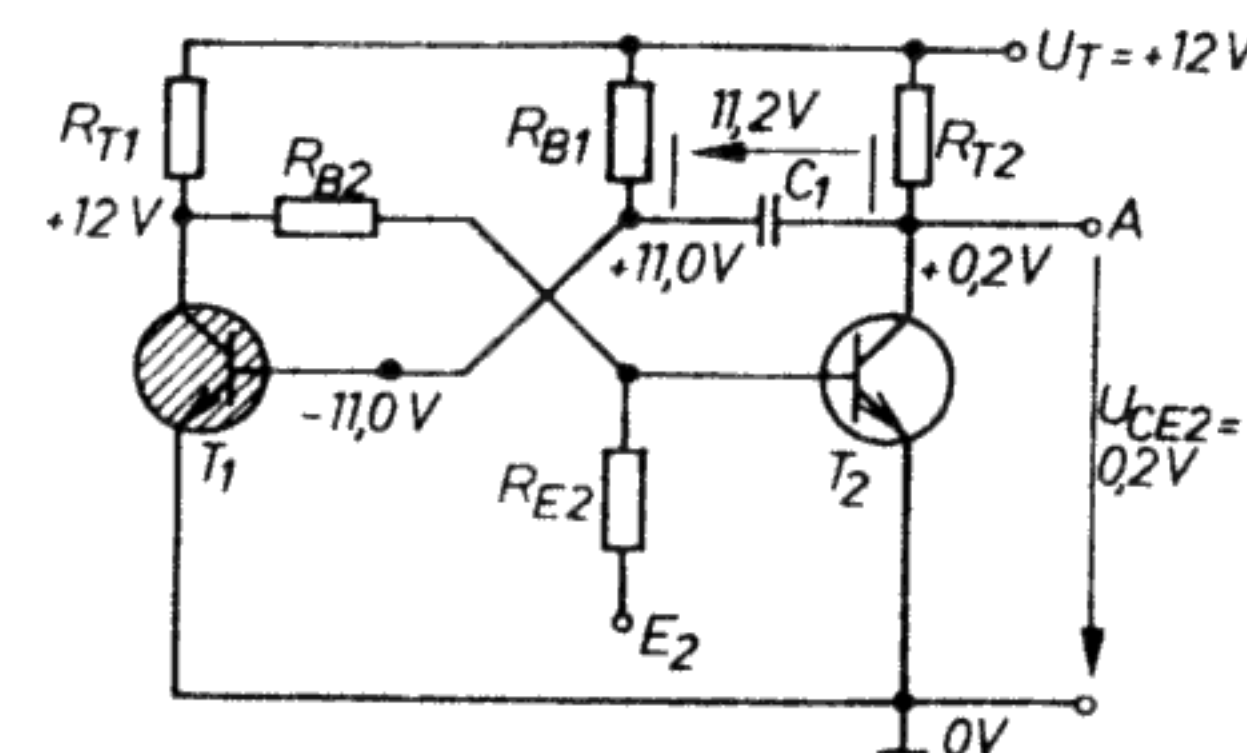
19.10. ábra. Monostabil billenőfokozat stabil állapotban

Az A kimeneten a feszültség $+12$ V, és a nyitott tranzisztor bázisán kb. $0,8$ V van. A C_1 kondenzátor a stabil állapot során $11,2$ V-ra töltődik fel. Az áramkör átbillenése csak egy külső vezérlőjel segítségével lehetséges. Ha az E_2 bemenetre rövid ideig elegendő nagyságú pozitív feszültséget adnak, akkor a T_2 tranzisztor nyit. Az U_{CE2} feszültség kb. $0,2$ V-ra esik vissza.

A C_1 kondenzátor az első pillanatban megtartja töltöttségi állapotát, úgy működik, mint egy $11,2$ V-os feszültségforrás.

Ha most a kondenzátor pozitív pólusán $+0,2$ V van, akkor a negatív póluson -11 V. A T_1 tranzisztor bázisán tehát az első pillanatban -11 V feszültség van. A T_1 -nek zárnia kell (19.11. ábra). Ha viszont a T_1 zár, akkor a kollektor-emitter-feszültsége 12 V-ra megy fel.

Most a T_2 az R_{B2} -n keresztül elegendő bázisáramot kap, és egy ideig nyitott állapotban marad. Az áramkör tehát felvette az instabil állapotát.



19.11. ábra. Monostabil billenőfokozat röviddel az instabil állapotba kapcsolás után

Instabil állapot: a T_1 tranzisztor zárva, a T_2 nyitva.

A C_1 kondenzátor az instabil állapot folyamán kisül. A kisütőáram útja a 19.12. ábrán látható. A kisütő áramkörben van az R_{B1} és R_{CE2} ellenállás, valamint a C_1 kondenzátor. Ezek a mennyiségek meghatározzák a τ_E időállandót:

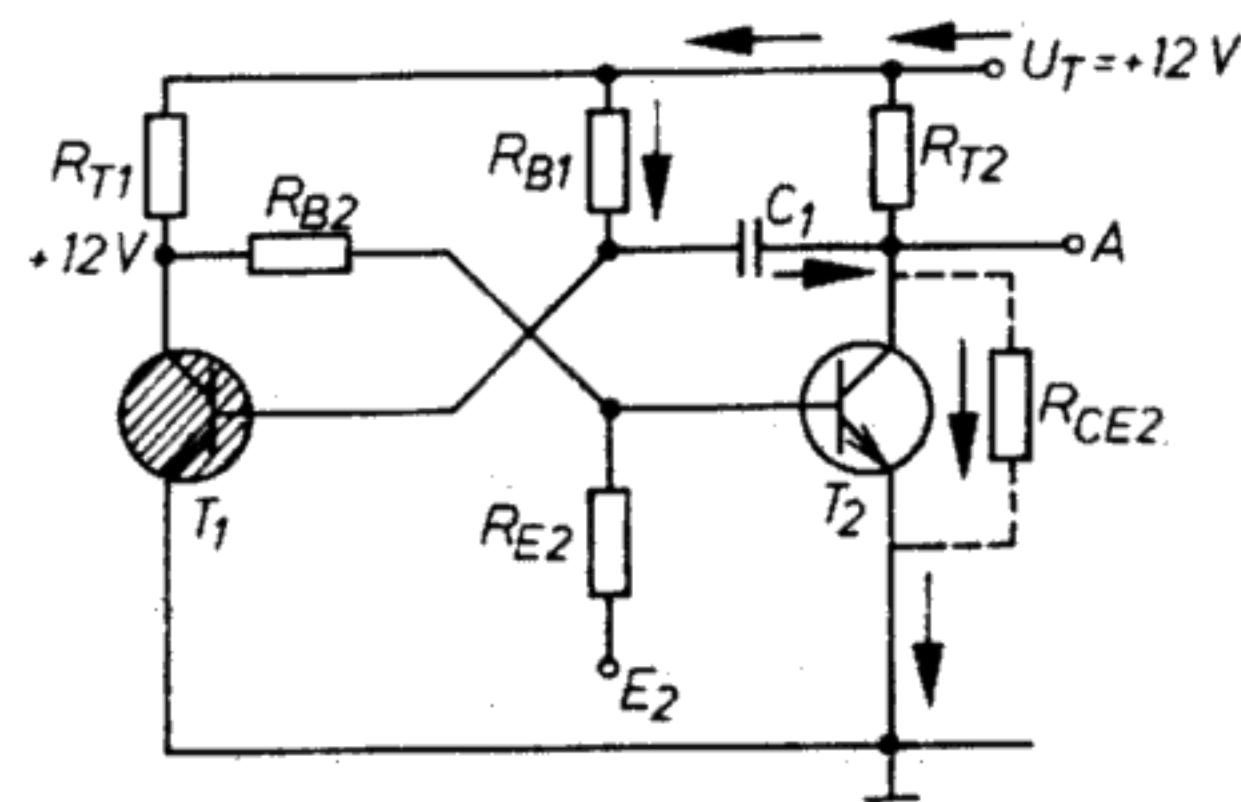
$$\tau_E = (R_{B1} + R_{CE2}) C_1.$$

Mivel a T_2 tranzisztor nyitott állapotban van, az R_{CE2} az R_{B1} -hez képest nagyon kicsi, így R_{CE2} elhanyagolható, ezért

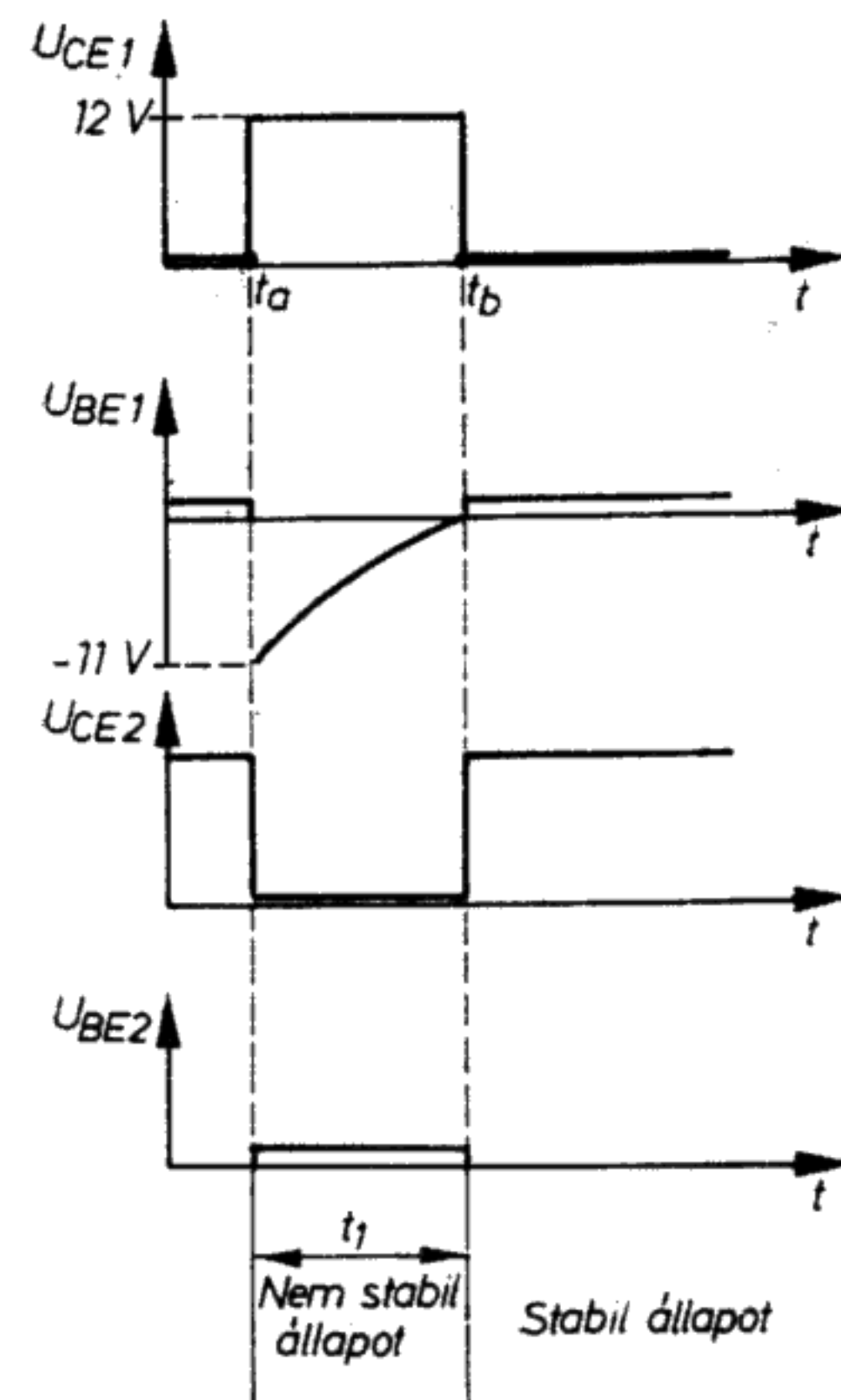
$$\tau_E = R_{B1} C_1.$$

A C_1 kondenzátor kisülése időben exponenciális függvény szerint zajlik le (19.13. ábra).

A t_1 idő eltelte után a C_1 kondenzátor kisül, majd a T_1 tranzisztor küszöbfeszültségéig ismét feltöltődik. Most a T_1 tranzisztor nyithat, az U_{CE1} feszültség mintegy 0,2 V-ra esik vissza. A T_2 tranzisztor már nem kap bázisáramot, lezár, és az áramkör visszabilen a stabil állapotába.



19.12. ábra. C_1 kisülése a monostabil billenőfokozatban



19.13. ábra. Feszültségdiagram (t_a időpontban az áramkör az instabil állapotba billen át, t_b időpontban az áramkör a stabil állapotba billen át)

Az e^x függvényből adódik a t_1 kisülési idő:

$$t_1 = 0,69 R_{B1} C_1.$$

t_1 idő eltelte után a monostabil billenőfokozat automatikusan visszatér a stabil állapotába.

Az instabil állapotba való átbillenéshez újból megfelelő vezérlőjelre van szükség. Van egy ún. várakozási idő, aminél előbb egyáltalán nem lehetséges az instabil állapotba való átbillenés.

A C_1 kondenzátornak először ismét fel kell töltenie. A töltő áramkör a pozitív saroktól kiindulva az R_{T1} , C_1 , R_{BE1} áramköri elemeken keresztül a negatív sarokig tart (19.10. ábra).

A feltöltési időállandó a következő egyenletből adódik:

$$\tau_A = (R_{T2} + R_{BE1}) C_1 \approx R_{T2} C_1.$$

A várakozási idő (t_{erh}) kb. 3...5-szörös feltöltési időállandónak felel meg.

$$\tau_{erh} \approx 5 R_{T2} C_1.$$

19.2.2. Alkalmazási példák

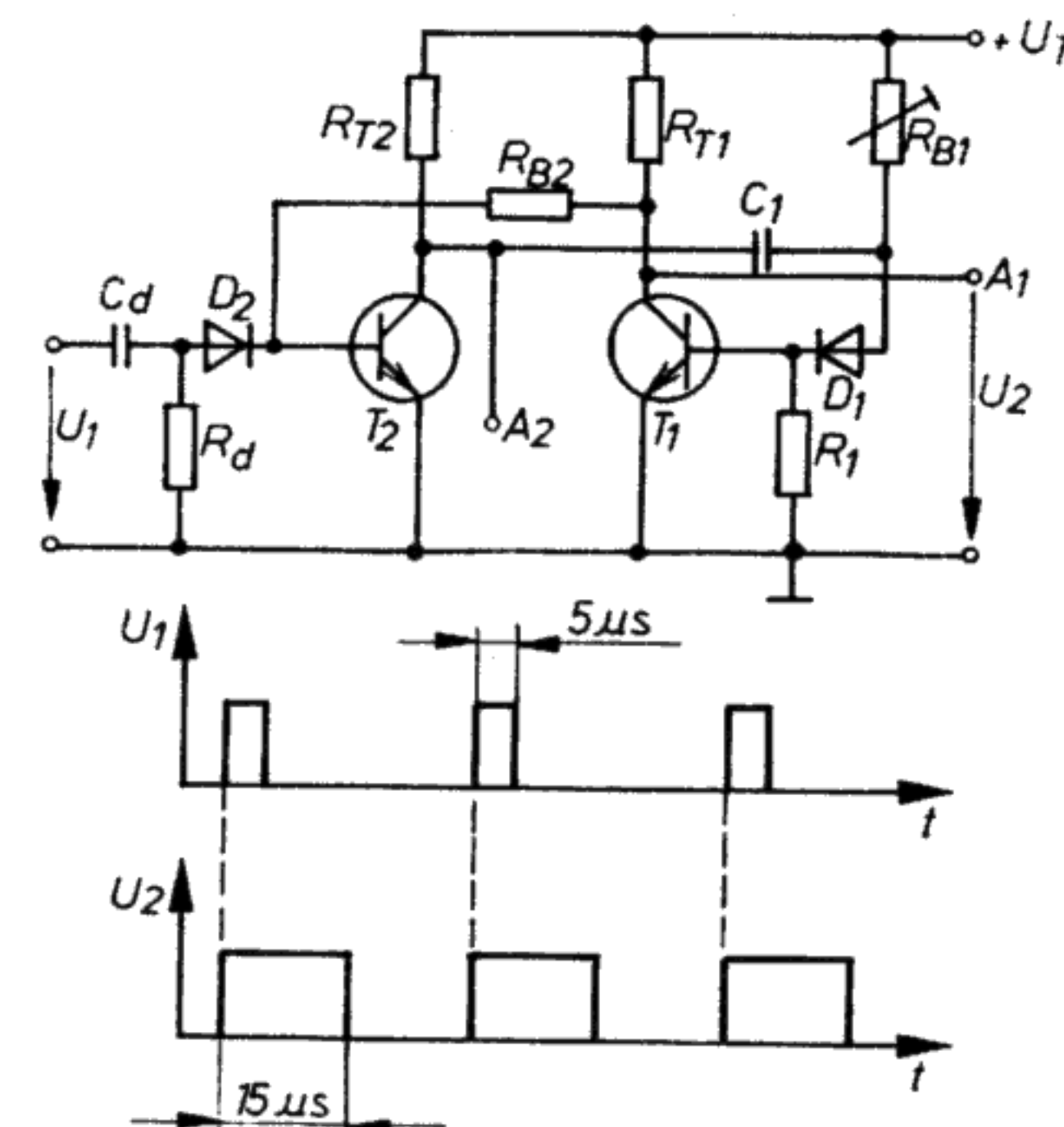
A monostabil billenőfokozatokat főleg mint késleltető áramköröket alkalmazzák. Felhasználják időzítőkörként, impulzusnyújtó fokozatként vagy impulzusregeneráló áramkörként.

Az instabil állapot tartási ideje $1\mu s$ és 30 min közötti érték lehet.

Impulzusnyújtó áramkör

Első példaként tekintsünk egy impulzusnyújtó kapcsolást (19.14. ábra).

Egy $U_1 = f(t)$ impulzussorozat impulzusait $5\mu s$ időtartamról $15\mu s$ időtartamra kell



19.14. ábra. Impulzusnyújtó áramkör és impulzusdiagramja

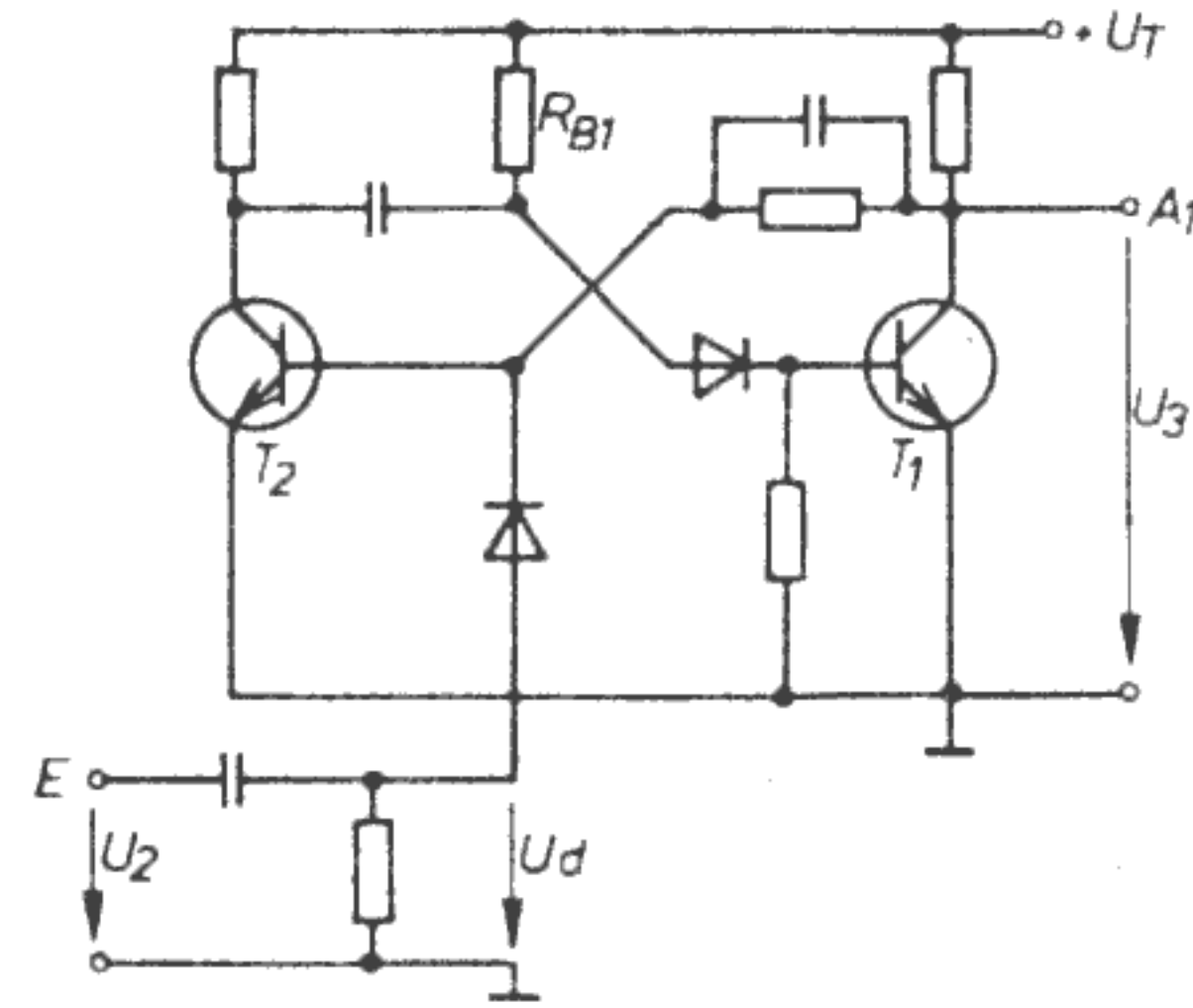
megnyújtani. Az $U_1 = f(t)$ impulzussorozatot a C_d -ből és R_d -ből álló differenciálótagra vezetik. A D_2 dióda a T_2 bázisára csak a pozitív impulzusokat engedi át. Ezek váltják ki az átbillenést. Az instabil állapotban a tartási időnek $15 \mu\text{s}$ -nak kell lennie. Az R_{B1} és C_1 mennyiségeket ennek megfelelően kell méretezni.

$$t_1 = 0,69 R_{B1} C_1 = 15 \mu\text{s}.$$

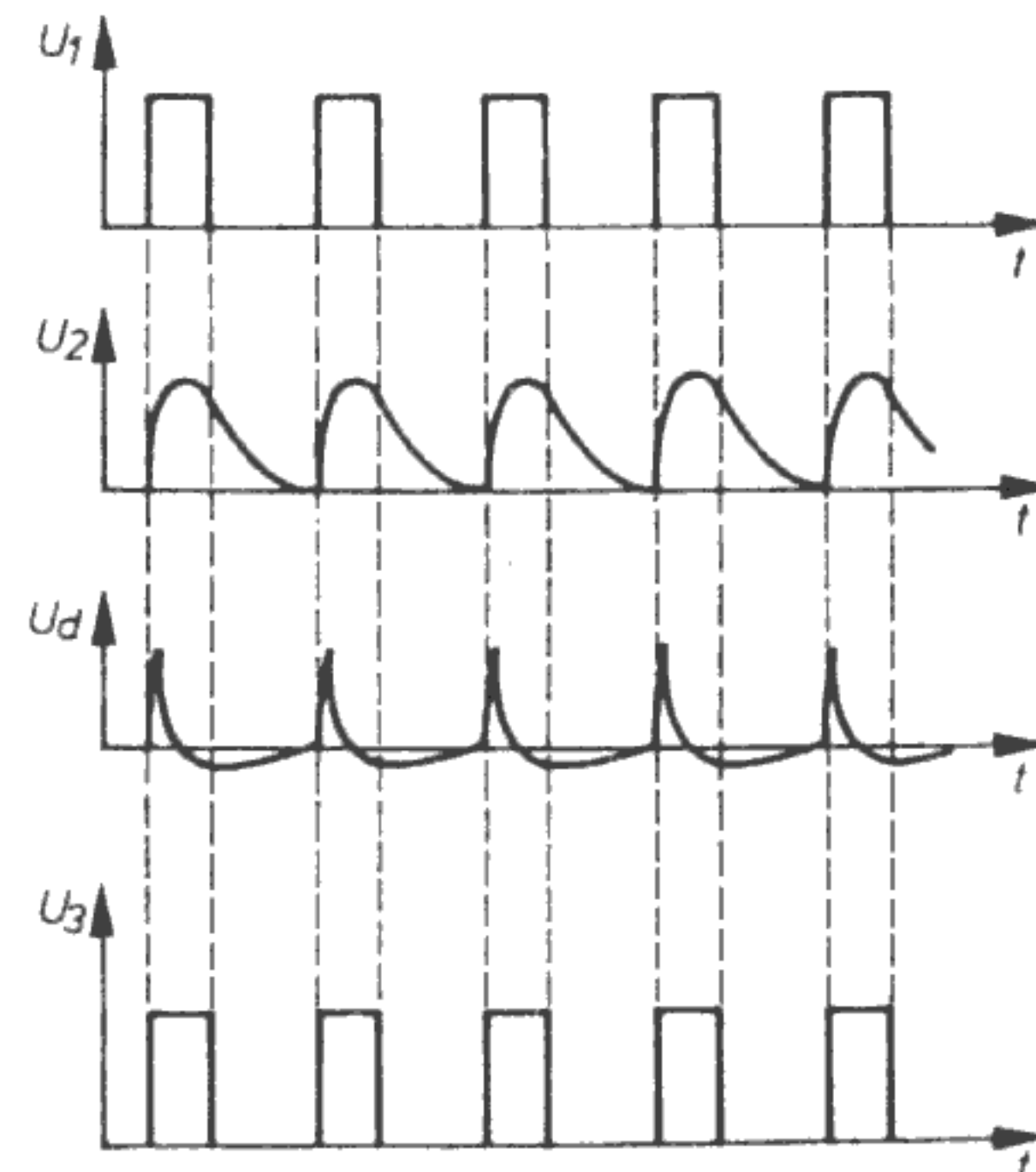
A $15 \mu\text{s}$ idő alatt a T_1 tranzisztor zárt állapotban van, kollektoráról (tehát az A_1 kimenetről) U_2 feszültség vehető le. Az A_2 kimenet feszültsége nem használható, az itt levehető impulzussorozat időtartama más.

Impulzusregeneráló áramkör

Négyszögimpulzusok hosszú kábeleken való átvitelekor gyakran impulzutorzulások keletkeznek. Az impulzus erősen deformálódva érkezik meg. Monostabil billenőfokozat segítségével az impulzus eredeti alakja visszanyerhető. Az impulzus időtartamát azonban ismerni kell. Ezzel egyidejűleg az impulzus amplitúdójának növelése is könnyen végrehajtható. Egy lehetséges impulzusregeneráló áramkört mutat a 19.15. ábra. Az $U_1 = f(t)$ impulzussorozat eredeti impulzusait a 19.16. ábra ábrázolja.



19.15. ábra. Impulzusregeneráló kapcsolás



19.16. ábra. Impulzusgenerálás

Az $U_2 = f(t)$ torzult impulzusokat a differenciálófokozat bemenetére adjuk. A differenciálófokozat kimenetén $U_d = f(t)$ impulzussorozat jelenik meg. A negatív feszültségű csúcsokat a dióda levágja. A monostabil billenő áramkör vezérlése pozitív impulzusok segítségével történik. Az A_1 kimeneten vehető le a regenerált és felerősített $U_3 = f(t)$ impulzussorozat. A regenerálás e módja esetén az impulzus időtartama könnyen megváltozhat. Utánigazítás céljából az R_{B1} ellenállást célszerűen egy állandó és egy változtatható ellenállás sorba kapcsolásával állítják elő.

19.3. Astabil billenő áramkör (multivibrátor)

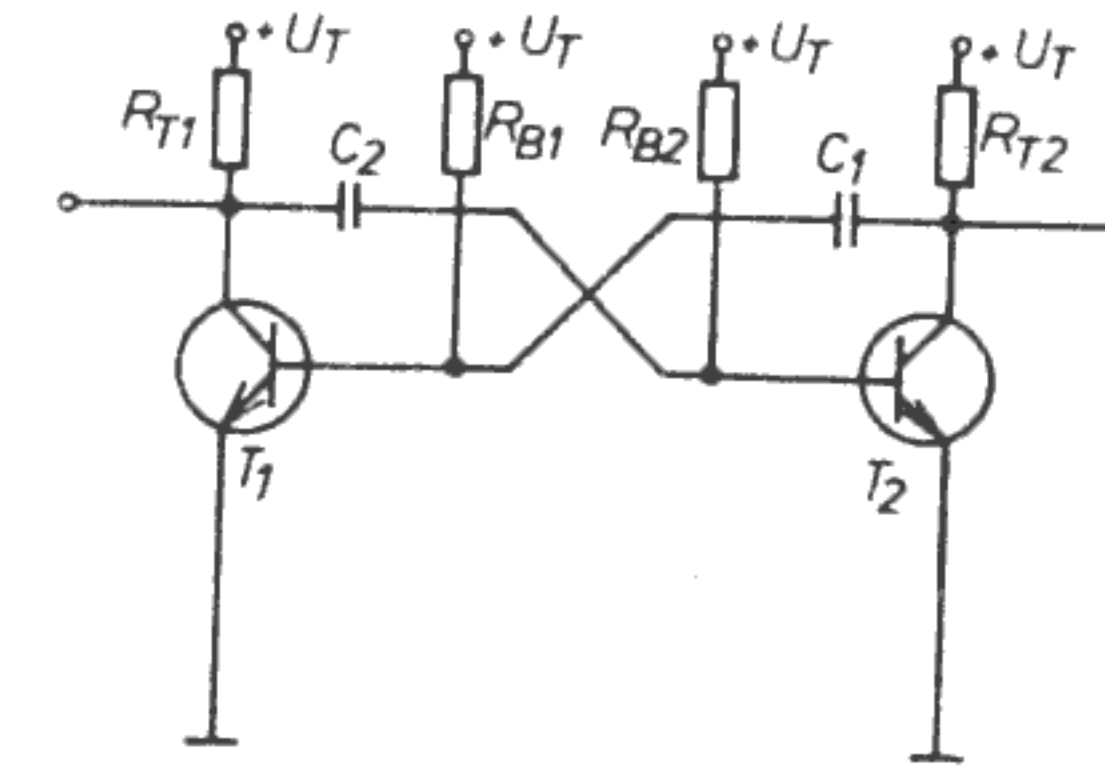
Az astabil billenő áramkör olyan billenőkapcsolás, amelynek egyetlen stabil állapota sincs. Egyik instabil állapotból a másikba billen át, majd újból vissza. Az átbillentéshez nincs szükség kívülről jövő vezérlőjelre. Az áramkört astabil multivibrátornak is nevezik.

19.3.1. Felépítés és működésmód

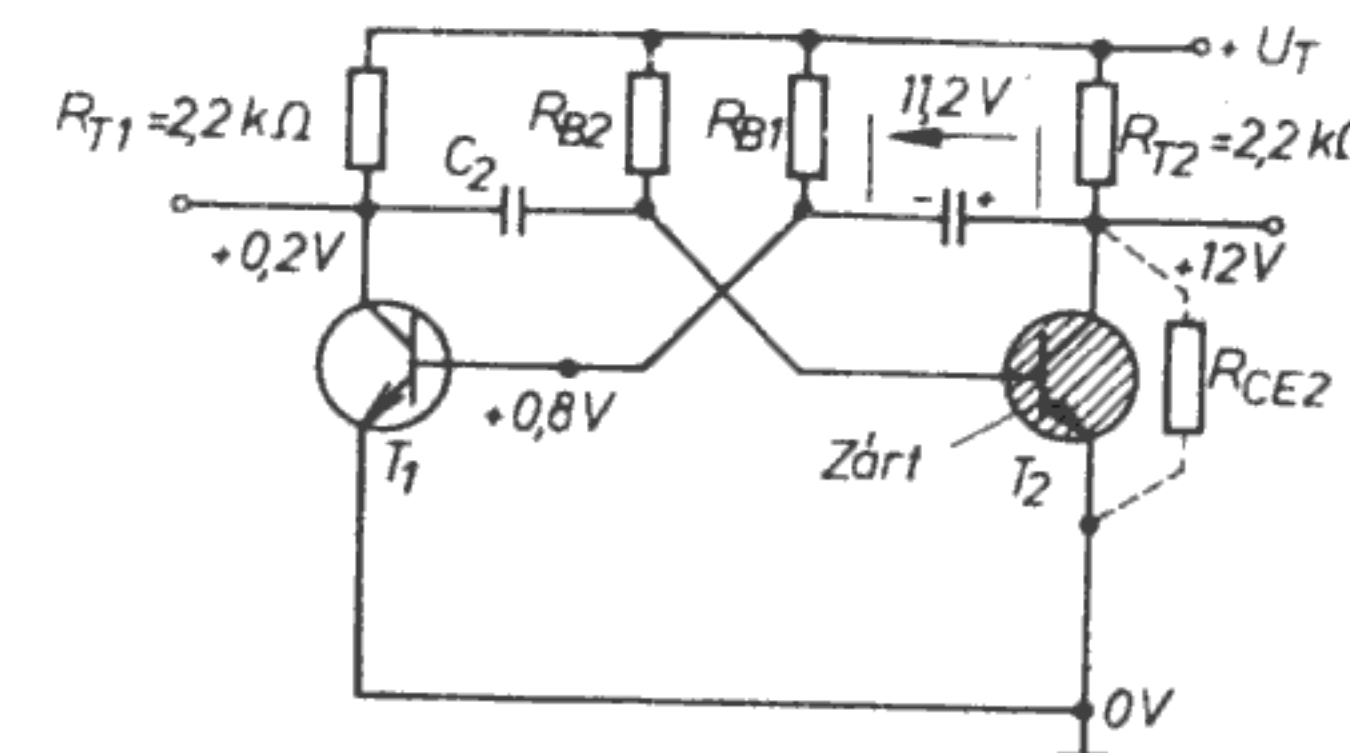
Az astabil multivibrátor két tranzisztoros kapcsolófokozatból áll, amelyek kondenzátoron keresztül vannak összekötve egymással (19.17. ábra). Az áramkör a következő két instabil állapotban lehet:

1. állapot: T_1 nyitott, T_2 zárt;
2. állapot: T_1 zárt, T_2 nyitott.

Tegyük fel, hogy az áramkör éppen az 1. állapotban van! A T_1 legyen nyitott, a T_2 tranzisztor zárt (19.18. ábra)!



19.17. ábra. Két tranzisztoros kapcsoló fokozatból kialakított astabil billenő áramkör

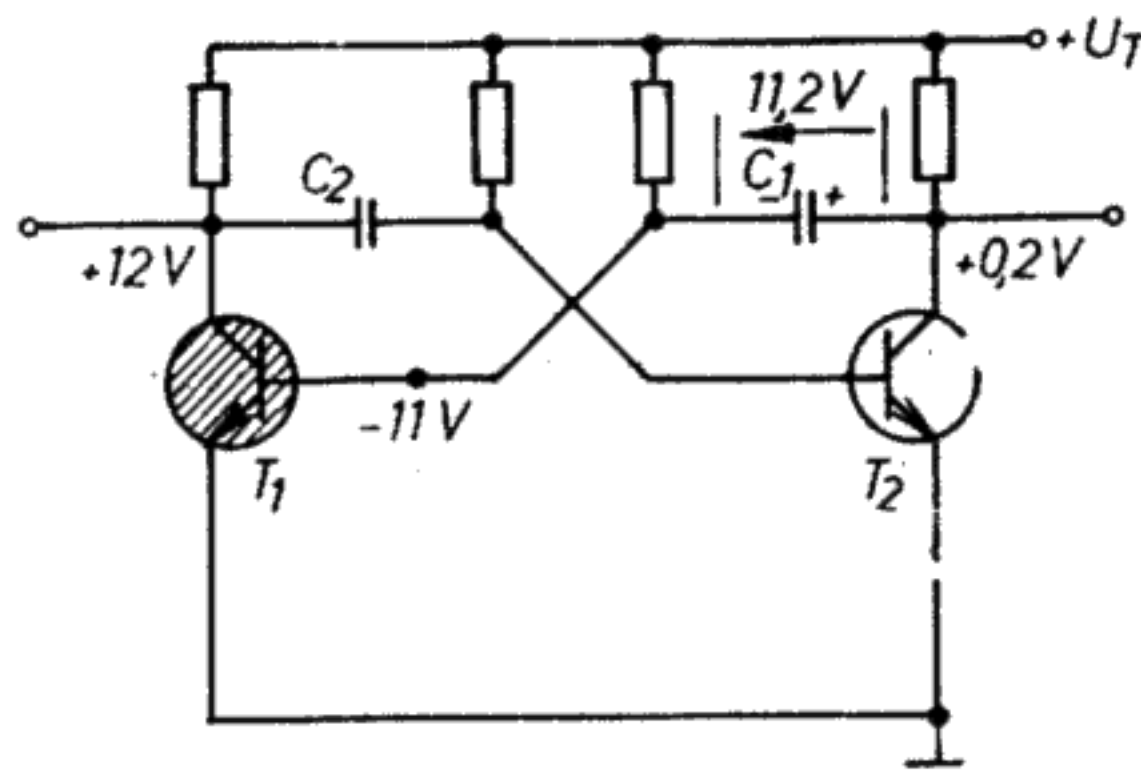


19.18. ábra. Astabil billenő áramkör, T_1 nyitott, T_2 zárt

A T_2 tranzisztor kollektor–emitter-szakasza nagy ellenállású (pl. $R_{CE2} = 100 \text{ M}\Omega$). Az R_{CE2} és R_{T2} sorba van bekötve. A 12 V-os tápfeszültség majdnem teljes egészében a R_{CE2} -re esik, a T_2 kollektorán +12 V van.

A T_1 kollektor–emitter-szakasza kis ellenállású. A tápfeszültség legnagyobb része az R_{T1} -re esik. A T_1 kollektor–emitter-szakaszának telítési feszültsége $U_{CE\text{ tel}} = 0,2 \text{ V}$. A C_1 kondenzátor a 19.18. ábra szerinti példában kb. 11,2 V-ra töltődik fel. Később tárgyalandó okból most a T_2 tranzisztor nyit: kollektorfeszültsége kb. 0,2 V-ra csökken.

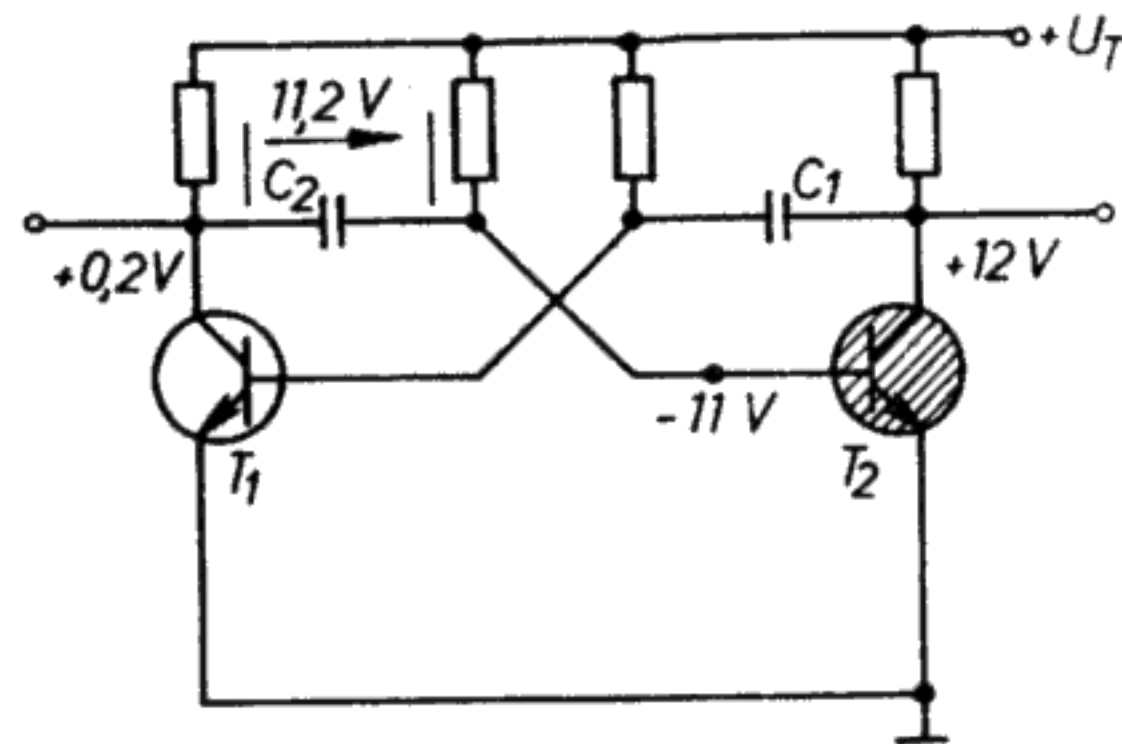
A C_1 kondenzátor feltöltött állapota az első pillanatban megmarad, a kondenzátor 11,2 V-os feszültségforrásként működik. Ha a C_1 pozitív sarka 0,2 V feszültségű, akkor negatív sarkán –11 V potenciál van (19.19. ábra). A T_2 nyitását követő első pillanatban –11 V-os U_{BE} feszültség van a T_1 tranzisztor bázisán, így T_1 -nek zárnia kell. Kollektor–emitter-feszültsége kb. 12 V-ra megy fel, a C_2 kondenzátor töltődik. Az áramkör most a 2. állapotban van: T_1 zárt, T_2 nyitott.



19.19. ábra. Astabil billenő áramkör röviddel T_2 nyitása után: (a vastag vonal C_1 kisütőáramának útját mutatja)

A „ T_1 zárt, T_2 nyitott” állapot addig marad meg, amíg C_1 kisül, és utána ismét feltöltődik a T_1 küszöbfeszültségének megfelelő értékre. A kisütő áramkört a 19.19. ábrán vastag vonallal jelöltük. A kisülést és a küszöbfeszültségre való feltöltődést követően T_1 ismét nyithat. A közbenső időben C_2 kb. 11,2 V-ra töltődik fel. Ha a T_1 kollektorfeszültsége 0,2 V-ra süllyed, akkor az első pillanatban a T_2 bázisán –11 V van, és így a T_2 tranzisztornak zárnia kell (19.20. ábra).

Az áramkör most újra az 1. állapotban van. Az 1. állapot addig marad meg, amíg C_2 kisül, majd újból feltöltődik a küszöbfeszültségre. Ezután T_2 újra nyithat, T_1 -nek zárnia kell, és az áramkör a 2. állapotot veszi fel.



19.20. ábra. Astabil billenő áramkör röviddel a T_1 nyitása után (a vastag vonal C_2 kisütőáramának útját mutatja)

Az astabil billenő áramkör tehát állandóan egyik állapotából a másikba billen át. Az egyes állapotokban való kitartás ideje megfelel annak az időnek, ami a C_1 és C_2 kondenzátor kisüléséhez, majd küszöbfeszültségre való újbóli feltöltéséhez szükséges. Az astabil billenő áramkör működése a 19.21. ábra alapján jól kivehető. Itt az U_{CE1} , U_{BE1} , U_{CE2} , U_{BE2} feszültségek idő függvényében való változását ábrázoltuk. Az 1. állapotban a T_1 nyitott ($U_{CE1} = 0,2 \text{ V}$), T_2 pedig zárt ($U_{CE2} = 12 \text{ V}$). C_2 kisül és kismértékben újratöltődik (U_{BE2} pozitív irányban változik).

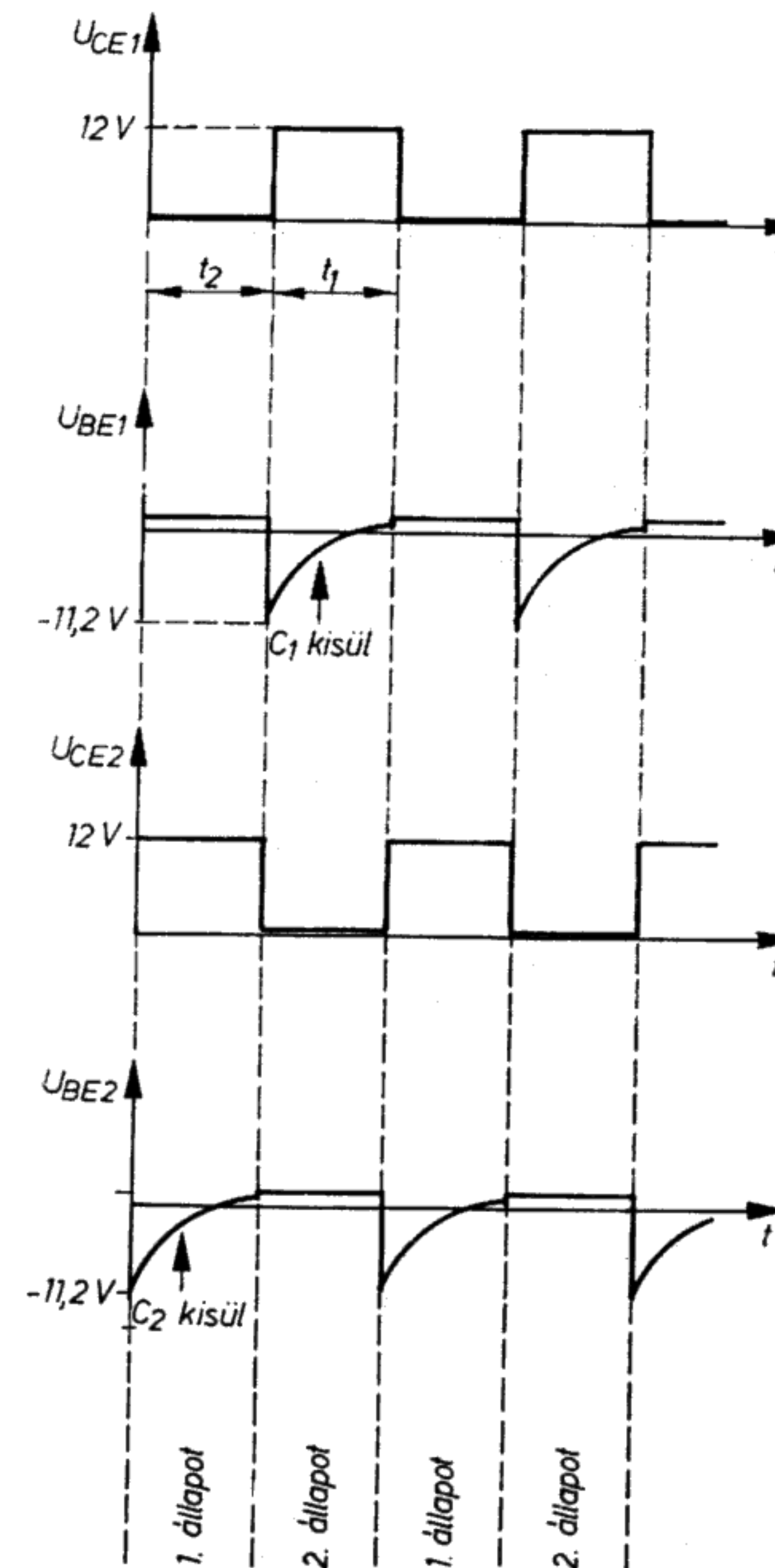
A 2. állapotban T_1 zárt ($U_{CE1} = 12 \text{ V}$), T_2 nyitott ($U_{CE2} = 0,2 \text{ V}$).

C_1 kisül majd kismértékben újra feltöltődik (U_{BE1} pozitív irányban változik).

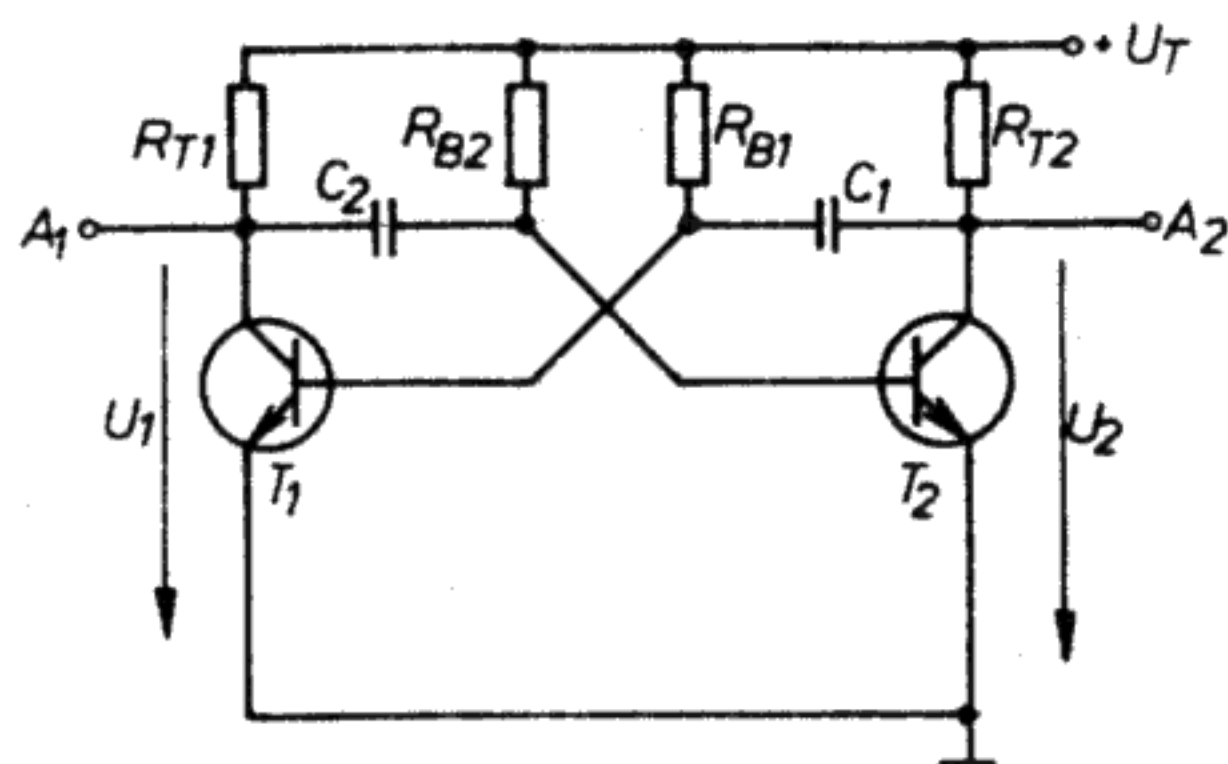
Az astabil billenő áramkör mindkét tranzisztorának kollektorán közelítőleg azonos négyzetfeszültség jelenik meg. A kollektorcsatlakozások A_1 és A_2 kimenetként működnek (19.22. ábra).

A két kimenetről két, egymással ellentétes fázishelyzetű négyzetfeszültség vehető le (19.23. ábra).

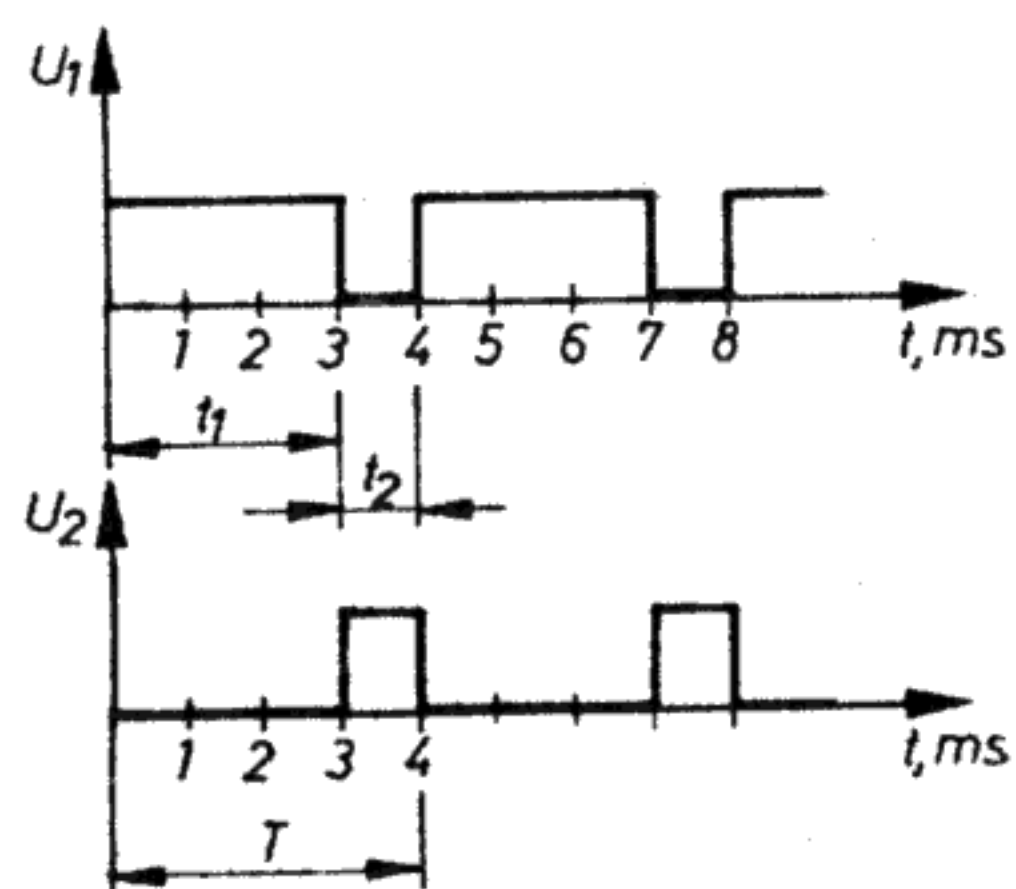
Az astabil billenő áramkör négyzetfeszültség-generátorként működik.



19.21. ábra. Az astabil billenő áramkör feszültségeinek időbeli változása



19.22. ábra. Astabil billenő áramkör



19.23. ábra. Az astabil billenő áramkör kimeneti feszültségei

Az előállított négyzögfeszültségek nagyon különbözőek lehetnek. Nézzük meg elsőként az U_1 feszültség időbeli lefolyását a 19.23. ábrán!

A t_1 az az idő, ami alatt a T_1 tranzisztor zárt.

Az U_1 feszültség számára ez az impulzusidő.

A t_2 az az idő, ami alatt a T_2 tranzisztor zárt.

Az U_1 -re nézve a t_2 a szünet, mert a t_2 idő alatt az U_1 közelítőleg nulla.

A t_1 és t_2 időket a következő képletekkel számítjuk:

$$t_1 = 0,69 R_{B1} C_1;$$

$$t_2 = 0,69 R_{B2} C_2.$$

Az alaphérfvenciára a következő összefüggés érvényes:

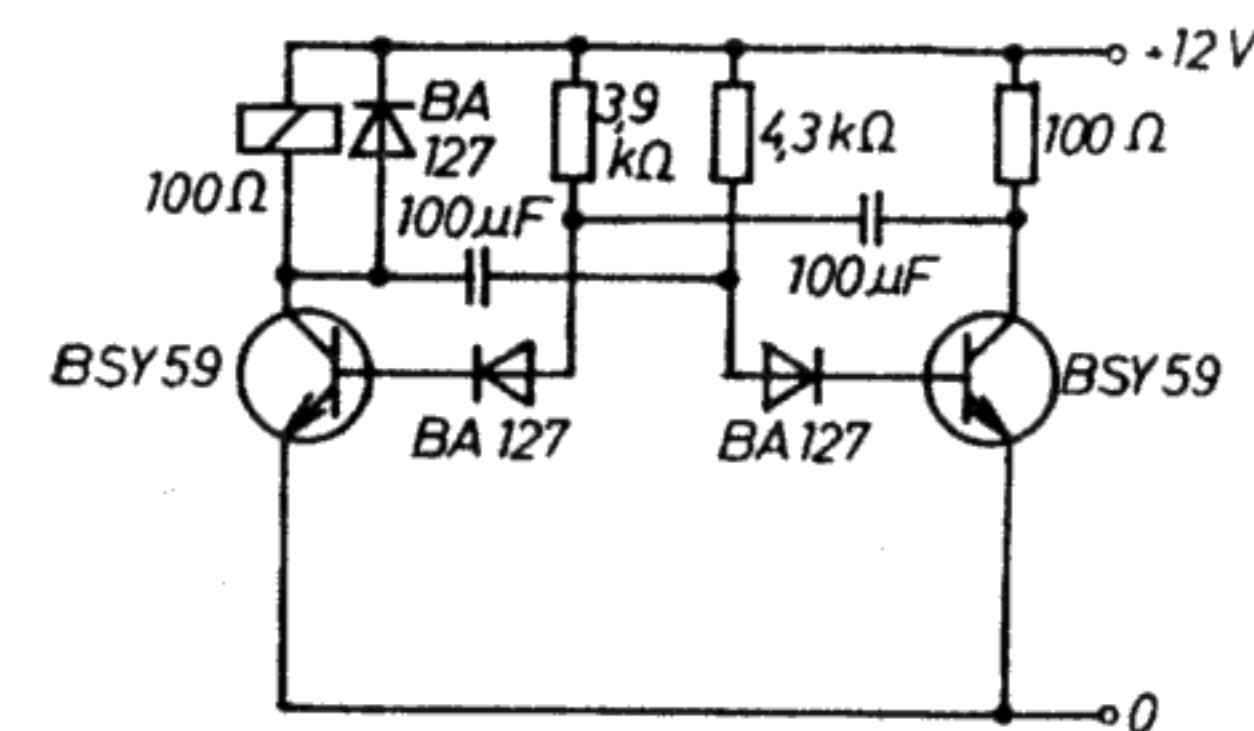
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2}.$$

19.3.2. Alkalmazási példák

Az astabil billenőfokozatokat főleg négyzöggenerátorként és impulzusadóként alkalmazzák. Használják ezenkívül ütemadóként, elektronikus villogóáramkörökben vagy periodikus kapcsolóként.

Impulzusadó

A 19.24. ábra egy gépjármű-irányjelző impulzusadójának kapcsolását mutatja. A periódusidő kb. 1,2 s, az impulzus – szünet-arány 1:1. A bázishoz kapcsolt diódáknak a



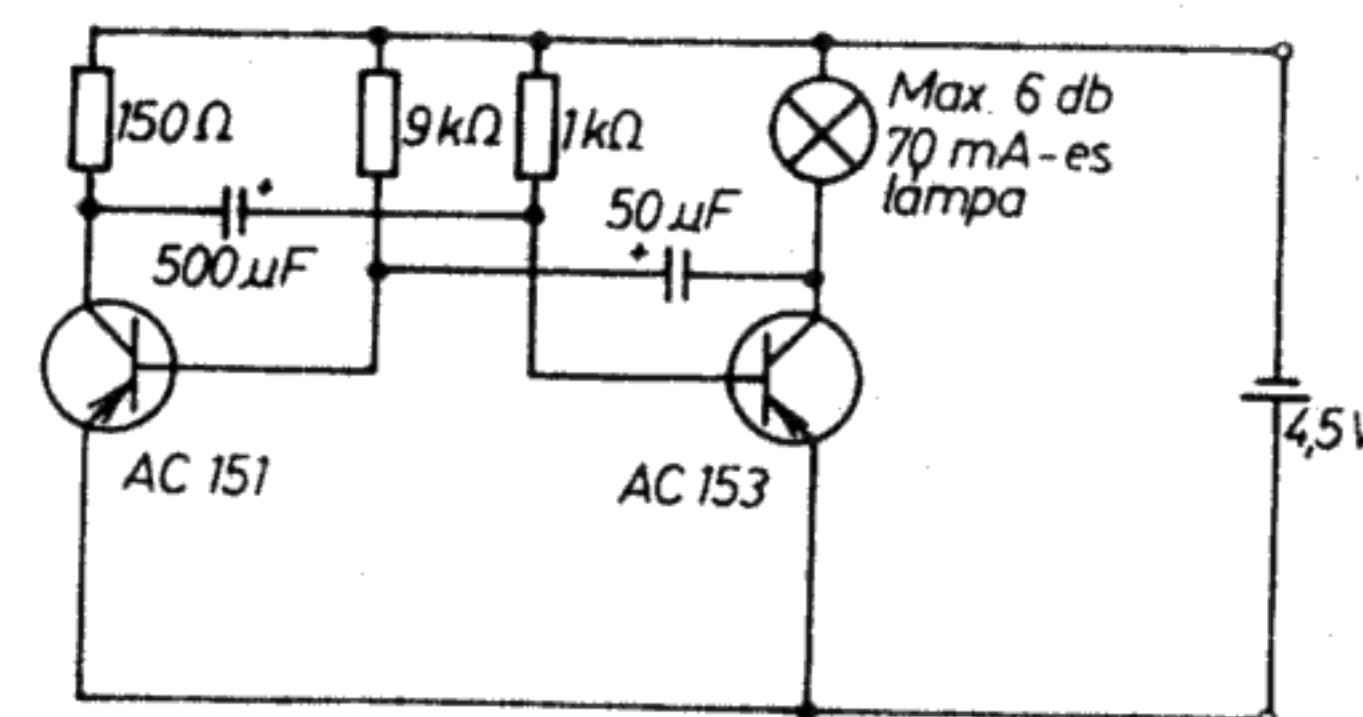
19.24. ábra. A 12 V-os villogó impulzusadója (Siemens)

bázis – emitter-szakasz letörését kell meggátolniuk. A relével párhuzamosan kötött dióda ún. szabadon futó dióda, amely a relé kikapcsolási túlfeszültségét vágja le. Az áramkör kb. 5 V tápfeszültségig működik.

Egyszerű villogóáramkör

A 19.25. ábra gyorsan megvalósítható villogóáramkör látható. Feszültségforrása 4,5 V-os zseblámpaelem, a villogás frekvenciája kb. 1,5 Hz.

Az áramkör sötétben figyelemzhető villogóként használható kerékpárosok és gyalogosok részére.



19.25. ábra. Egyszerű villogóáramkör (Siemens)

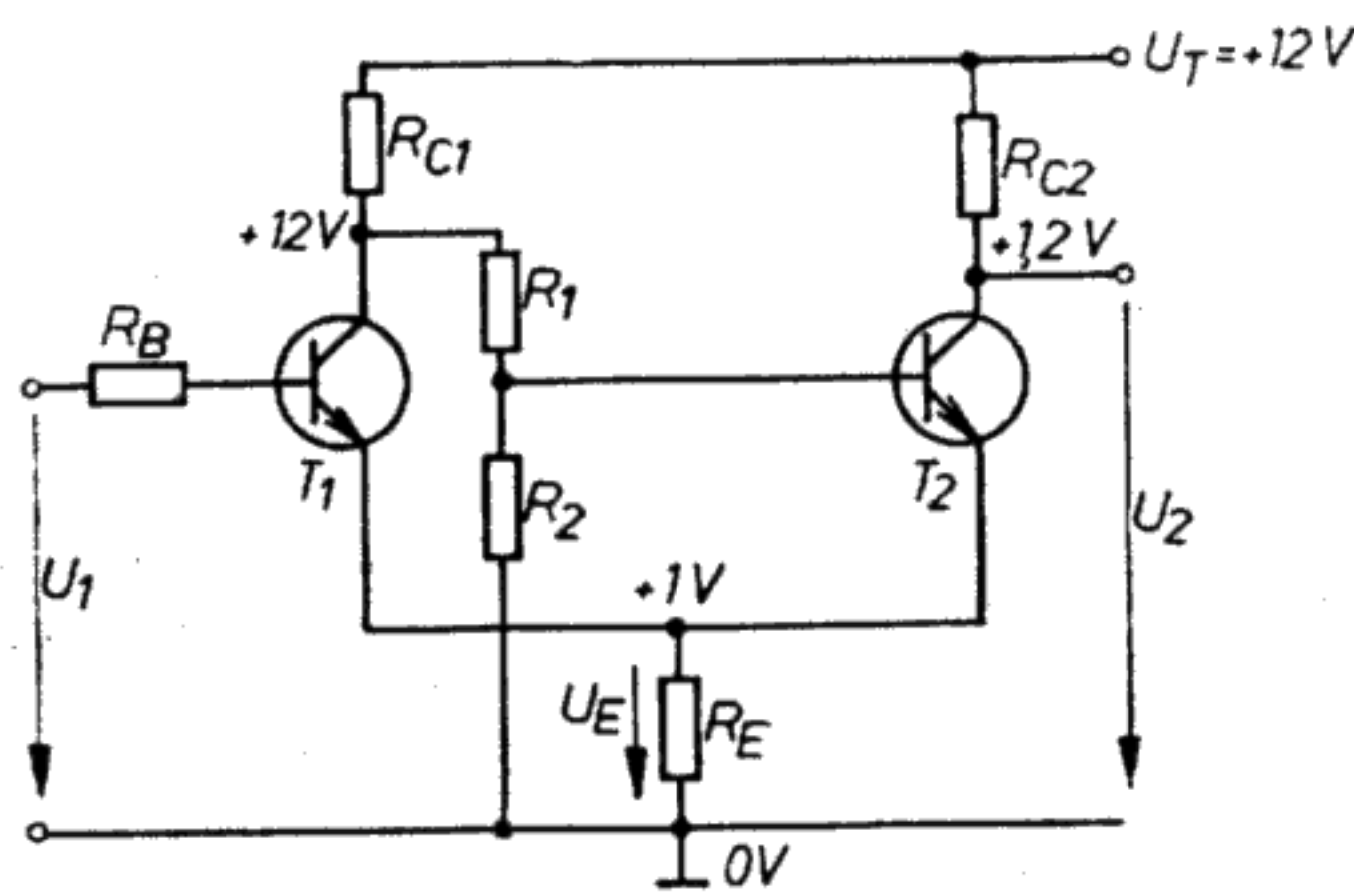
19.4. Schmitt-trigger

19.4.1. Felépítés és működésmód

A Schmitt-trigger áramkör két tranzisztoros kapcsolófokozatból áll, amelyek a 19.26. ábra szerint vannak összekapcsolva. Különböző kapcsolási változatok ismertek, működési elvük azonban azonos. A bemeneten először $U_1 = 0$ V feszültséget tételezünk fel. A tápfeszültség bekapcsolása után a T_1 tranzisztor zár: U_1 feszültség (bázis – emitter-feszültség) nélkül nincs kivezérlés.

A T_1 kollektor – emitter-szakasza nagy ellenállású, a kollektoron a tápfeszültséghez (pl. +12 V) közeli feszültség van. Mindamelllett feltételezzük, hogy a kollektorra kapcsolt feszültségosztó, amely R_1 -ből és R_2 -ből áll, nagy ellenállású és csak kis áram folyik át rajta.

A feszültségosztót úgy kell méretezni, hogy a T_2 tranzisztor elegendően nagy bázis – emitter-feszültséget kapjon és telítési állapotig nyitni tudjon. A nyitott T_2 tranzisztor emitterárama az R_E emitter-ellenálláson keresztül folyik, és kb. 1 V feszültségesést hoz létre.



19.26. ábra. A Schmitt-trigger alapkapszolása (a feszültségek nyugalmi állapotra vonatkoznak)

A T_1 tranzisztor bázisa ezzel negatív előfeszítést ($U_{BE1} = -1 \text{ V}$) kap, a T_2 kollektorán kb. $1,2 \text{ V}$ van $U_{CE\text{ tel}} = 0,2 \text{ V}$ telítési feszültség esetén.

Az áramkör most az 1. stabil állapotában van, amelyet nyugalmi állapotnak is nevezünk.

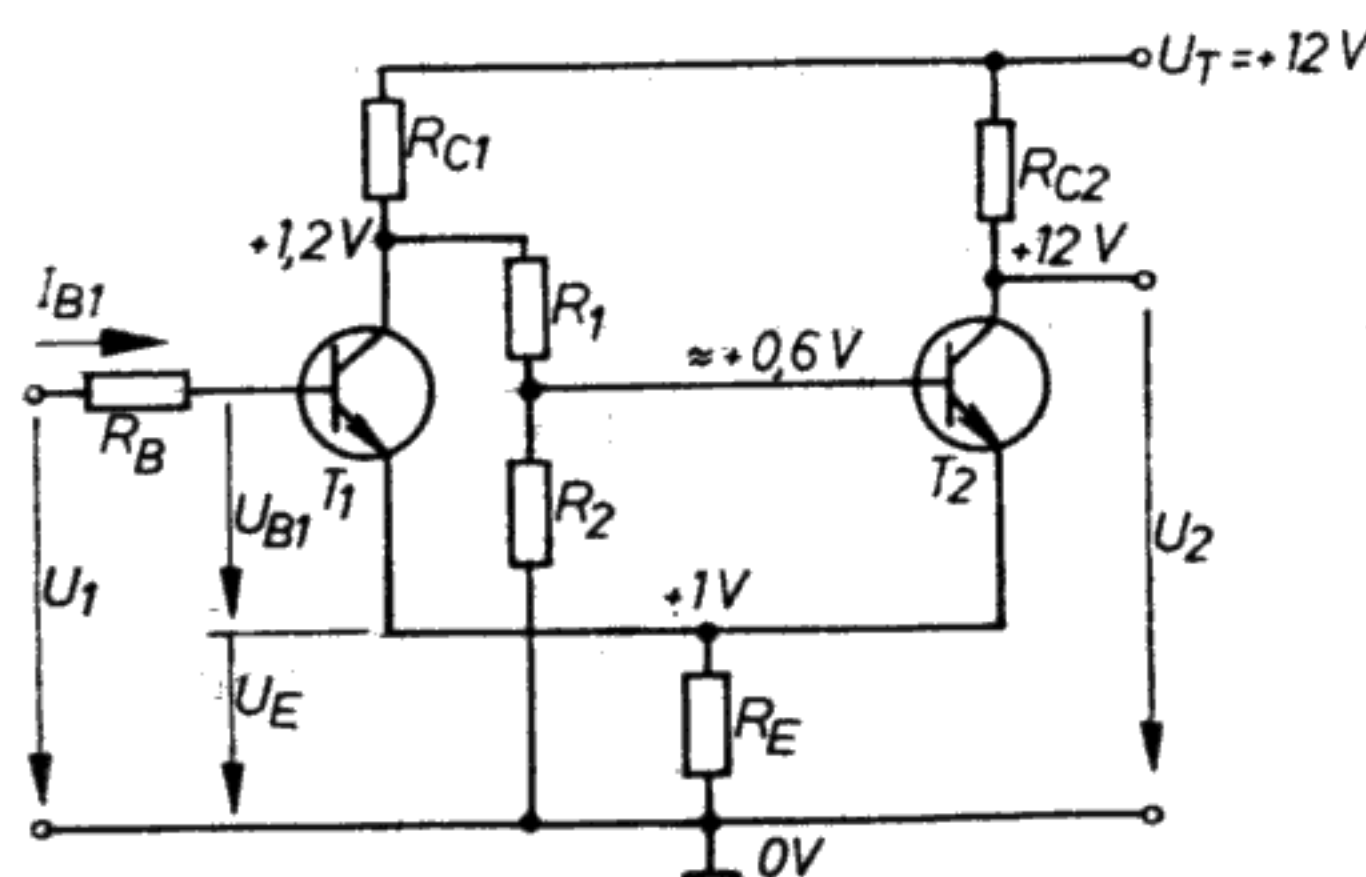
Nyugalmi állapot: a T_1 tranzisztor zárt, a T_2 nyitott. A bemenetre most U_2 feszültséget kapcsolunk, amely 0-tól kezdve pozitív irányban nő. Ha ez a feszültség elérte az U_E és a T_1 küszöbfeszültség összegének értékét ($\approx 1,6 \text{ V}$), T_1 nyitni kezd és kollektorfeszültsége csökken. Ezzel a T_2 tranzisztor U_{BE2} bázisfeszültsége is lecsökken, és az I_{B2} bázisáram visszaesik. Eleinte ez semmi változást sem okoz, mivel a T_2 tranzisztor túl van vezérelve.

Az U_{BE2} lecsökkenését még az is elősegíti, hogy a T_1 tranzisztor járulékos emitterárama miatt U_E nő. I_{B2} további csökkenése I_{C2} erős csökkenéshez vezet. Az U_E feszültség leesik és ezzel T_1 további kivezérlését segíti. U_E csökkenése változatlan U_1 feszültség mellett az U_{BE1} növekedését jelenti. A billenés ezen pozitív visszacsatolás miatt nagyon gyorsan bekövetkezik.

A T_1 tranzisztor a telítési állapotban nyit, a T_2 zár (19.27. ábra). Az áramkör most a 2. stabil állapotban, az ún. átbillentett vagy munkaállapotban van.

Munkaállapot: a T_1 tranzisztor nyitva, a T_2 tranzisztor zárva.

A Schmitt-trigger meghatározott bemeneti feszültségérték elérésekor a nyugalmi állapotból a munkaállapotba billen át.



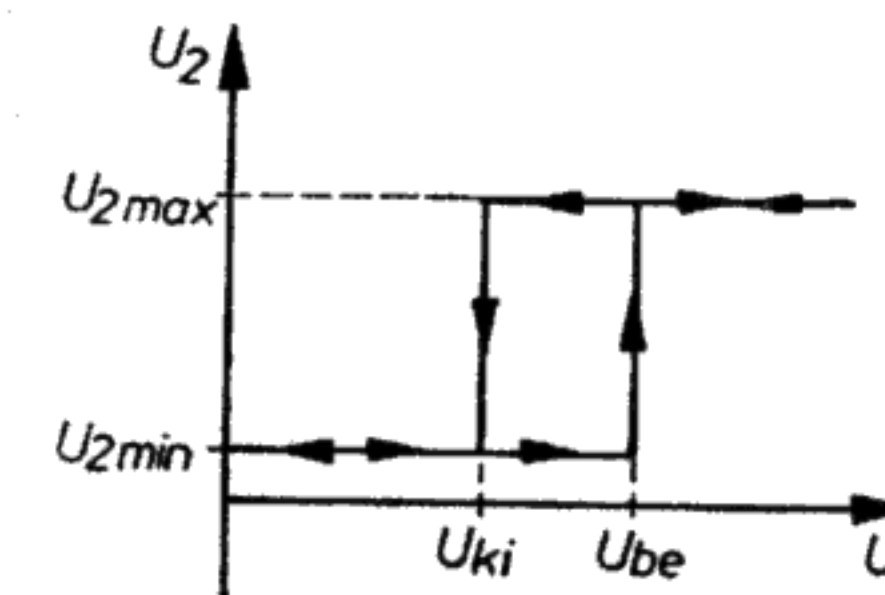
19.27. ábra. A Schmitt-trigger kapcsolása (a feszültségek munkaállapotra vonatkoznak)

Ha az U_1 bemeneti feszültség a maximális pozitív értékéről a nulla irányában tér vissza, eleinte semmi sem történik. Az áramkör az I_{B1} bázisáram csökkenése ellenére még akkor is a munkaállapotban marad, ha az U_1 feszültség értékét, amely az átbillenést kiváltotta ($\approx 1,6 \text{ V}$), kissé túllépjük. Az I_{C1} kollektoráram T_1 túlvezérlése miatt azonnal reagál, amikor a telítéshez szükséges bázisáramot elérjük. Ha az I_{C1} ezután is csökken, akkor ez az U_E feszültség csökkenését jelenti, és ezzel az U_{BE1} növekszik. Csak az U_{BE1} további csökkenésekor kerül T_1 zárt állapotba. T_1 kollektorfeszültsége nő, ezáltal lehetővé válik T_2 nyitása. Az átbillenés folyamatát a már említett pozitív visszacsatolás gyorsítja, és az áramkör visszabillen nyugalmi állapotába.

Ha a munkaállapotban levő Schmitt-trigger bemeneti feszültsége adott érték alá süllyed, akkor a trigger visszabillen nyugalmi állapotába.

A nyugalmi állapotba való átbillenés alacsonyabb bemeneti feszültség szinten megy végbe, mint a munkaállapotba való átváltás: ún. kapcsolási hiszterézis alakul ki.

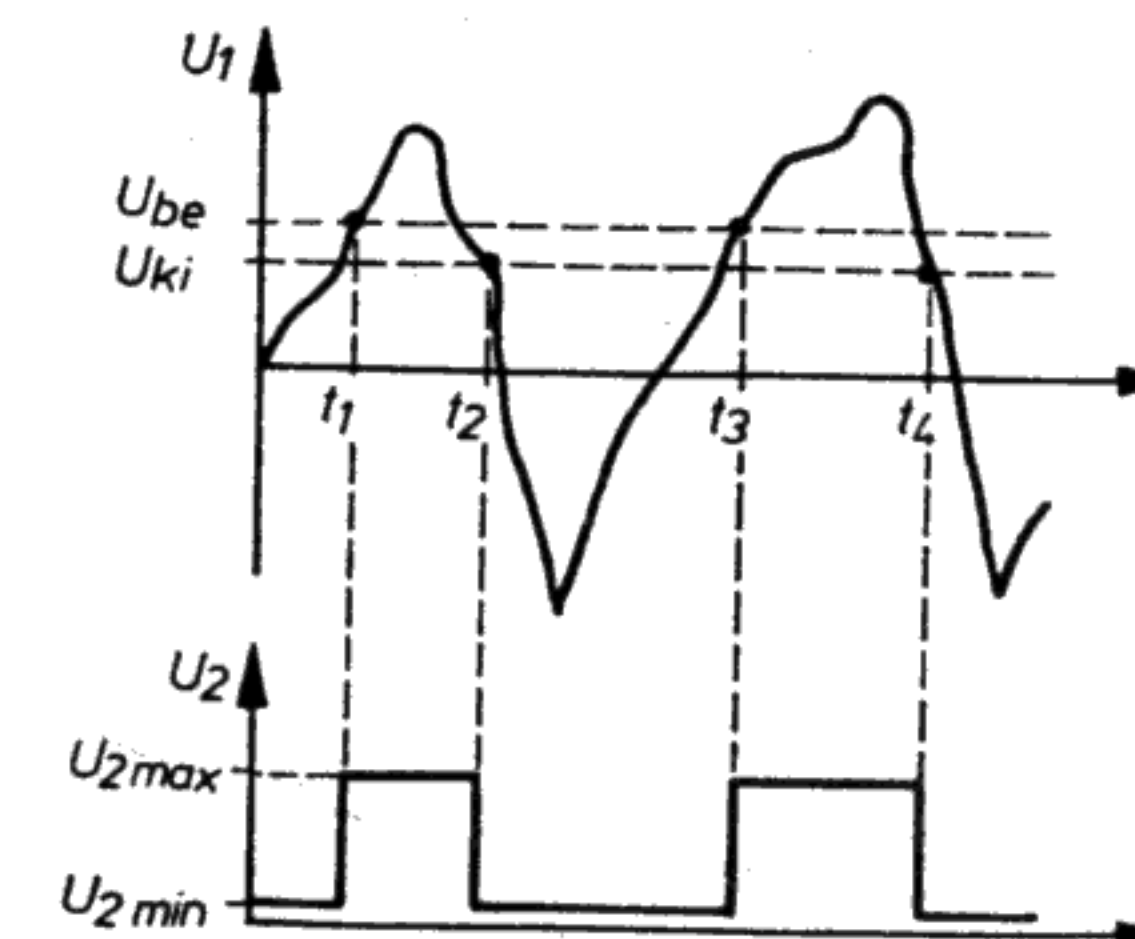
Azt a feszültséget, amelyen a Schmitt-trigger a munkaállapotba billen át, U_{be} -nek nevezzük. Azt a feszültséget, amelyen a visszacsatolás bekövetkezik, U_{ki} -nek nevezzük. A 19.28. ábra az U_2 kimeneti feszültség U_1 bemeneti feszültségtől való függését mutatja, és érthetővé teszi a kapcsolási hiszterézis fogalmát.



19.28. ábra. Kapcsolási hiszterézis

19.4.2. Alkalmazási példa

A Schmitt-trigger különleges tulajdonságait széleskörűen használják az elektronikában. Mindig ott építik be, ahol a kapcsolat folyamatának adott feszültségértéktől kell függenie. A Schmitt-trigger igen jó küszöbérték-kapcsoló. A küszöbérték, amelyenél az átkapcsolás bekövetkezik, széles határok között változtatható. Schmitt-trigger segítségével tetszőleges alakú jelből négyszögfeszültséget kaphatunk (19.29. ábra). Szinuszos rezgésből pl. igen könnyen előállíthatunk azonos periódusidejű



19.29. ábra. Adott bemeneti feszültséghez tartozó kimeneti feszültség

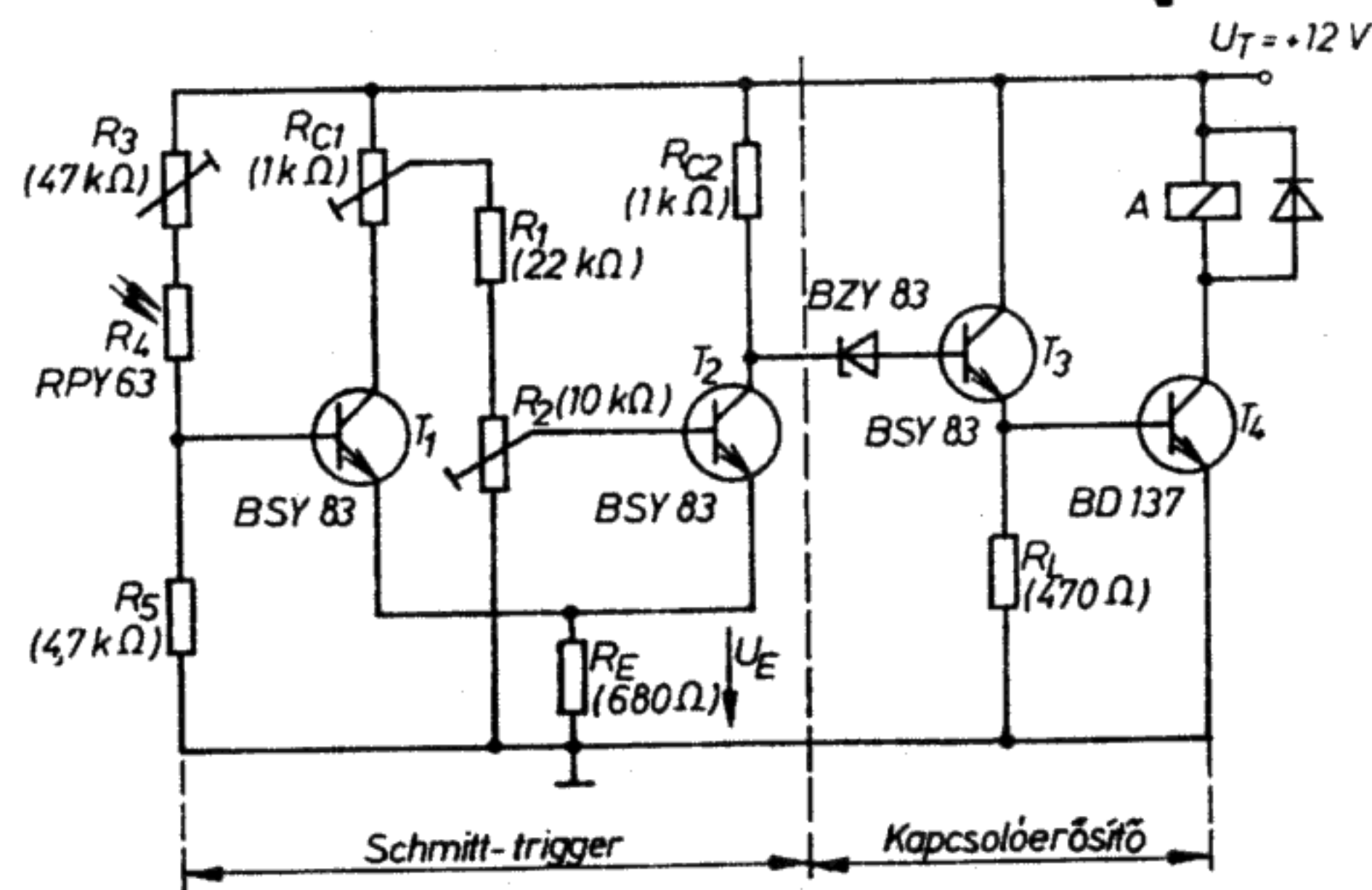
négyszögrezgést. A bekapcsolási feszültségcsúcsok változtatásával az impulzus jel-szünet-aránya változtatható. Az olyan négyszögfeszültségeket, amelyeknek az oldaléle nem elegendően meredek, vagy pedig a teteje ferde, Schmitt-triggerrel kitűnően lehet regenerálni.

A Schmitt-trigger kimenetén megjelenő, már megfelelő oldalmeredekségű impulzus alakja különleges áramkörökkel tovább javítható.

Küszöbérték-kapcsoló

A 19.30. ábra egy fényerősségfüggő küszöbérték-kapcsolót szemléltet. Adott erősségű megvilágítás esetén létrejön a kapcsolási folyamat, az A relé behúz.

Az áramkör Schmitt-triggerből és kapcsolóerősítőből áll. Kis megvilágítási erősség esetén az R_4 fotoellenállás nagyon nagy ellenállású, T_1 nem tud nyitni. A fényerősség növekedtével R_4 egyre kisebb ellenállású lesz. A megvilágítás adott küszöbértékénél T_1 nyit, a Schmitt-trigger munkaállapotba vált át. T_2 kollektorán most nagyobb feszültség (közel tápfeszültség) van és a Z-dióda áteresztővé válik. Ennek hatására a T_3 tranzisztor kis ellenállású állapotba vált (nyit), az R_L -re eső feszültség nő és nyitja T_4 -et. A relé behúz.



19.30. ábra. Fényerősségfüggő küszöbérték-kapcsoló

Az R_3 változtatható ellenállással a Schmitt-trigger megszólalási küszöbértéke állítható be, és ezzel az R_4 ellenállás szóródása egyenlíthető ki. Az R_2 változtatható ellenállás a Schmitt-trigger beállítására szolgál. R_2 -t addig kell változtatni, amíg a Schmitt-trigger nyugalmi állapotában a T_2 kollektor-emitter telítési feszültsége lehetőleg kicsi nem lesz. Az R_C változtatható ellenállással a Schmitt-trigger érzékenysége állítható be.

A BZY 83 típusú Z-dióda a T_3 tranzisztor vezérlését gátolja meg a Schmitt-trigger nyugalmi állapotában.

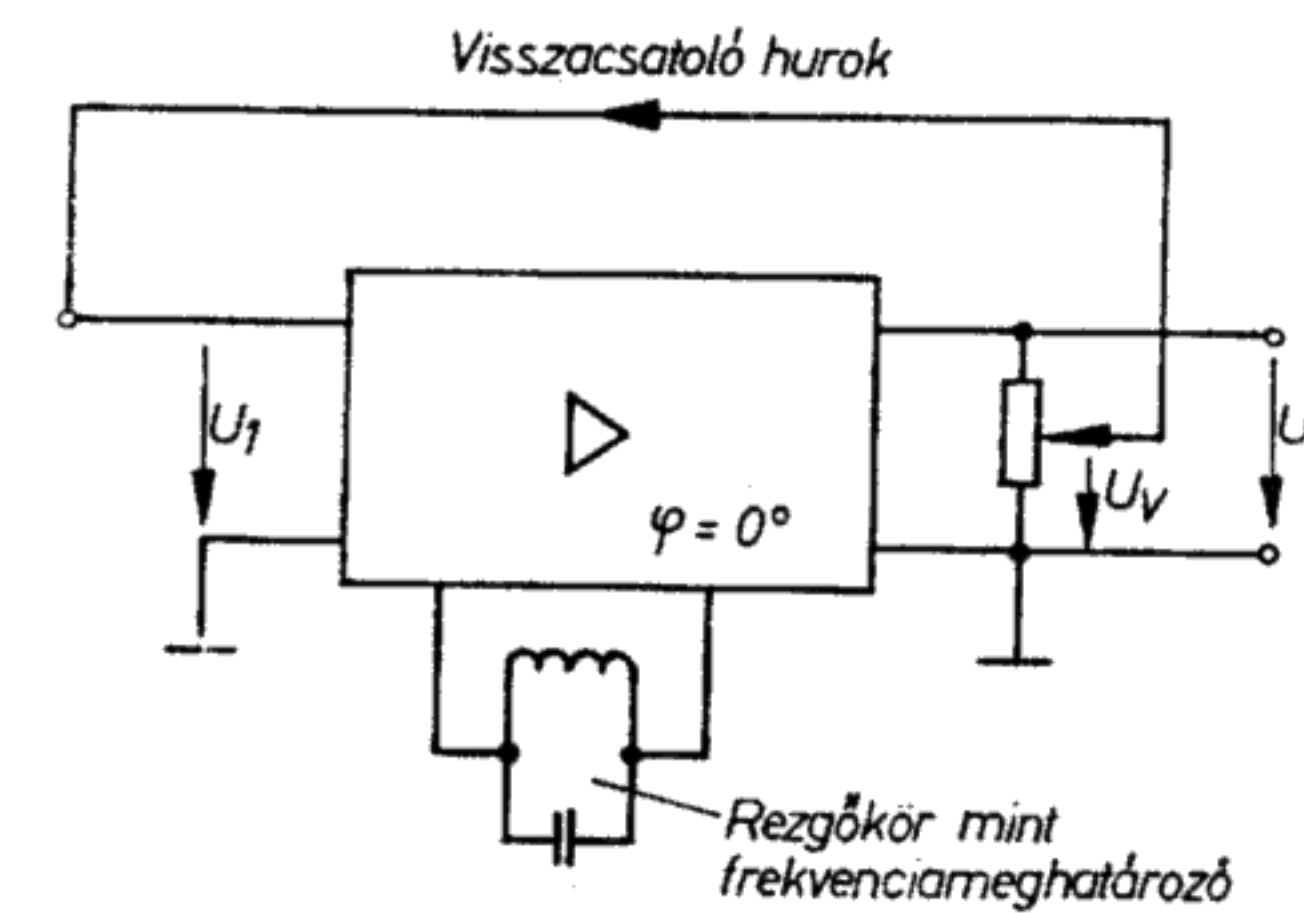
20. Oszcillátor-áramkörök

20.1. Az oszcillátor működési elve

Az oszcillátor szinuszos rezgések előállítására szolgáló áramkör, és mindig egy erősítő áramkörből, egy visszacsatolásból és egy frekvenciafüggő tagból áll. Az oszcillátorok elvi kapcsolását a 20.1. ábra mutatja.

Az erősítő visszacsatolással működik, azaz az U_2 kimeneti feszültség egy része fázishelyesen a bemenetére kerül vissza. Fázishelyességen azt értjük, hogy az U_1 bemeneti és az U_2 kimeneti feszültség között nincs fáziseltolódás ($\varphi = 0$).

A tápfeszültség bekapcsolása után az áramkör rezgésbe jön, ha az ún. berezgési feltétel teljesül. A berezgés létrehozásához a kimeneten mindig keletkező zaj egy részét a bemenetre vezetjük vissza. Csak a kívánt frekvenciájú zajkomponenst erősítjük fel. Az így kapott kimeneti feszültség egy részét újból visszaadjuk a bemenetre és így tovább.



20.1. ábra. Az oszcillátorok alapkapcsolása

A visszacsatolás nagyságát a k visszacsatolási tényező határozza meg.

$$k = \frac{U_u}{U_2},$$

ahol U_u a visszacsatolt feszültség és U_2 a kimeneti feszültség.

A k visszacsatolási tényező a kimeneti feszültségnek azt a hányadát adja meg, amelyet a bemenetre visszavezetünk.

A berezgési feltétel:

$$kA_u \geq 1,$$

ahol k a visszacsatolási tényező és A_u a feszültségerősítés.

Frekvenciameghatározó elemként LC -köröket (rezgőköröket), RC -köröket vagy kvarcot használnak. Sokféle oszcillátorkapcsolás lehetséges. A következőkben a négy legfontosabbat ismertetjük.

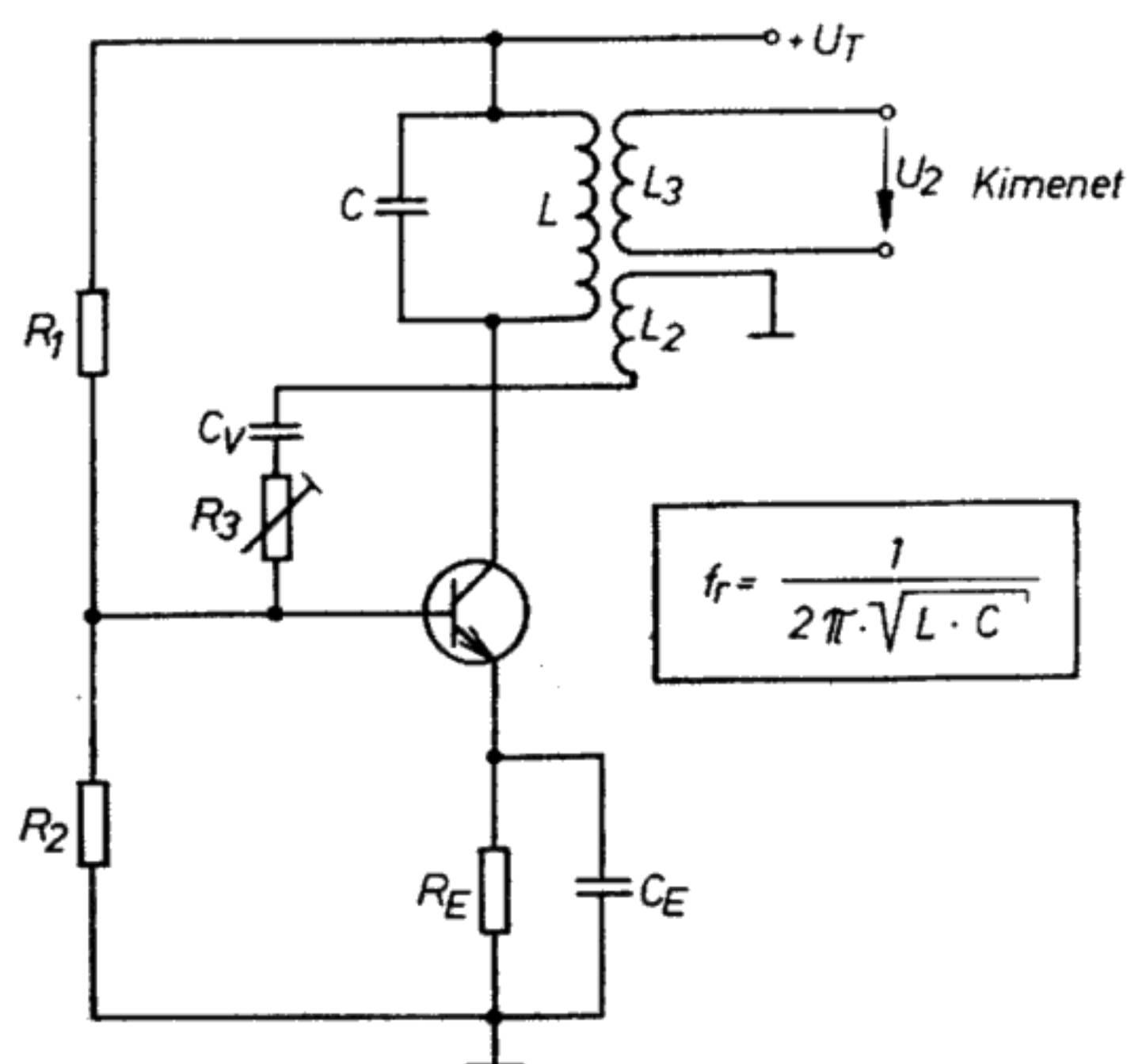
20.2. Meissner-oszcillátor

A Meissner-oszcillátor induktív visszacsatolással működik. Eredetileg csöves erősítővel fejlesztették ki, de ma már tranzistoros, emitterkapcsolású erősítőfokozatot alkalmaznak (20.2. ábra). Terhelő-ellenállásként párhuzamosan kapcsolt tekercsből (L) és kondenzátorból (C) álló párhuzamos rezgőkör szolgál. Az erősítőfokozat csak azt a frekvenciát (f_r) erősíti, amelyen a rezgőkör rezonanciában van. Érvényes a következő egyenlet:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A kimeneti feszültség egy kis részét az L_2 tekercsel lekapcsolják, és ez szolgál visszacsatoló feszültséggént.

A visszacsatolás a soros $C_V R_3$ tagon keresztül jön létre. R_3 lehetővé teszi a visszacsatolási tényező megváltoztatását, a C_V kondenzátor pedig meggátolja a bázison lévő egyenfeszültség földpontra kapcsolódását. Az L_3 tekercsel az U_2 kimeneti feszültséget csatolják ki.



20.2. ábra. Meissner-oszcillátor

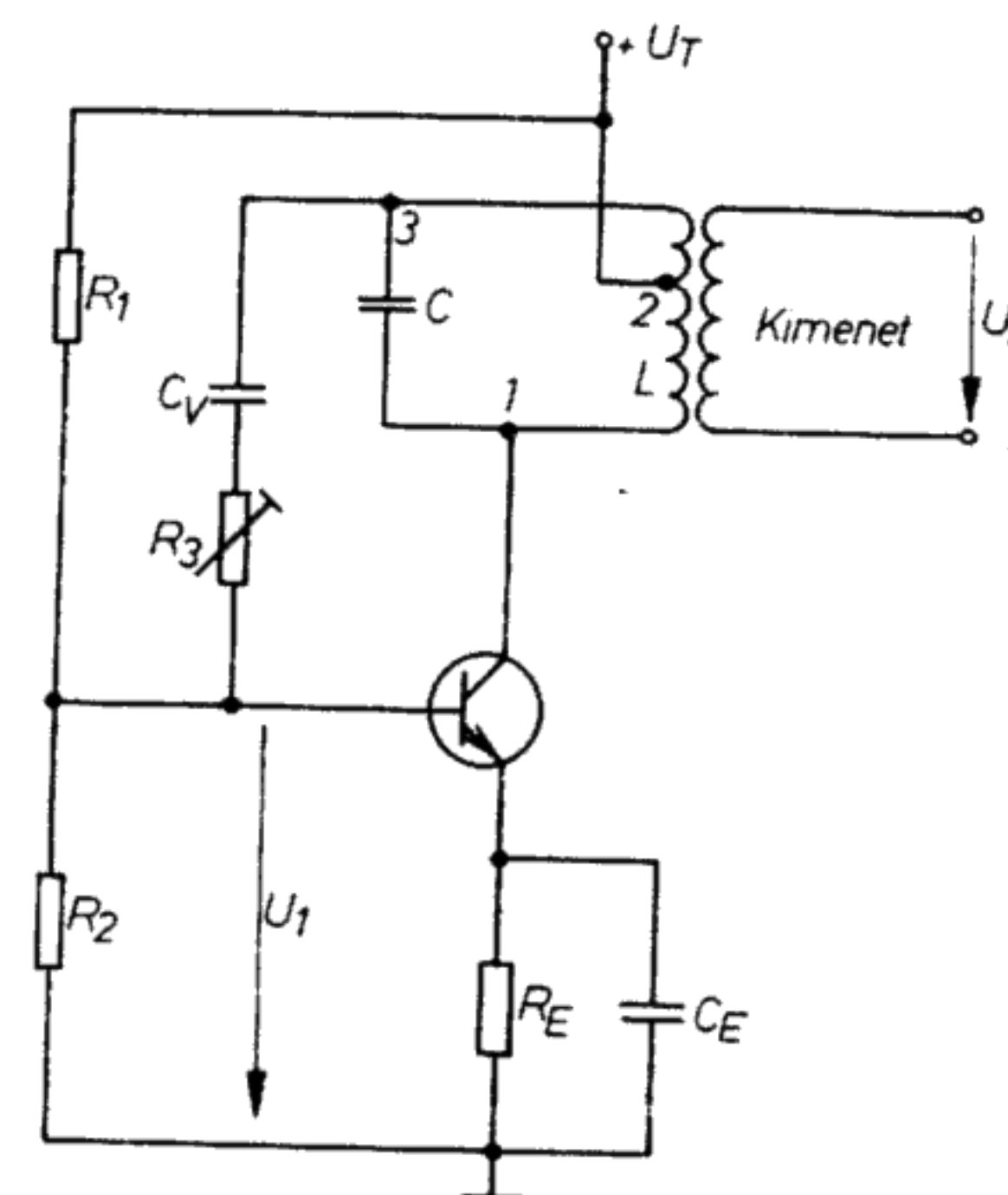
20.3. Hartley-oszcillátor (induktív hárompontos oszcillátor)

Erősítőfokozatként a Hartley-oszcillátorban is többnyire emitterkapcsolást alkalmaznak (20.3. ábra). A rezgőkörhöz a tekercs három ponton kapcsolódik. (Innen ered az induktív hárompontos oszcillátor elnevezés.)

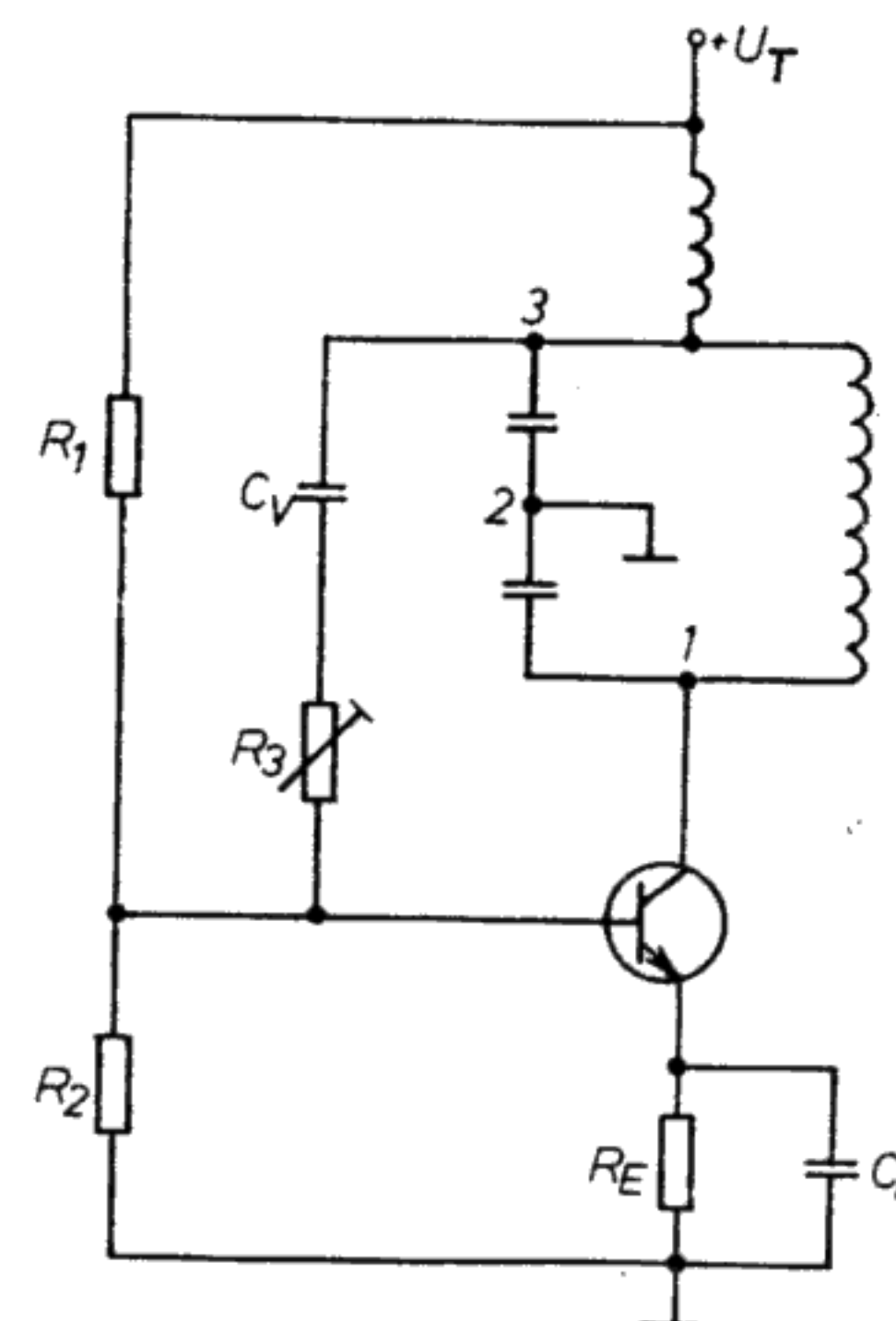
Az 1. és 2. pont közötti feszültség fázisa az U_1 bemeneti feszültséghez képest 180° -kal el van tolódva, mivel az emitterkapcsolás a fázist 180° -kal elfordítja. A 3. és 2. pont közötti feszültség fázisban van az U_1 -gyel és visszacsatoló feszültséggént alkalmazható.

20.4. Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompontos oszcillátor)

A Colpitts-oszcillátor nagyon hasonlít a Hartley-oszcillátorhoz, de itt nincs szükség a tekercsmegcsapolásra (20.4. ábra). A Colpitts-oszcillátor ennél fogva nagy sorozatban, olcsón állítható elő.



20.3. ábra. Hartley-oszcillátor (induktív hárompontos oszcillátor)



20.4. ábra. Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompontos oszcillátor)

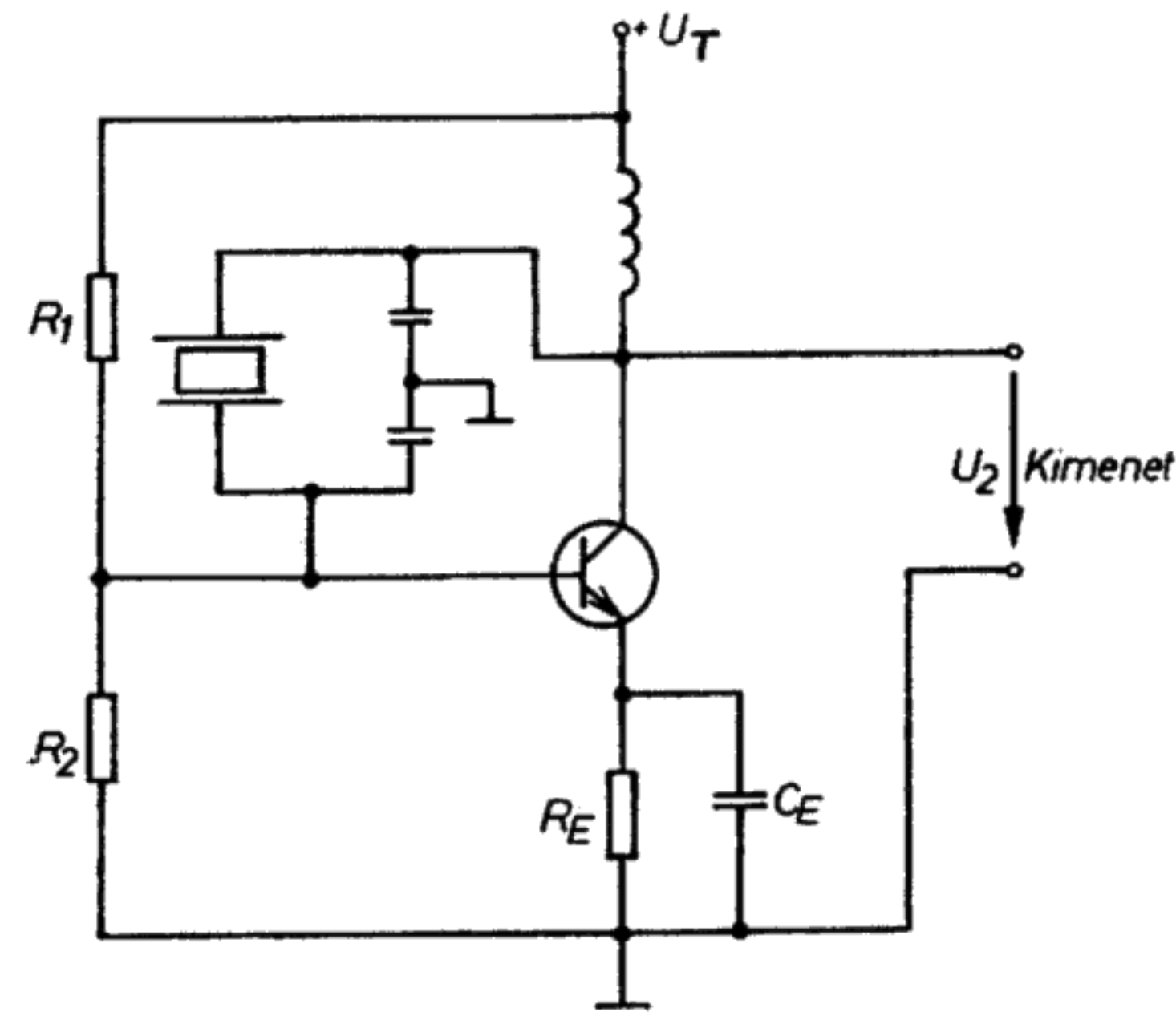
20.5. Kvarcoszcillátorok

A kvarckristály nagyon jó frekvenciameghatározó elem, mivel minden kvarcnak van egy „veleszületett” sajátfrekvenciája. Ez a méretektől és a kristály irányítottóságától függ. Ha a kvarcra olyan váltakozó feszültséget kapcsolunk, amelynek frekvenciája megegyezik a kvarc sajátfrekvenciájával, akkor a kvarc rezgésbe jön.

A rezgés oka a piezoelektromos hatás. A kvarc a rezgőkörhöz hasonló viselkedést mutat, a rezgések frekvenciája azonban igen stabil.

A kvarcoszcillátorok igen nagy frekvenciaállandóságú rezgéseket keltenek.

A 20.5. ábra egy gyakran alkalmazott kvarcoszcillátor-kapcsolást mutat be.



20.5. ábra. Kvarcoszcillátor

21. Stabilizátor-áramkörök

21.1. Feszültségstabilizátor-kapcsolások

A jó minőségű áramkörök tápfeszültségeinek az üzemi feltételek megváltozása esetén is állandónak kell lenniük. Ezt különleges feszültségstabilizátor-áramkörökkel érik el. A Z-diódák különösen alkalmasak arra, hogy állandó feszültséget állítsanak elő. A 21.1. ábra szerinti alapkapsolásról a 15. fejezetben már beszéltünk, a Z-diódák alkalmazásával kapcsolatosan. A kimeneten a feszültség közelítőleg állandó marad, ha a terhelőáram csak csekély mértékben változik. Mivel a Z-diódák jelleggörbéinek meredeksége nem végtelen nagy, a nagyobb terhelőáram-változások lényeges feszültségváltozásokhoz vezetnek. Ezért nagyobb terhelőáram-változásoknál a 21.1. ábrán látható kapcsolás már nem alkalmazható.

Jobb eredményeket ad a 21.2. ábrán látható kapcsolás. Itt vezérlő-ellenállásként egy tranzisztort alkalmazunk a fő áramkörben.

Az U_Z feszültség a Z-dióda miatt $+5,6$ V. A B pontnak tehát a testhez képest $+5,6$ V feszültsége van. Az U_{BE} feszültség közepesen vezérelt tranzisztornál kb. $+0,6$ V, ezért az E emitterpont $0,6$ V-tal negatívabb, mint a B bázispont.

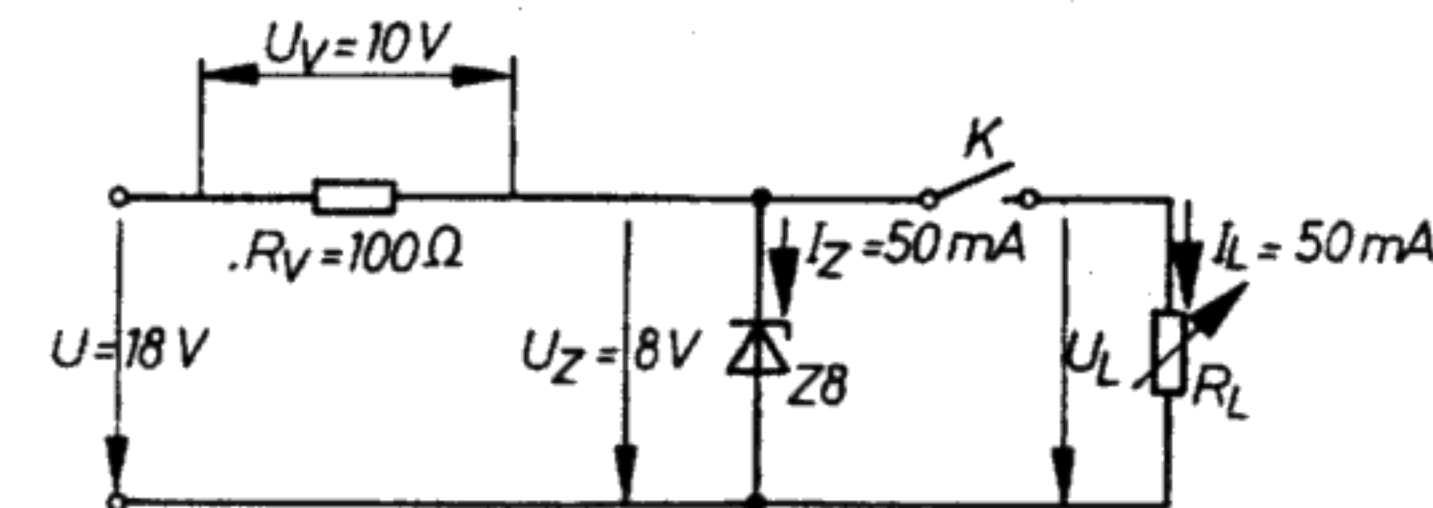
Az áramkör U_a kimeneti feszültsége ezzel $+5$ V. Érvényes, hogy

$$U_a = U_Z - U_{BE}, \quad U_{BE} = U_Z - U_a.$$

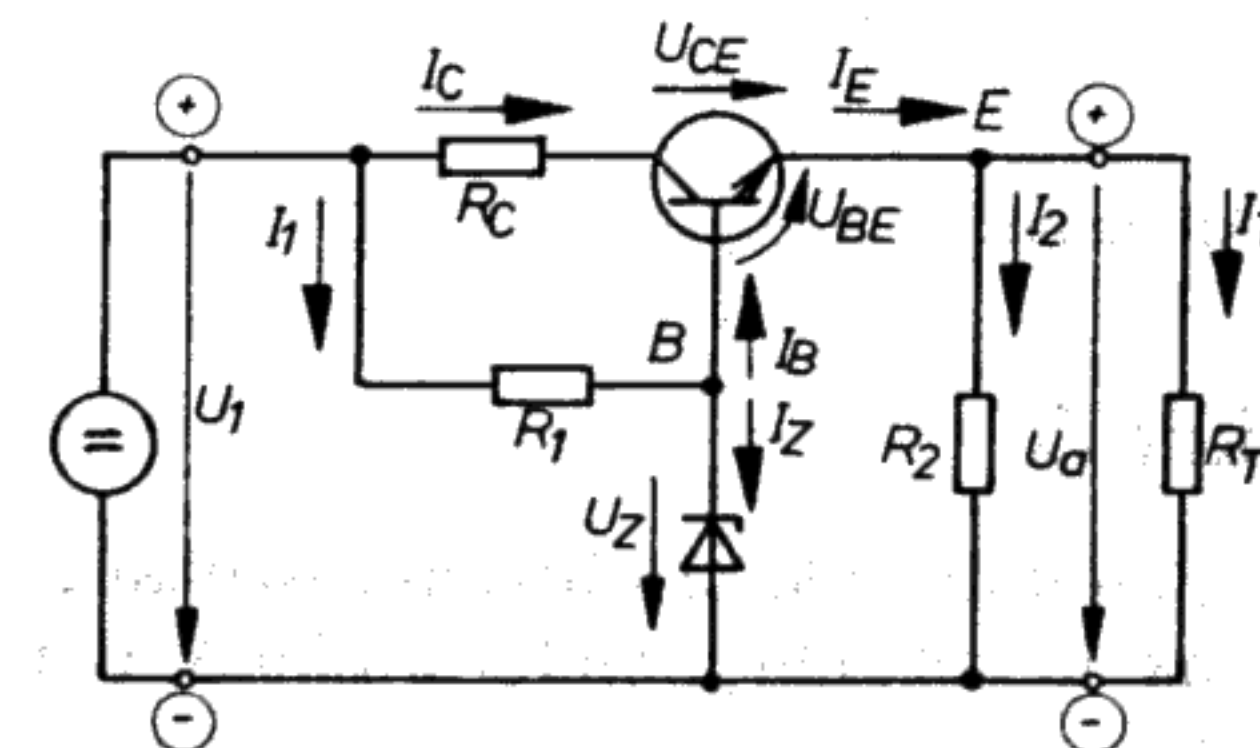
A tranzisztor kollektor-emitter-szakaszán U_{CE} feszültség van.

$$U_a = U_1 - U_{CE}.$$

Tegyük fel, hogy az U_a kimeneti feszültség $0,1$ V-tal csökken.



21.1. ábra. Egyszerű feszültségstabilizátor-kapcsolás



21.2. ábra. Tranzisztoros feszültségstabilizáló áramkör

$U_a = 4,9$ V-nál azonban az $U_{BE} = 0,7$ V, mivel U_Z állandó. Az $U_{BE} = 0,7$ V a tranzisztort jobban nyitja, így az kisebb ellenállású lesz, U_{CE} csökken, és a kimeneti feszültség ismét $+5$ V-ra emelkedik. Ha az U_a kimeneti feszültség $0,1$ V-tal nő, az U_{BE} $0,5$ V-ra csökken. A tranzisztor a nagyobb ellenállás irányában vezérlődik, U_{CE} nagyobb lesz, és az U_a kimeneti feszültség gyakorlatilag $+5$ V-ra csökken.

A kimeneti feszültség változásai rendkívül gyorsan újraszabályozódnak, és a kimeneti feszültség gyakorlatilag állandó marad.

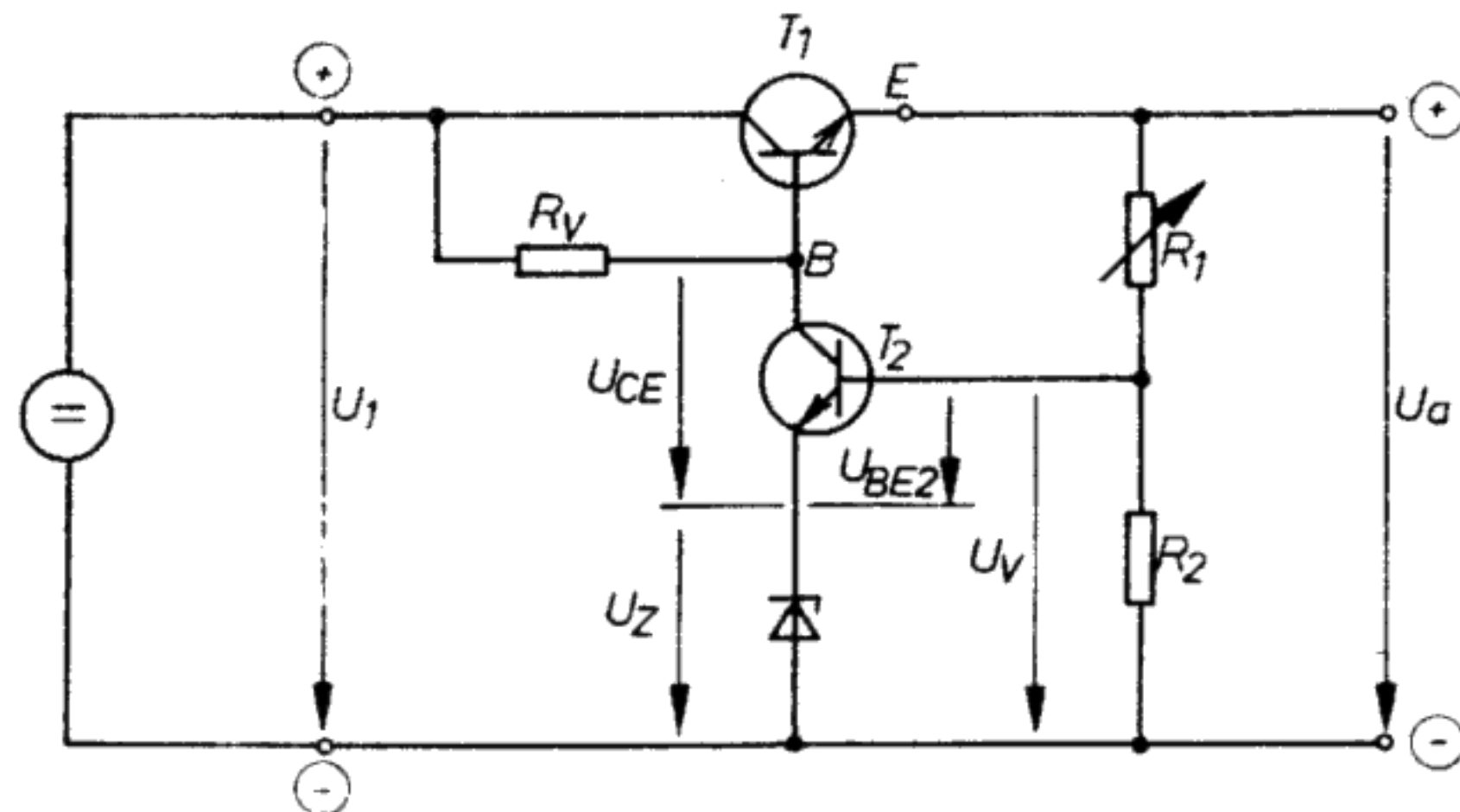
Ha az U_1 bemeneti feszültség megnő, hasonló szabályozási folyamat játszódik le. Az U_{CE} annyival lesz nagyobb, hogy az U_a ismét 5 V legyen. Ha a bemeneti feszültség kisebb lesz, akkor a tranzisztor jobban nyit, az U_{CE} megfelelően kisebb lesz. A feszültségváltozásoknak azonban egy bizonyos tartományt nem szabad túllépniük. Ha az U_1 bemeneti feszültség pl. az U_Z érték alá csökken, akkor a Z-dióda zár, a stabilizáló hatás megszűnik.

U_1 -nek egy adott felső határértéket sem szabad túllépnie, mert akkor a tranzisztor túlterhelődik. A 21.2. ábrán bemutatott áramkör csak állandó kimeneti feszültség, pl. 5 V esetén alkalmazható. Sok esetben azonban szeretnénk az állandó feszültségértéket beállítással megválasztani, mondjuk 4 V és 9 V között. Ez a 21.3. ábra szerinti kapcsolással érhető el. Az R_1/R_2 arány és az állandó U_V összehasonlító feszültség együttesen meghatározzák az U_a kimeneti feszültség nagyságát.

$$U_a = U_V \frac{R_1}{R_2}$$

Ha a kimeneti feszültség pl. a növekvő terhelés miatt csökken, akkor az U_{BE2} bázisfeszültség is kisebb lesz, T_2 tovább nyit, U_{CE} és ezzel a B pont feszültsége is nő. T_1 vezérlése növekszik, és így a kimeneti feszültség csökkenése ellen hat. T_2 az R_1 , R_2 , R_V ellenállásokkal és a Z-diódával szabályozóerősítőt képez.

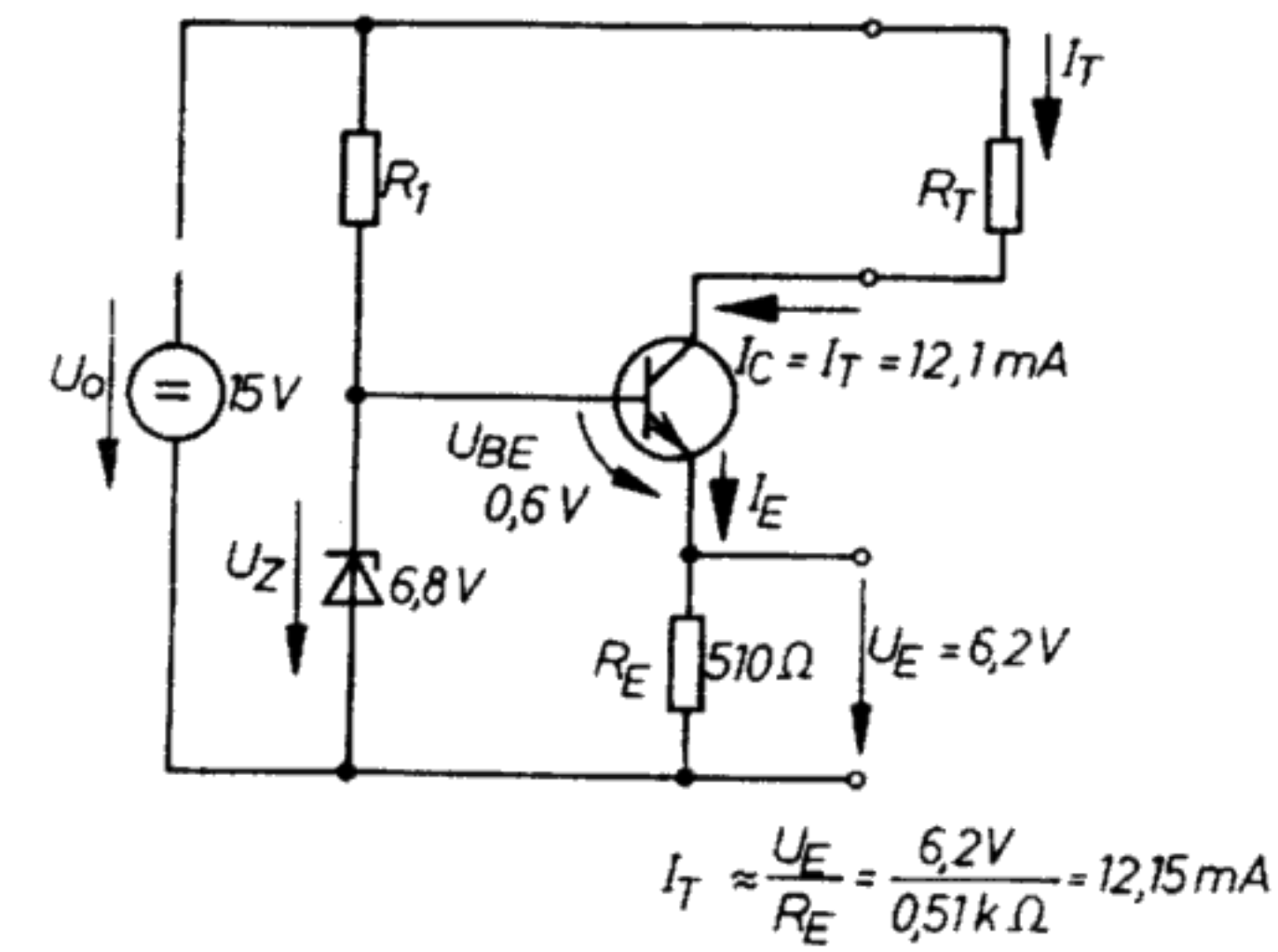
A 21.3. ábra szerinti kapcsolás nagyon érzékenyen reagál a feszültségváltozásokra és jó stabilizáló hatása van.



21.3. ábra. Szabályozóerősítős feszültségstabilizátor

21.2. Áramstabilizátor-áramkörök

Állandó áramra ritkábban van szükség, mint állandó feszültségre. Azokat az áramköröket, amelyek állandó áramot adnak le, állandó áramforrásoknak is nevezik. A 21.4. ábrán egy ilyen áramkör látható.



21.4. ábra. Áramstabilizátor-kapcsolás (állandó áramforrás)

A Z-diódára $U_Z = 6,8$ V állandó feszültség esik. A következő összefüggés érvényes:

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

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

$$U_E = 6,8 \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 6,2 \text{ V}$$

Mivel az U_E feszültség ugyancsak állandó, ezért állandó I_E áram keletkezik.

$$I_E = \frac{U_E}{R_E}$$

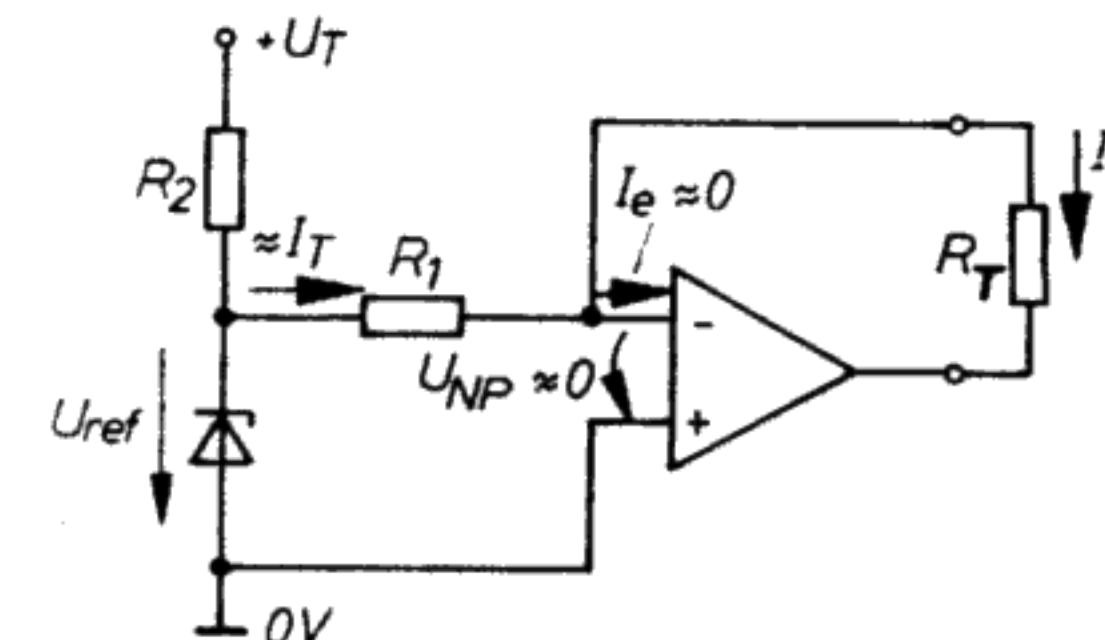
A bázisáram nagyon kicsi, ezért érvényes, hogy

$$I_E \approx I_C$$

Az R_T terhelő-ellenállás tág határok között ingadozhat, mivel az I_T terhelőáram nagymértékben független az R_T terhelő-ellenállás nagyságától. Az I_T állandó áram a következő egyenlettel számítható:

$$I_T = \frac{U_Z + U_{BE}}{R_E}$$

Műveleti erősítőkből nagyon jó és olcsó állandó áramforrások építhetők össze. A 21.5. ábra erre mutat példát.



21.5. ábra. Műveleti erősítővel kialakított állandó áramforrás

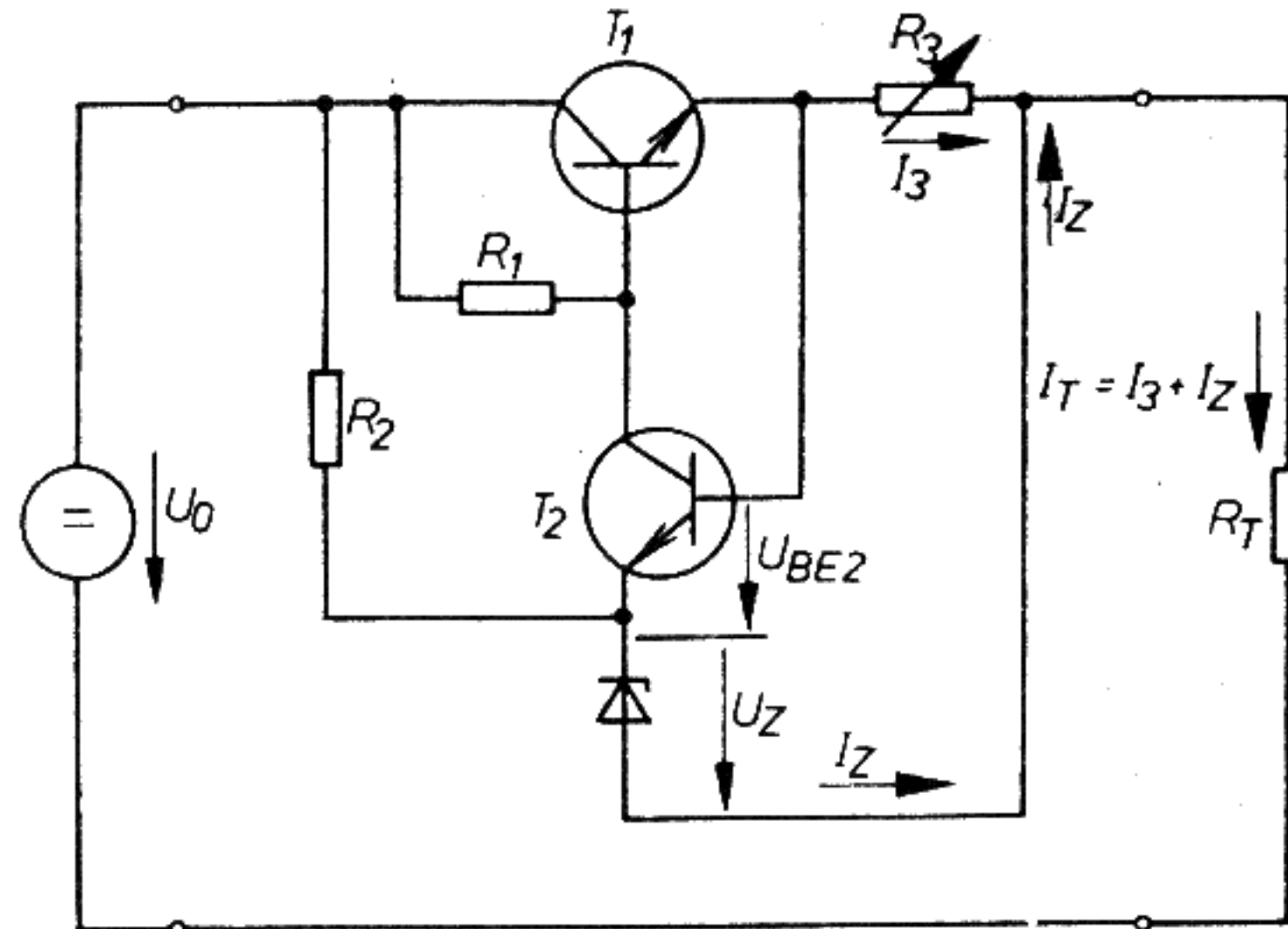
A 21.6. ábra egy nagyobb terhelhetőségű állandó áramforrás kapcsolását mutatja. Ez hasonlóan működik, mint az 21.3. ábrán bemutatott szabályozóerősítő feszültségstabilizátor-kapcsolás.

A T_1 tranzisztor kollektor-emitter-szakasza vezérelhető ellenállásként működik. A szabályozóerősítő a T_2 tranzisztorral van felépítve. Az R_3 ellenálláson létrejövő feszültségesés mindig $U_Z + U_{BE2}$ -vel egyenlő.

Az I_T terhelőáram közelítőleg I_3 -mal egyenlő, mivel I_Z viszonylag kicsi.

Érvényes, hogy

$$I_T \approx \frac{U_Z + U_{BE2}}{R_3}$$



21.6. ábra. Állandó áramforrás nagyobb áramerősségekhez

Az U_Z értékét a Z-dióda határozza meg, az U_{BE2} feszültség 0,7 V, így az I_T terhelőáramot elsősorban R_3 nagysága határozza meg.

Az R_3 ellenállással állítjuk be az állandó I_T áramot.

Az áramkör az I_T áramot kifogástalanul stabilizálja, feltéve, hogy a T_1 tranzisztornak elegendő nagyságú U_{CE} feszültsége van. Az U_{CE} legkisebb értéke, tehát az $U_{CE \min}$, kb. 1 V. Előírt U_{CE} esetén az R_T ellenállásnak sem szabad túl nagy lennie. A terhelő-ellenállás lehetséges legnagyobb értékét a következőképpen számítjuk ki:

$$R_{T \max} = \frac{U_0 - U_{CE \min} - U_Z - U_{BE2}}{I_T}$$

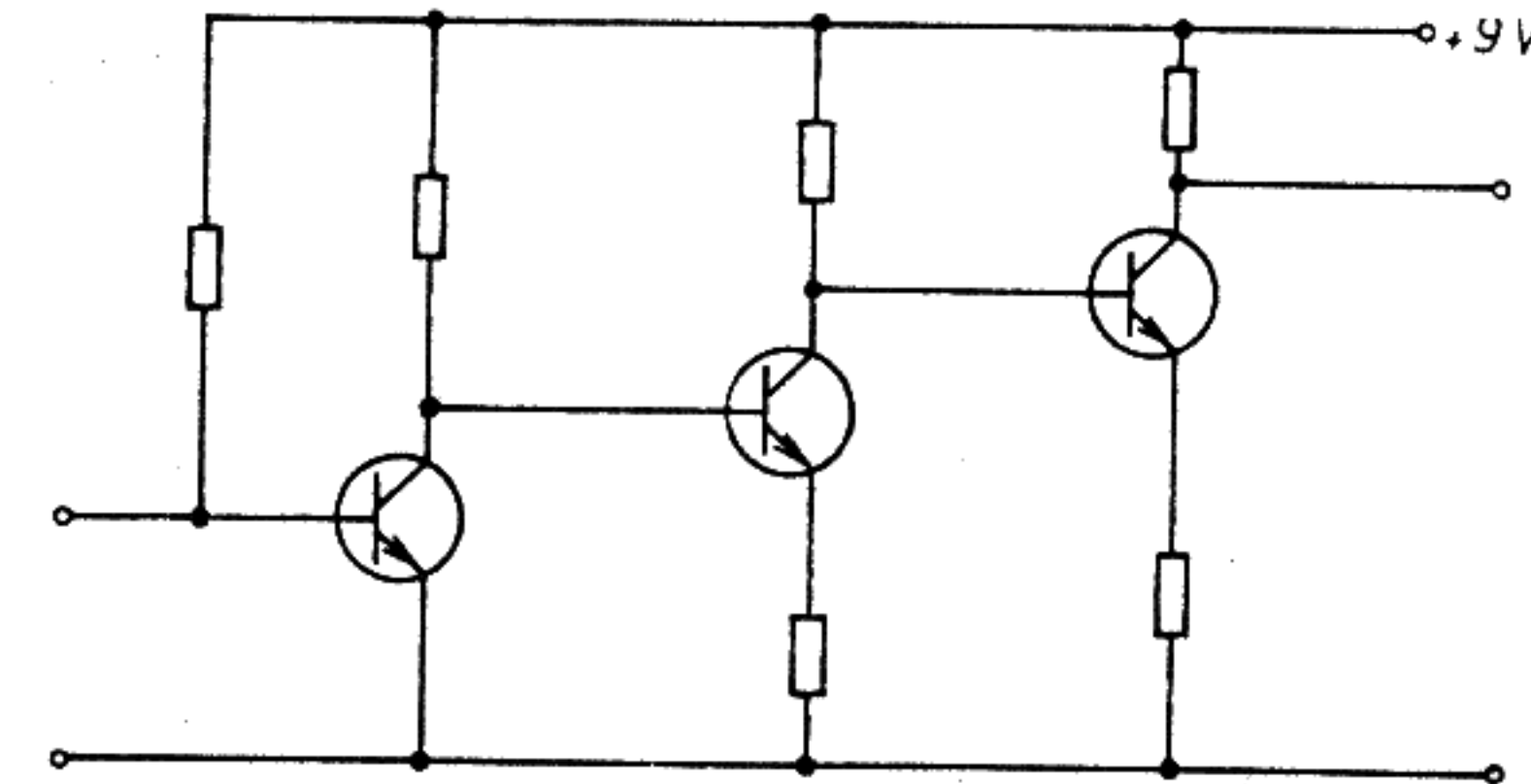
22. Integrált áramkörök

22.1. Általános leírás

A tranzisztorgyártás során kb. 1000...6000 tranzisztort hoznak létre egy kb. 10 cm átmérőjű szilíciumszeleten.

A szilíciumszeleteket ezután az egyedi tranzisztorokat tartalmazó chipekre (morzsákra) vágják szét, majd ezeket a chipeket egy alaplemezre erősítik és a kivezetésekkel összekötik. A kivezetésekhez való hozzákapcsolást, az ún. kontaktálást nagyrészt kézi úton, mikroszkóp alatt végzik. Ez a munka jelentős költséghányadot képvisel.

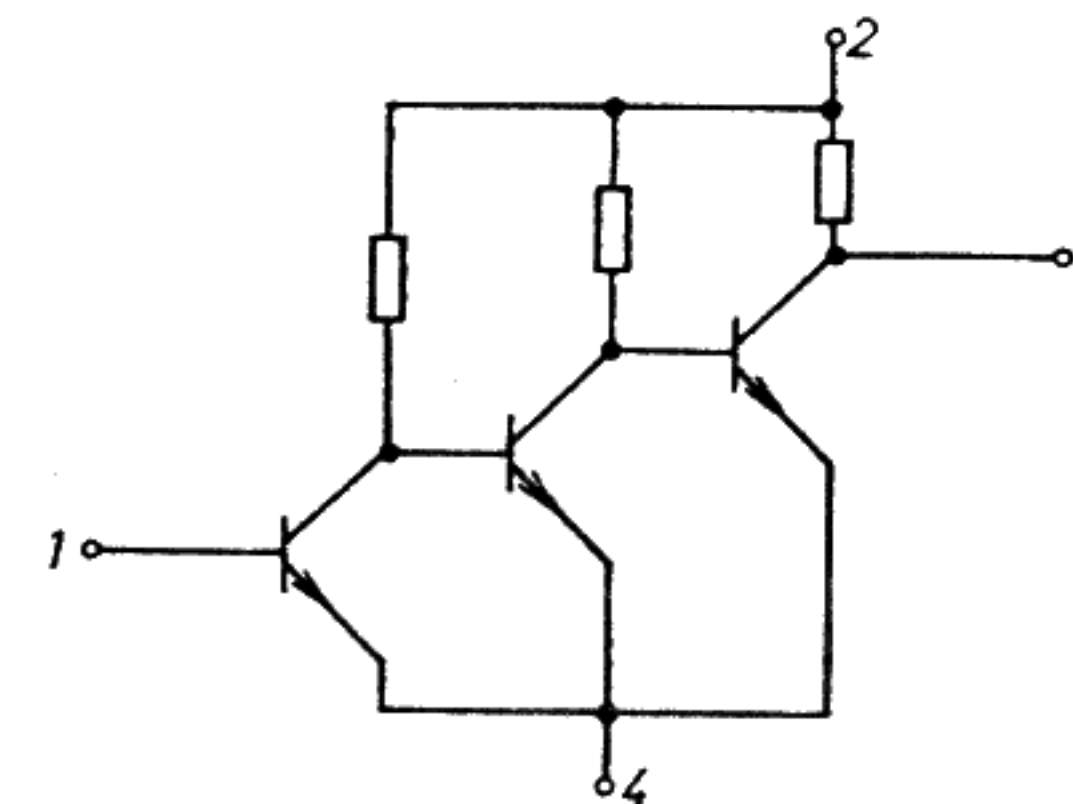
A tranzisztor tokozása ma lényegesen többbe kerül, mint maga a félvezető chip előállítás. Miután a tranzisztorokat tartalmazó Si-szeleteket chipekre vágják és tokba helyezték, a tranzisztorokat áramkörbe építik be és huzalozással újra összekapcsolják őket (22.1. ábra) egymással.



22.1. ábra. Tranzisztorok összekapcsolása háromfokozatú erősítővé

Ez az eljárás nagy sorozatok esetén gazdaságtalan. Gazdaságosabb és műszakilag is kedvezőbb a szükséges tranzisztorokat, diódákat és ellenállásokat, valamint a közöttük levő csatlakozásokat egyetlen Si-lapocskán együtt előállítani, és az egész áramkört egy tokba szerelni.

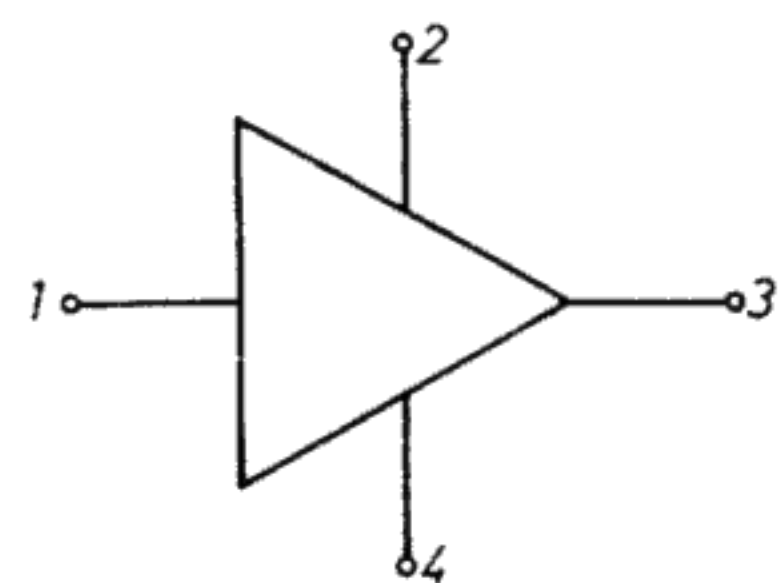
Az ilyen kapcsolást integrált kapcsolásnak vagy integrált áramkörnek (Integrated Circuit – IC) nevezik. Az integrált áramkörben sok alkatrész van összeépítve (integrálva). A 22.2. ábra egyszerű háromfokozatú erősítő integrált áramkörű kivitelét mu-



22.2. ábra. Háromfokozatú erősítő mint integrált áramkör

tatja. Az áramkör felépítésében megfelel a 22.1. ábra szerinti kapcsolásnak. A bemenet az 1. és 4. csatlakozások között, a kimenet a 3. és 4. csatlakozások között van. A 2. és 3. kivezetésre a tápfeszültséget kapcsolják.

Egy integrált áramkör kapcsolási rajzát szemlélteti a 22.3. ábra.



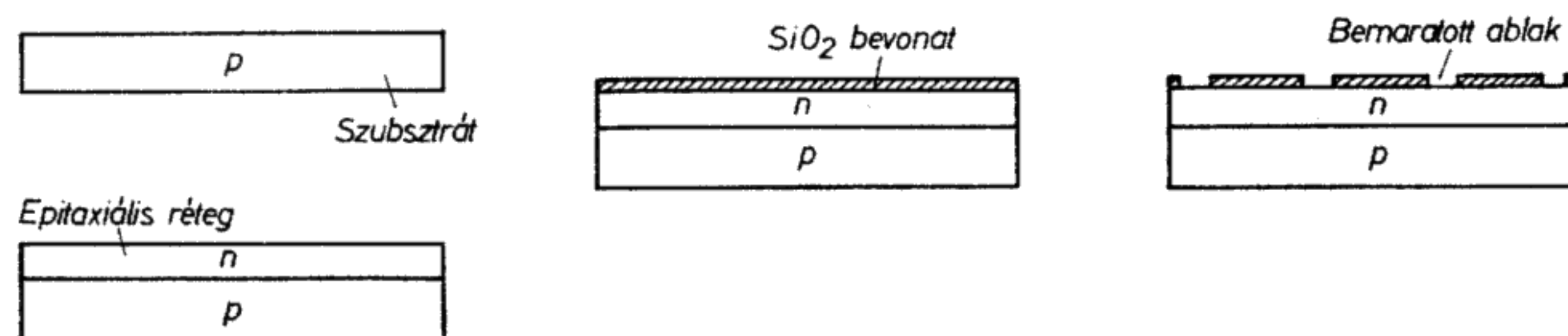
22.3. ábra. Az integrált áramkör rajzjele

22.2. Integrációs eljárások

22.2.1. Monolit technológia

A monolit eljárás az integrált áramkörök legkorszerűbb gyártási technológiája. Az egész áramkört egy szilícium félvezető kristályon alakítják ki. Egyetlen blokkból vagy építőelemből (monolit) áll.

Egy szilíciumszeleten több integrált áramkört állíthatnak elő. Az integrálandó alkatrészek száma szerint az egyes integrált áramkörök mérete a négyzetmilliméter törtrésztől a több négyzetmilliméterig terjedhet.



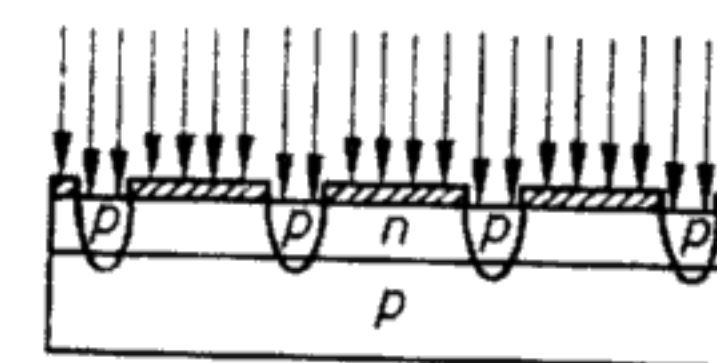
22.4. ábra. Az integrált áramkörök előállításának menete

A gyártás során egy p vezető szilícium alaplemezből indulnak ki, amit szubsztrátnak neveznek. Erre a lemezre epitaxiális növesztési eljárással egy n vezető kristályréteget visznek fel. Azaz az új Si-atomok a meglévő Si-atomokra úgy rakódnak rá, hogy egykristályos szerkezet keletkezik. A szennyező atomok úgy viselkednek, mint az Si-atomok. Ezt az n vezető kristályréteget epitaxiális rétegnek nevezzük (22.4. ábra). Az epitaxiális réteget szilícium-dioxid (SiO_2) réteg fedi. A SiO_2 -rétegben meghatározott helyeken nyílásokat (ablak) maratnak. A nyílások helyzetét és alakját maszkokkal határozzák meg.

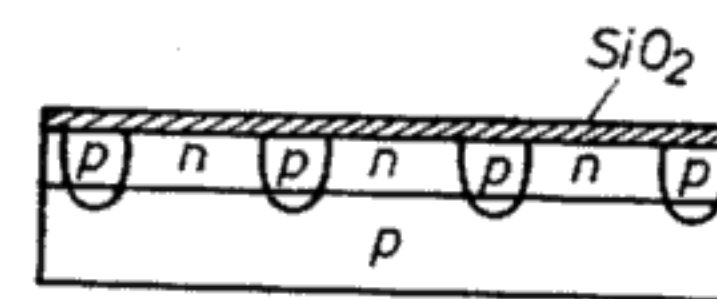
Az ablakokon keresztül elérhető helyeken az epitaxiális réteg p szennyezést kap, bizonyos idegen atomok bediffundáltatásával (22.5. ábra).

A SiO_2 -réteget oxidációval lezárják (22.6. ábra), majd más helyeken ismét ablakokat maratnak (22.7. ábra). Ebben a szerkezetben az n zónák szigeteket képeznek, és egymástól pn-átmenetekkel vannak elválasztva.

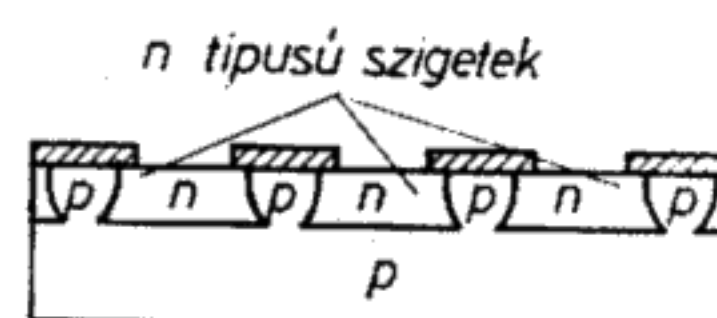
Minden egyes sziget egy alkatrészt alkothat.



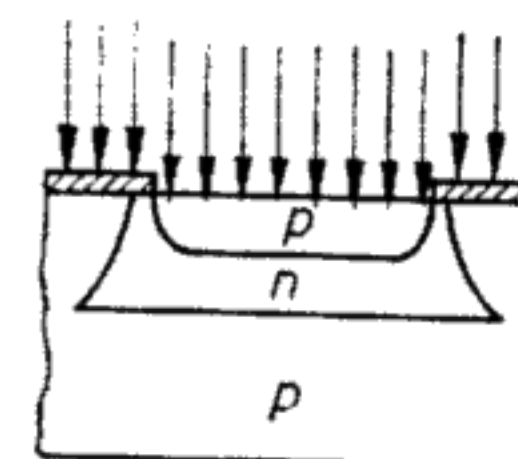
22.5. ábra. A p vezető elválasztózónák bediffundáltatása



22.6. ábra. A bediffundálás után a p zónákat is SiO_2 -réteggel zárják le



22.7. ábra. A SiO_2 -rétegbe újabb ablakokat maratnak

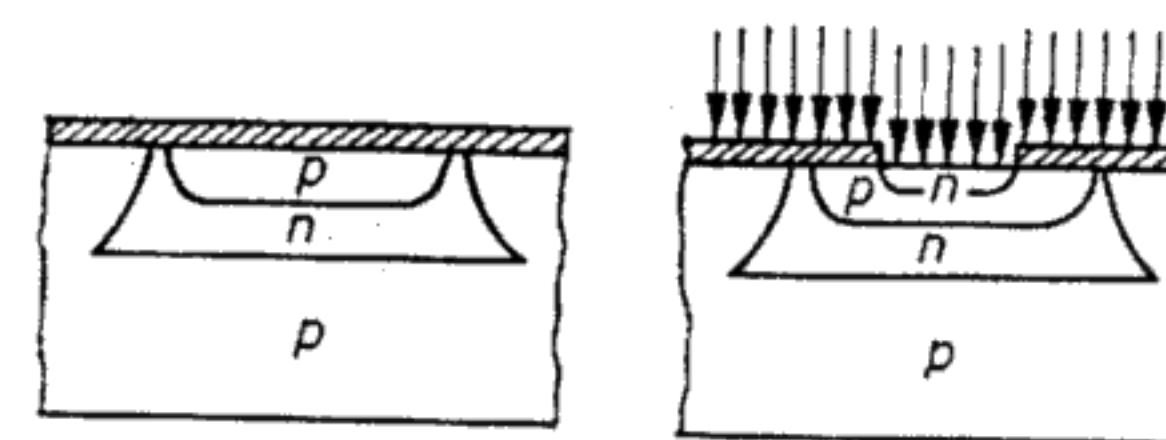


22.8. ábra. A p zóna bediffundálása egy n szigetbe

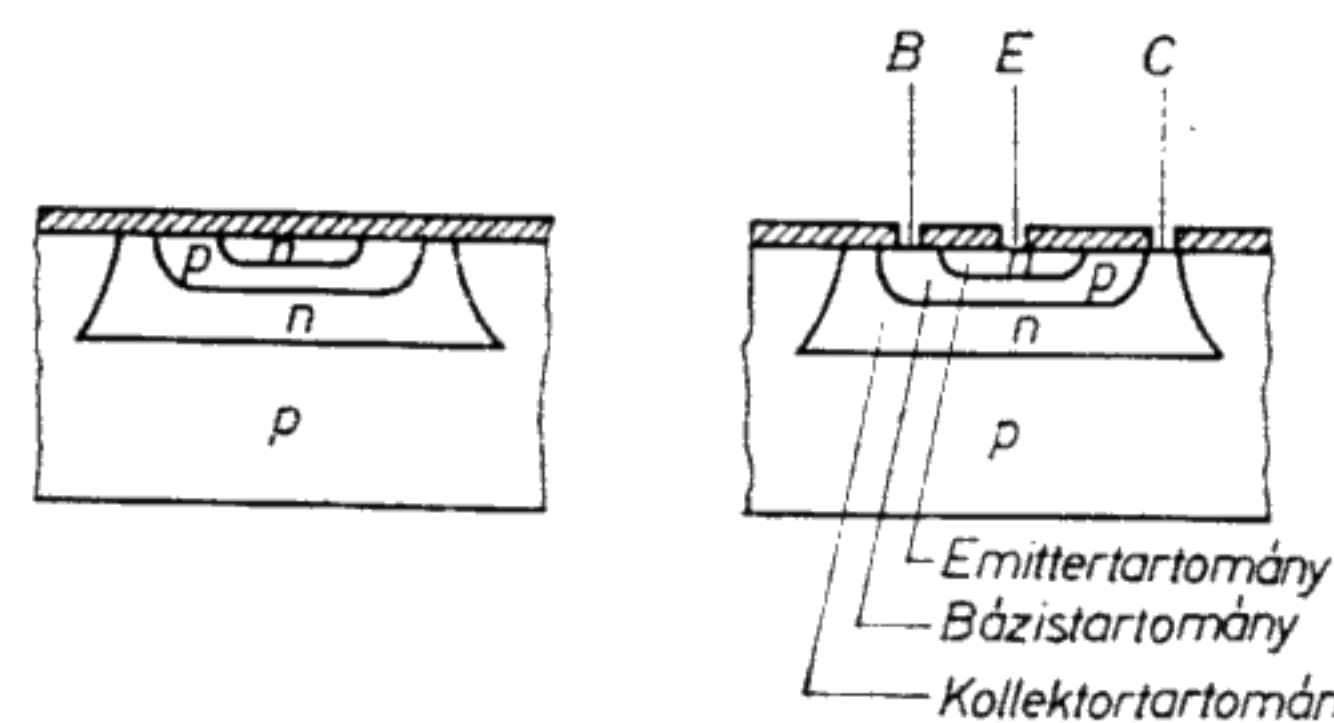
Ha valamelyik szigeten pl. egy bipoláris tranzisztort kell előállítani (22.8. ábra), akkor a kívánt nagyságú ablak nyitása után megfelelő, 3 vegyértékű idegen atomot viszünk be elegendően nagy számban. Így egy p zóna keletkezik, azaz ebben a zónában a lyukak vannak többségben. A SiO_2 -réteget lezárjuk (22.9. ábra). Új ablakot állítunk elő, és az ablakon keresztül megfelelő 5 vegyértékű idegen atomot diffundáltatunk be. A szabad elektronok számának lényegesen nagyobbak kell lennie, mint a lyukak számának. Így n vezető zóna keletkezik.

A SiO_2 -réteget újból lezárjuk, majd a 22.10. ábrán látható ablakokat állítjuk elő. Ezzel készen van az npn tranzisztor.

Diódákat, ellenállásokat, kis kapacitásokat hasonló módon állítunk elő.



22.9. ábra. Az n zóna kialakítása egy sziget p zónájában

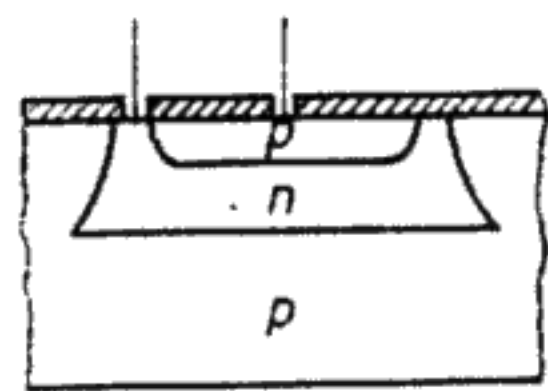


22.10. ábra. Ablakok előállítása az emitter-, a bázis- és kollektorkivezetés számára

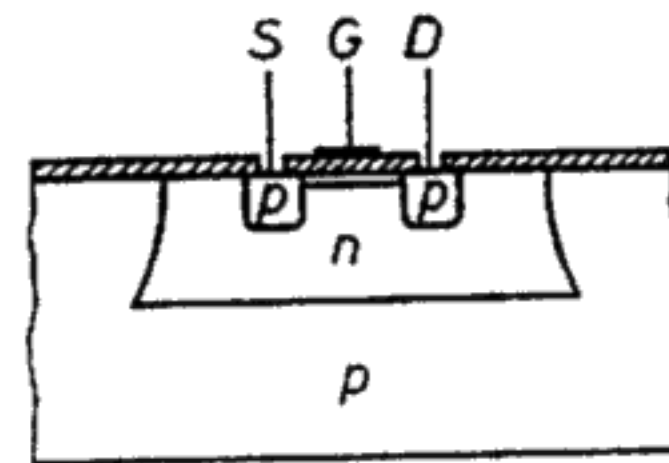
A 22.11. ábra egy szigetet mutat be diódával. A 22.12. ábrán ábrázolt sziget ellenállást tartalmaz, amelyben az ellenálláspálya a p zóna. A hosszt, szélességet és a p zóna szennyezettségének mértékét úgy választják meg, hogy a kívánt ellenállásérték alakuljon ki. Kapaciásként olyan pn-átmenetet alkalmazunk, amely záróirányban van előfeszítve (22.13. ábra).

MOS térvezérlésű tranzisztort is egészen könnyű előállítani. A gate-et vékony fémréteggént a SiO₂-rétegre gőzölik. A 22.14. ábra a p csatornás MOSFET, a 22.15. ábra az n csatornás MOSFET szerkezetét mutatja.

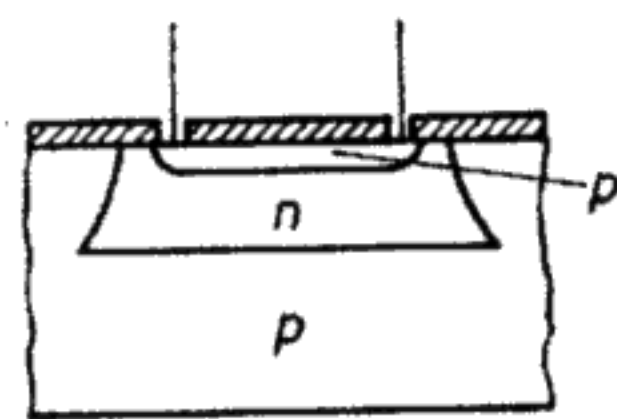
Tekercsek és nagyobb kapacitások ezzel az eljárással nem valósíthatók meg.



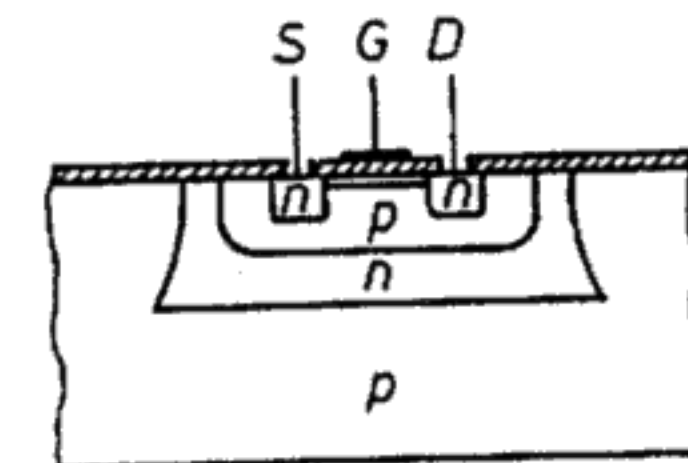
22.11. ábra. Kristálysziget diódával



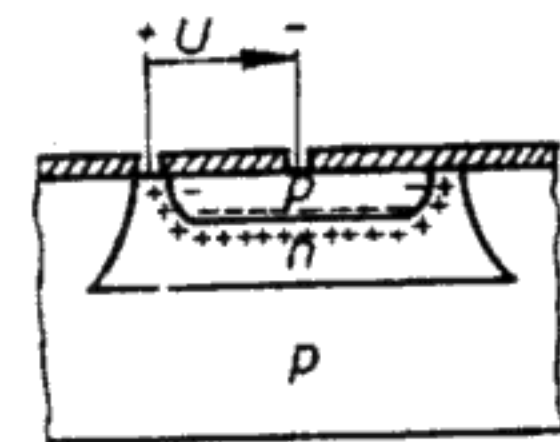
22.14. ábra. Kristálysziget p csatornás MOSFET-tel (önvezető típus)



22.12. ábra. Kristálysziget ellenállással



22.15. ábra. Kristálysziget n csatornás MOSFET-tel (önvezető típus)



22.13. ábra. Kristálysziget kapacitással

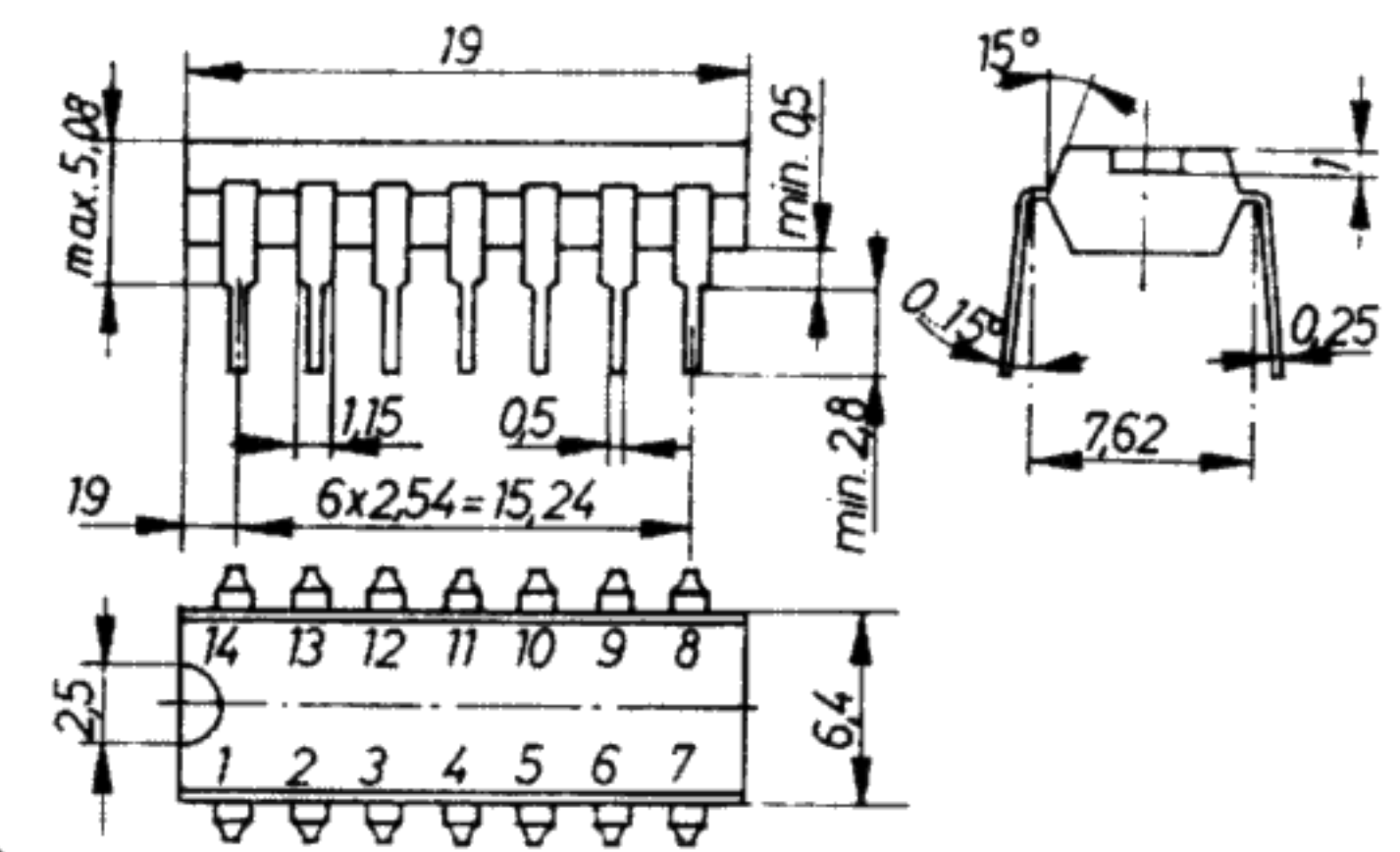
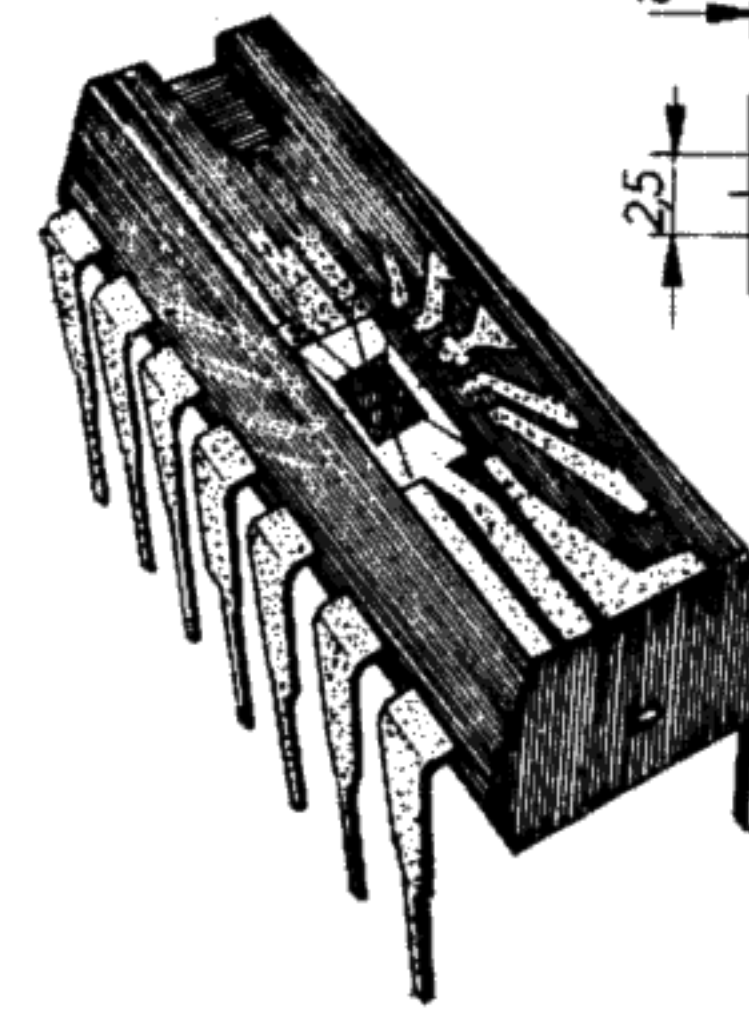
Az egyes szigeteken levő alkatrészeket jól vezető szakaszokkal kötik össze egymással a kívánt kapcsolás szerint. Ezek az összekötő szakaszok lehetnek kis ellenállású félvezető pályák vagy rágózóleses eljárással előállított fémcsíkok. A fejlődés folytán az egyes alkatrészek felületigénye egyre kisebb lesz, ezzel egyre nagyobb integráltsági fok érhető el.

A 22.1. táblázat a jelenleg szükséges felületnagyságokat adja meg.

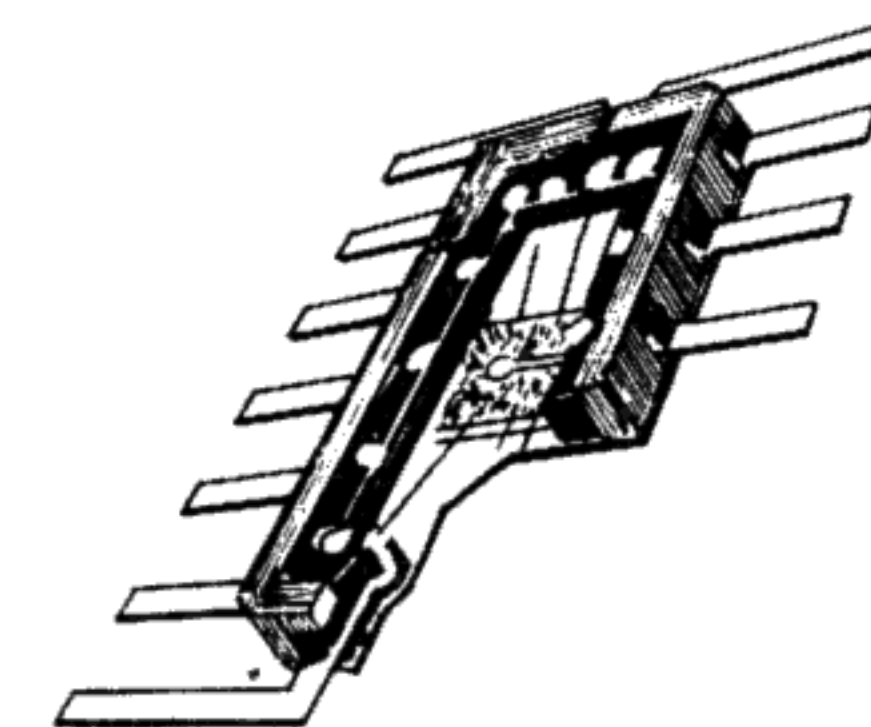
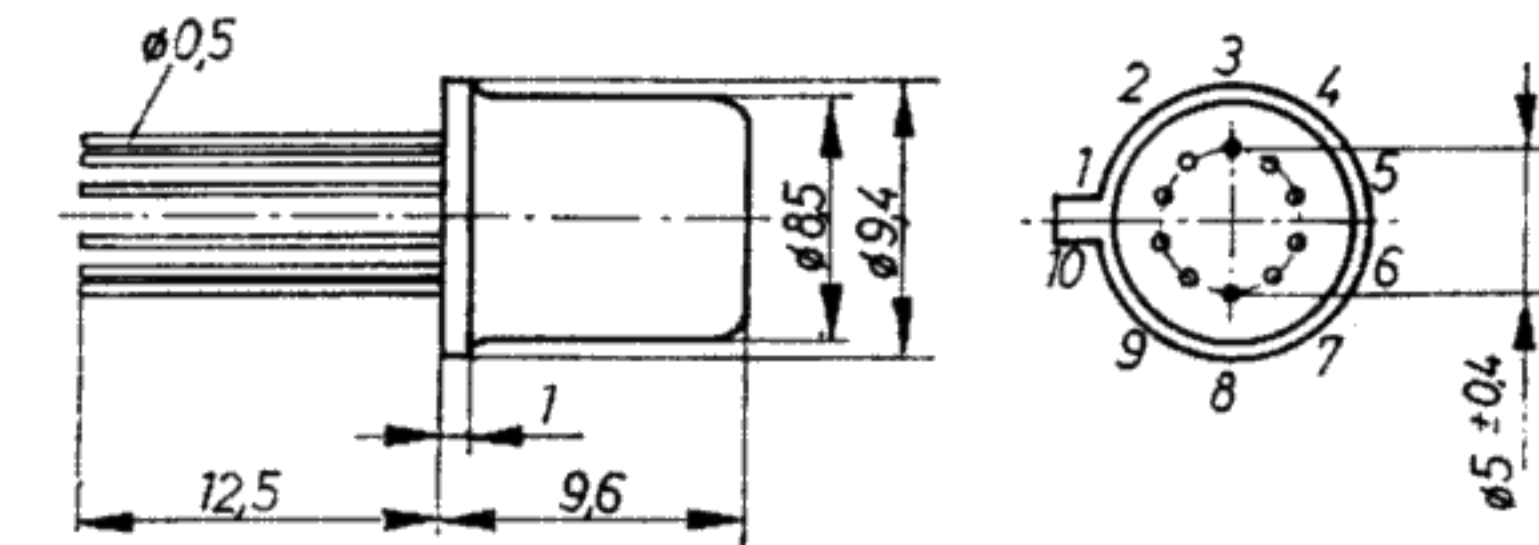
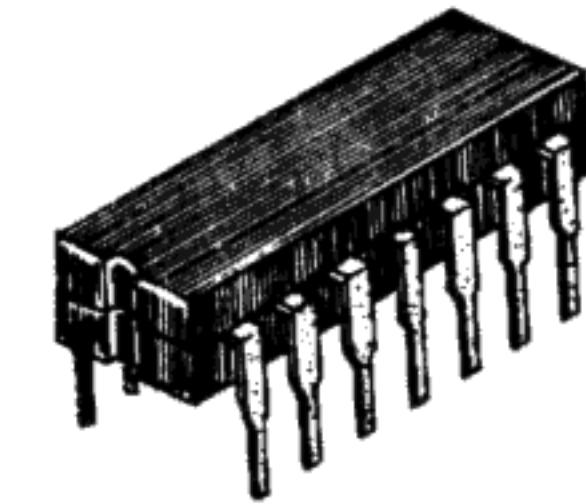
22.1. táblázat

Alkatrész	A sziget legkisebb mérete, mm ²
Bipoláris tranzisztor	0,01
MOS-tranzisztor	0,02
100 Ω-os ellenállás	0,015
10 kΩ-os ellenállás	0,2

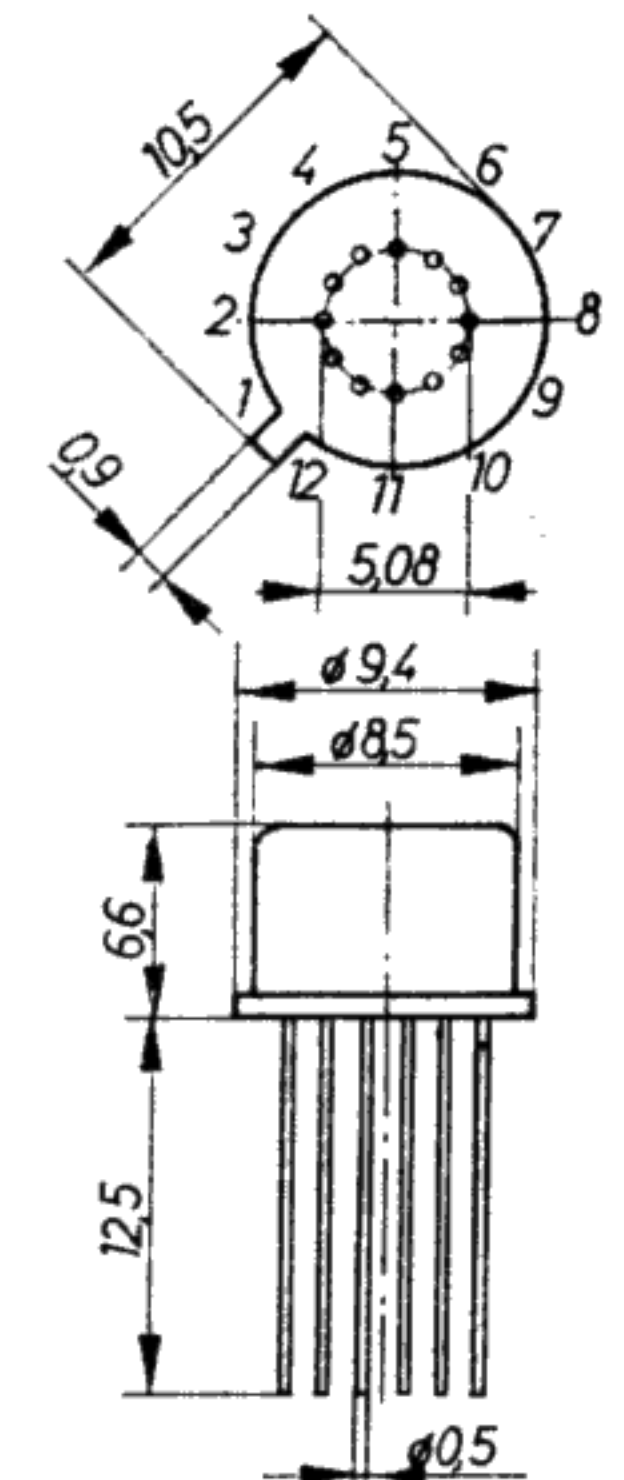
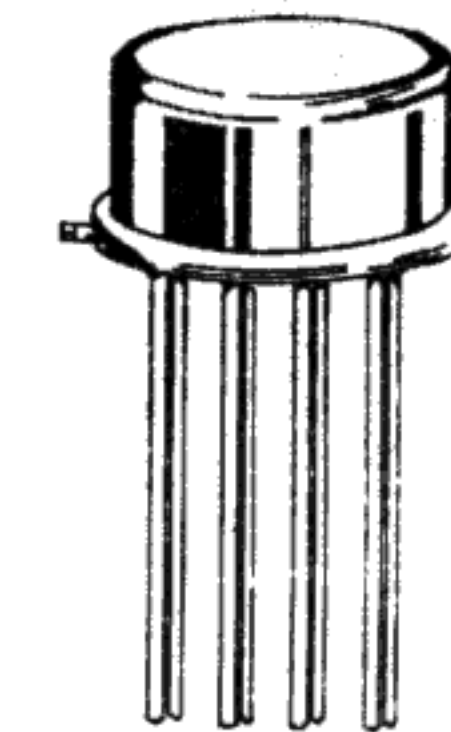
A monolit IC-eket túlnyomóan kétlábsoros (dual in-line) (22.16. ábra) vagy lapos kivezetéses (lead) tokban (22.17. ábra) szállítják. Néhány integrált áramkör esetén hengeres tokot (TO 100-hoz vagy TO 5-höz hasonlót) is alkalmaznak (22.18. ábra).



22.16. ábra. Kétlábsoros (DIL) tok



22.17. ábra. Lead-tok



22.18. ábra. Szokásos hengeres tok

22.2.2. Hibrid technológia

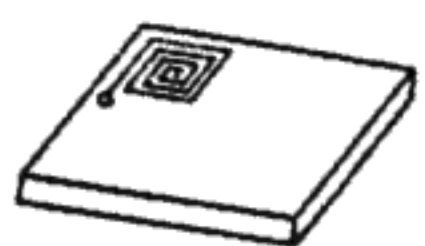
A hibrid technológia a vékony- és a vastagréteg-technológiára osztható.

Vékonyréteg-technológia

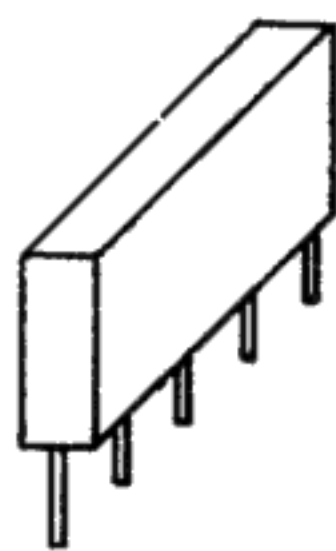
A vékonyréteg-technológiát a nyomtatott áramköri technikából fejlesztették ki úgy, hogy egyre kisebb méretekre törekedtek a kapcsolások létrehozásakor. A tulajdonképpeni áramkört kb. 20 mm × 30 mm-es kerámialapon építik fel. A fémes vezetőpályákat vákuumpárolgatással állítják elő. A pályák többnyire ezüstből vagy aranyból készülnek.

Az ellenállásokat ugyancsak rágózöléses eljárással alakítják ki. A réteg hossza, szélessége és vastagsága, valamint a réteg anyaga határozza meg az alkatrészek ellenállásának értékét. Utólagos helyesbítésre is mód van (pl. lézersugárral elválasztóvonalat égetünk be). Kis és közepes kapacitásokat két fémréteggel állíthatunk elő, közöttük szigetelőréteg található. A tekercsek csak nagyon nehezen valósíthatók meg. A kerámialapokon csak kis síktekercsek helyezhetők el (22.19. ábra), de ezek helyigénye viszonylag nagy.

A tokozott tranzisztorokat és diódákat beforszasztják az áramkörbe. A készre szerelt vékonyréteg-áramkör úgy néz ki, mint egy miniatűr áramköri lap. Az egységet az alkatrészek beszerelése után műanyaggal öntik ki (22.20. ábra) és így az áramkör önálló modult alkot.



22.19. ábra. Síktekercs kerámialapon



22.20. ábra. Műgyantával kiöntött vékonyréteg-modul

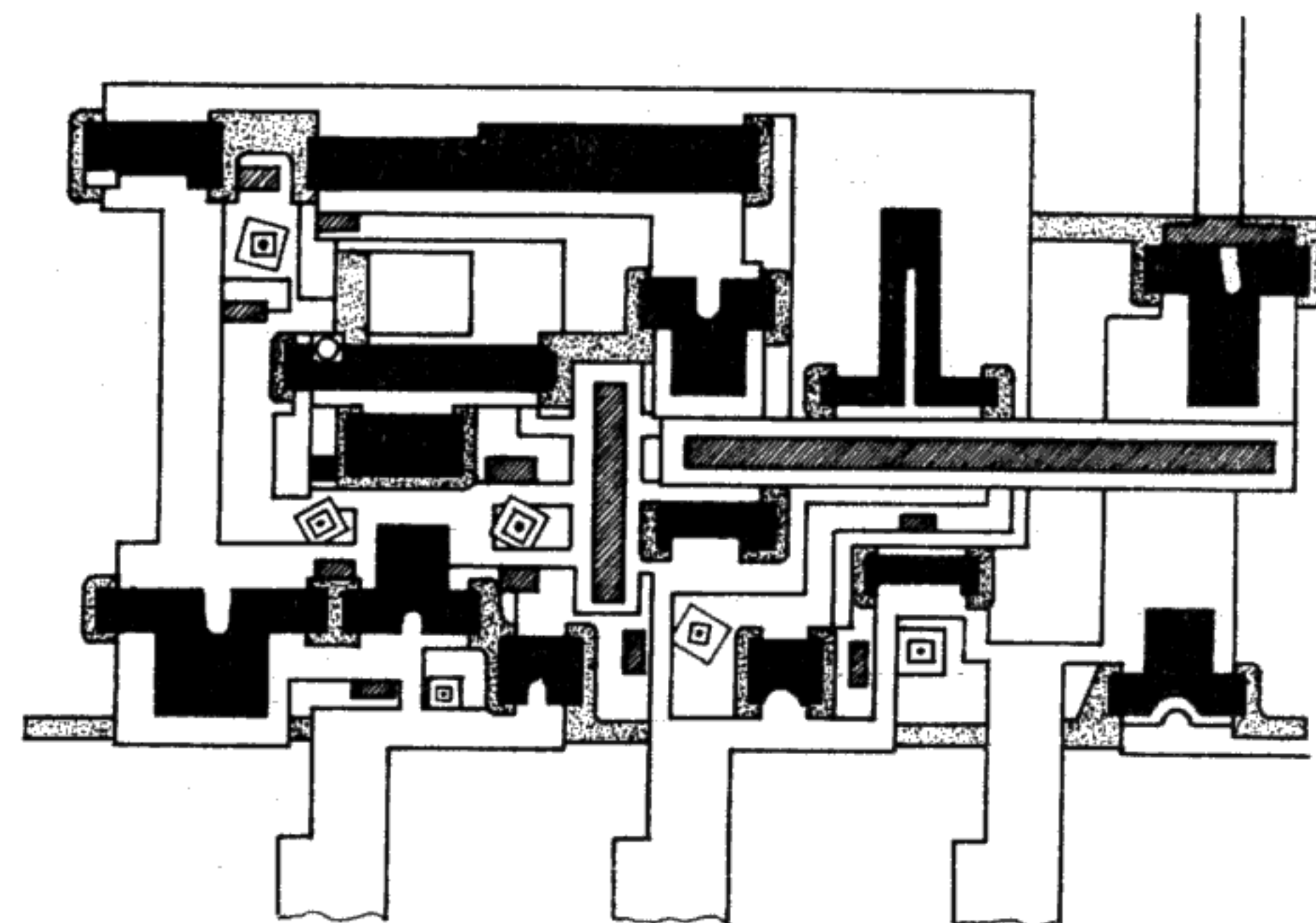
Vastagréteg-technológia

Hordozóanyagként szigetelő oxidréteggel ellátott alumíniumlapokat vagy különféle méretű kerámialapokat alkalmaznak.

A vezetőpályákat szitanyomásos eljárással hordják fel. A pályák anyagául elektromosan vezető pasztákat alkalmaznak, amit felhordás után kikeményítenek vagy beégetnek (22.21. ábra).

Az ellenállásokat különleges paszták felvitelével készítik. A kívánt ellenállásérték a méretekéntől és az alkalmazott paszta típusától függ. Az ellenállás értéke utólag pontosítható. Kis kapacitások több, elektromosan vezető réteg felvitelével állíthatók elő, amelyeket szigetelőréteggel választanak el egymástól. Tekercseket nem lehet vastagréteg-technológiával előállítani.

Diódák, tranzisztorok, esetleg más félvezető alkatrészek chipként (tokozatlanul) építhetők be az áramkörbe. A chipet a kivezetési helyeikkel közvetlenül a pasztacsíkra fektetik, és szilárd, vezetőképes kötést hoznak létre. Az áramkört végül tokozzák. A vastagréteg-áramkörök kis darabszámban is gazdaságosan gyárthatók. A hibrid technológia szó szerinti jelentése: kétféle eredetű, vagyis vegyes eljárás, amelynek gyökerei egyrészt a nyomtatott áramköri technikába, másrészt a félvezető-technikába nyúlnak vissza.



22.21. ábra. Vastagréteg-technológiával készített hibrid integrált áramköri egység

22.3. Analóg és digitális integrált áramkörök

22.3.1. Digitális IC

Azokat az áramköröket, amelyek csak az 1 és a 0 állapotot ismerik, digitális áramköröknek nevezzük. Az 1 és 0 állapotokhoz többnyire feszültség van hozzárendelve, pl. 1-hez a +5 V, a 0-hoz a 0 V (föld). A digitális áramkörök a számítástechnikában, a digitális irányítás- és mérés technikában van szükség. Ez a három részterület együttesen képezi a digitális technikát. A digitális technikában nagyszámú azonos típusú áramkörre van szükség. Egyetlen számítógépben pl. 10 000 darab azonos típusú áramkör is lehet. Különösen gazdaságos, ha az ilyen áramköröket integrált áramkörként valósítják meg.

A digitális IC-eket ma majdnem kizárólag monolit technológiával állítják elő. Megkülönböztetünk bipoláris és MOS digitális IC-eket. A MOS-technológia igen nagyfokú integráltságot tesz lehetővé és a MOS áramköröket tartalmazó chipet viszonylag könnyű előállítani. Előállításukhoz kb. 40 művelet szükséges, szemben a bipoláris IC-vel, amelyekhez kb. 140 munkaművelet kell. A MOS-technológiájú áramkörök fogyasztása csak kb. 1/10-e az azonos típusú bipoláris áramkörök fogyasztásának. A bipoláris IC-k viszont nagyobb kimeneti teljesítményűek, bemeneti és kimeneti ellenállásuk pedig kicsi. További előnyük, hogy lényegesen nagyobb frekvenciával működtethetők, mint a MOS IC-k.

A következőkben áttekintjük a digitális IC-eket:

Monolit digitális IC-k: MOS IC-k,
bipoláris IC-k.

Bipoláris IC-k: DTL áramkörök,
módosított DTL áramkörök,
TTL áramkörök,
ECL áramkörök.

A bipoláris IC-családok jellemzői

A DTL áramkörök dióda- és tranzisztorszigetkekből épülnek fel.

DTL – *Diode Transistor Logic* (dióda-tranzisztor-logika) Az ilyen eljárással készült áramkörök különösen zavarérzékenyek.

A TTL áramkörök a kapcsolási feladatok igen elegáns műszaki megoldását reprezentálják, pl. viszonylag nagy áramokat tudnak felvenni és leadni túlmelegedés nélkül.

TTL – *Transistor-Transistor-Logic* (tranzisztor-tranzisztor-logika)

A legrövidebb kapcsolási idővel (a legnagyobb kapcsolási frekvenciával) az ECL áramkörök rendelkeznek.

ECL – *Emitter Coupled Logic* (emittercsatolású logika)

Az ECL áramkörökben a tranzisztorok emitterei egymással össze vannak kapcsolva. Az IC tranzisztor- és ellenállászigetkekből áll.

Az egyes digitális IC-k felépítését, működését és jellemzőit a III. kötetben, a 32. fejezetben, az áramkör-családok bemutatásakor részletezzük.

22.3.2. Analóg IC

Az analóg IC-k folytonos jeleket, pl. hangfrekvenciás rezgéseket dolgoznak fel. A legkülönbözőbb alkalmazásokra gyártják őket. Építenek 3–6 fokozatú hangerősítőket, rádió- és tévékészülékek középfrekvenciás erősítőit éppúgy, mint a legkülönbözőbb típusú szabályozható erősítőket, szűrő áramköröket, műveleti erősítőket. Az integrált szűrőkapcsolások előnye, hogy nem kellene hozzájuk tekercsek. Ezekben a szűrőkben több olyan, erősen frekvenciafüggő visszacsatolású erősítőfokozat van, amely csak a kívánt frekvenciát erősíti. A tekercsek és kondenzátorok több tranzisztorból és ellenállásból álló áramkörrel helyettesíthetők. Az analóg IC-k alkalmazási lehetőségei egyre bővülnek. Mindenütt, ahol nagyobb darabszámú áramkörre van szükség, célszerű IC-t beépíteni.

A félvezető alkatrészek gyártói a vevő kívánságára speciális IC-eket is készítenek. Az egyedi IC-gyártás kb. 5000 darabos sorozat esetén válik gazdaságossá, ami azt jelenti, hogy közepes sorozatnagyságnál már kifizetődő a különleges IC-k gyártása.

22.4. Integráltsági fok és elemsűrűség

Az elemsűrűség megadja, hogy hány alkatrész, ill. alkatrészfunkció realizálható a chip 1 mm²-nyi felületén. A szokásos elemsűrűségek

bipoláris áramkörök esetén kb. 300/mm²,
MOS áramkörök esetén kb. 1000...3000/mm².

Az integráltsági fok az egy chipen megvalósított alkatrészfunkciók számának mértéke. Jelenleg kb. 300 000 MOS tranzisztort tartalmazó chipet is gyártanak. Megkülönböztetünk kis, közepes, nagy és rendkívül nagy integráltsági fokot. Az említett sorrendben ezek angol megnevezése:

SSI – *Small Scale Integration*,
MSI – *Medium Scale Integration*,
LSI – *Large Scale Integration*,
VLSI – *Very Large Scale Integration*.

Az SSI áramkörök néhány száz, az MSI áramkörök kb. 10 000 alkatrészfunkciót, az LSI áramkörök 10 000...100 000 alkatrészfunkciót foglalnak magukban. A VLSI áramkörökbe ennél több (500 000-ig terjedő) alkatrészfunkció van beépítve. A kis-számítógépek azonos funkciói ma egyetlen VLSI áramkörben foglalhatók össze. Az ún. négy alapműveletes számológépek, amelyek összeadni, kivonni, szorozni és osztani tudnak, majdnem mindegyike egyetlen IC-ből és a kijelzőköz tartozó teljesítményfokozatból áll.

22.5. Az integrált áramkörök előnyei és hátrányai

Előnyök

Az integrált áramkörök viszonylag olcsón állíthatók elő. Egy tranzisztorfunkció megvalósítása többnyire néhány fillérbe kerül.

Egy háromfokozatú hangfrekvenciás erősítő integrált áramkörként ma annyiba kerül, mint néhány évvel ezelőtt egyetlen tranzisztor.

Az integrált áramkör beépítésével a készülékek áttekinthetőbbek, felépítésükben egyszerűbbek, így könnyebb őket javítani. Kis szerkezeti méretek érhetők el. A készülékek forrasztási helyeinek száma az integrált áramkörök beépítésével erősen csökken, ezáltal a készülék üzembiztosabb, mivel minden egyes forrasztási hely meghibásodási lehetőség forrása.

Az integrált áramkörökben az alkatrészek közötti összekötő vezetékek igen rövidek. Ez különösen nagyobb frekvenciákon előnyös (a jelek rövid futásideje, kicsiny zavaró sugárzás, csekély kapacitív zavaró hatás).

Hátrányok

Az integrált áramkörök alkalmazása viszonylag kevés hátránnyal jár.

A gyakorlati szakember számára a fő hátrány az, hogy egyáltalán nem olyan egyszerű megállapítani, egy IC tényleg elromlott-e vagy sem. Ez a nehézség a nagyobb integráltságú, bonyolultabb áramkörök esetén csak fokozódik. A sok csatlakozás miatt a beforrasztott IC-t nem olyan egyszerű eltávolítani, speciális szerszám szükséges hozzá. Ha az IC-k típusválasztéka igen széles, és minden gyártó speciális típusorozatokkal jelenik meg, nagyon nehéz beszerezni a pótalkatrészt. Hogyan szerezzük be pl. azt az IC-t, amelyet valamelyik kis japán cég gyárt? Persze, ha az integrált áramkörök előnyeit és hátrányait egymással szembeállítjuk, az előnyök lesznek túlsúlyban.

23. Tirisztorok

23.1. Négyrétegű diódák (tirisztordiódák)

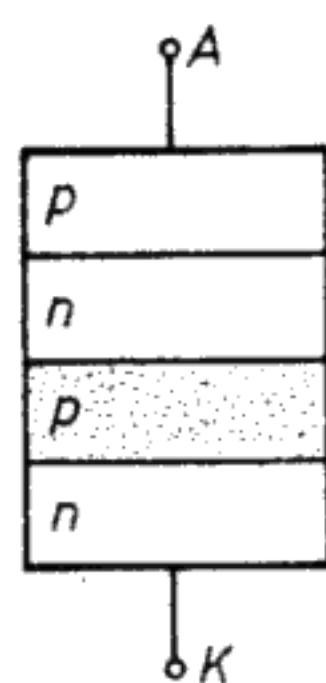
23.1.1. Felépítés és működés

A négyrétegű dióda szilícium alapú félvezető eszköz, amelynek négy, sorrendben p, n, p és n vezető zónája van (23.1. ábra).

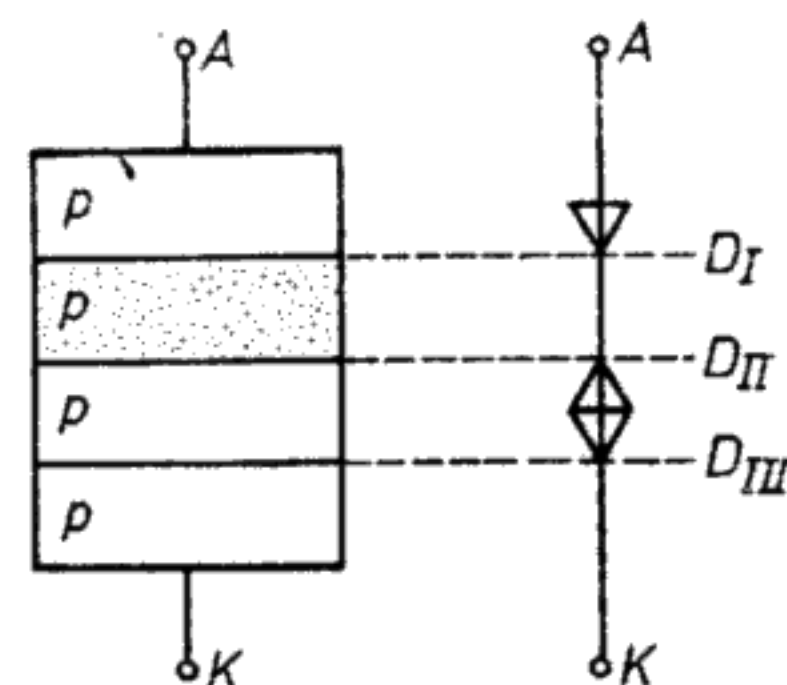
A négyrétegű dióda elnevezés mellett a tirisztordióda vagy triggerdióda elnevezést is használják. A két csatlakozóelektródát katódnak (K), ill. anódnak (A) hívják. A négyrétegű diódának három pn-átmenete van. Mindegyik pn-átmenet egy diódát alkot, amelyeket rendre D_I , D_{II} és D_{III} jelöl (23.2. ábra). Ha az anód és katód közé feszültséget kapcsolunk úgy, hogy az anód a katódhoz képest negatív legyen, akkor a D_I és a D_{III} dióda előfeszültsége záróirányú, a D_{II} diódáé pedig nyitóirányú (23.3. ábra). Ilyenkor csak nagyon kis zárási áram folyik.

Ha az anód a katódhoz képest pozitív feszültséget kap, akkor a D_I és a D_{III} dióda előfeszültsége nyitóirányú, a D_{II} dióda viszont zárva van (23.4. ábra). A négyrétegű dióda azonban ilyen polaritásbekötésnél is (meghatározott feszültségtartományban) zár. Ha az U_{AK} feszültséget megnöveljük, akkor a négyrétegű dióda egy adott feszültségértéken hirtelen kis ellenállású lesz. Ellenállása néhány $M\Omega$ -ról néhány Ω -ra csökken.

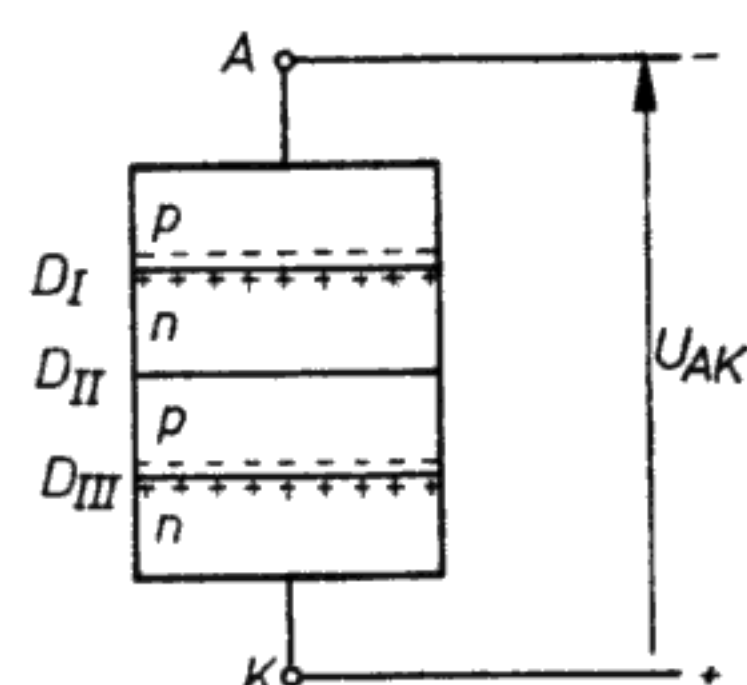
A négyrétegű dióda kapcsolótulajdonságokkal rendelkező alkatrész. Nagy és kis ellenállású állapotban van.



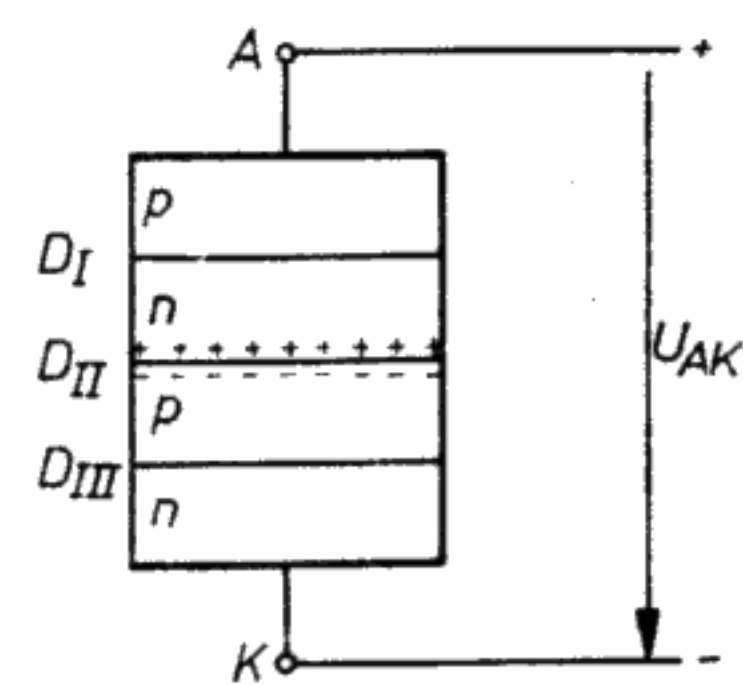
23.1. ábra. A négyrétegű dióda felépítése



23.2. ábra. A négyrétegű dióda részdiódái



23.3. ábra. A pn-átmenetek polaritása záróirányú kapcsolás esetén



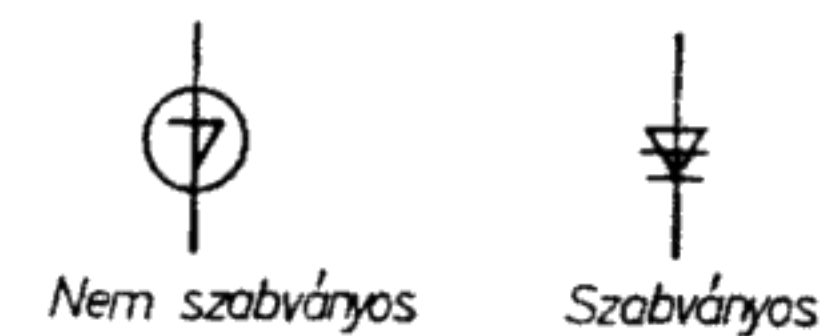
23.4. ábra. A pn-átmenetek polaritása nyitóirányú kapcsolás esetén

A négyrétegű dióda rajzjelét a 23.5. ábra mutatja. A 23.6. ábra a négyrétegű dióda $U-I$ jelleggörbét mutatja. A jelleggörbén megkülönböztetjük a zárási, a blokkolási, az átmeneti és a vezetési szakaszt.

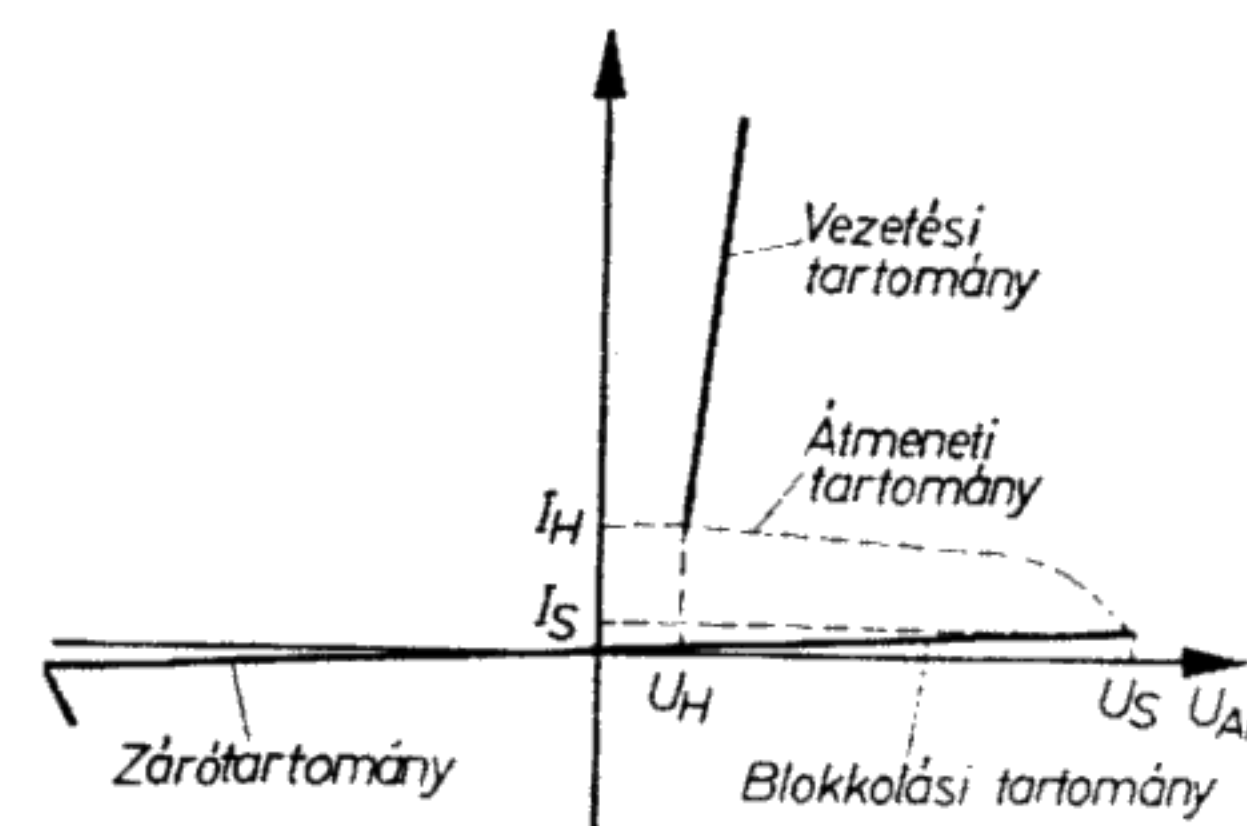
A zárási szakaszban nagyon kis zárási áram folyik. Az U_{Rab} zárófeszültségnél áttörés következik be, és a dióda tönkremehet. A blokkolási szakaszban a négyrétegű dióda nagy ellenállású, majd az U_S kapcsolási feszültségen a kis ellenállású állapotba megy át. A jelleggörbének ezt a visszahajló részét átmeneti szakasznak nevezzük.

A jelleggörbét a 23.7. ábrán megadott kapcsolással veszik fel. Ha a négyrétegű dióda ellenállása nagyon kicsivé válik, akkor a rákapcsolt feszültség legnagyobb része a R_V -re esik. A négyrétegű diódára eső feszültség az U_H értékre csökken. Az U_H az ún. kritikus feszültség, amelyhez az I_H kritikus áram tartozik. Ha az U_H , ill. az I_H értéke alá csökken a feszültség, ill. az áram; akkor a négyrétegű dióda visszatér a nagy ellenállású állapotába. A vezetési tartományban a négyrétegű dióda ellenállása kicsi. A rá eső feszültség csekély és a növekvő árammal emelkedik, ezért a vezetési irányú áramot korlátozni kell.

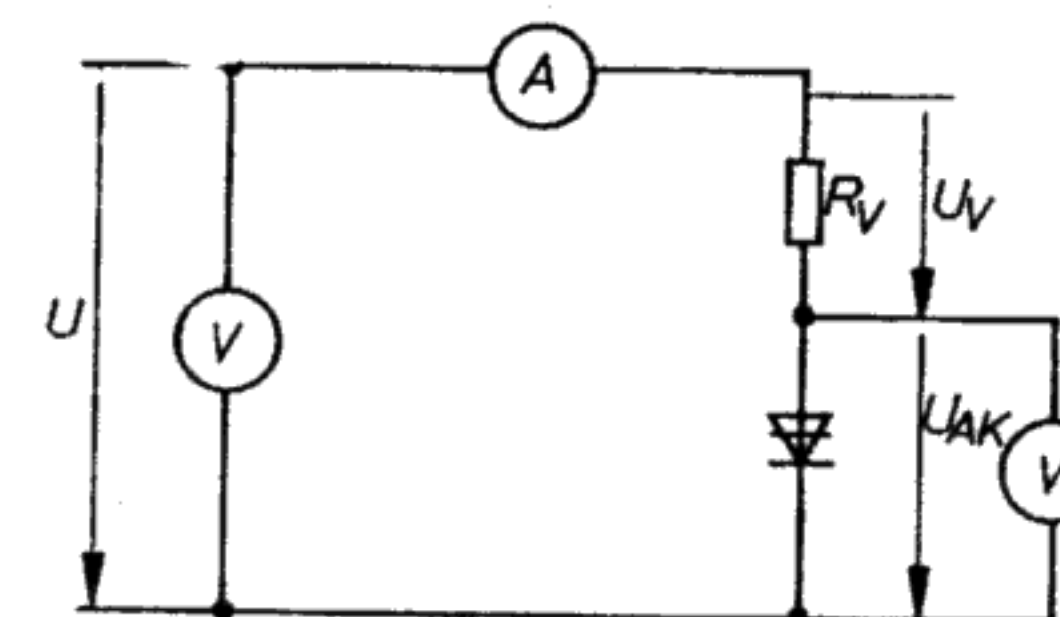
A négyrétegű dióda áramkörében kell lennie egy elegendően nagy R ellenállásnak, amivel a vezetési irányú áramot korlátozzuk.



23.5. ábra. A négyrétegű dióda rajzjele



23.6. ábra. A négyrétegű dióda jelleggörbéje



23.7. ábra. A négyrétegű dióda jelleggörbéjének felvételéhez szükséges kapcsolás

Túlságosan nagy vezetési áram esetén a négyrétegű dióda tönkremegy.

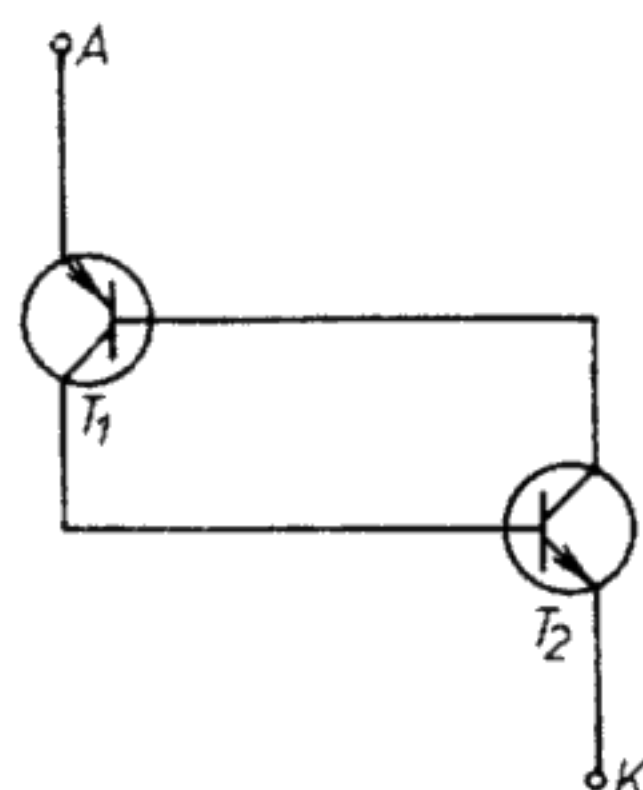
A négyrétegű diódákat gyakran előtét-ellenállással használják.

Miként lehetséges, hogy a négyrétegű dióda az U_S feszültségnél hirtelen kis ellenállású lesz?

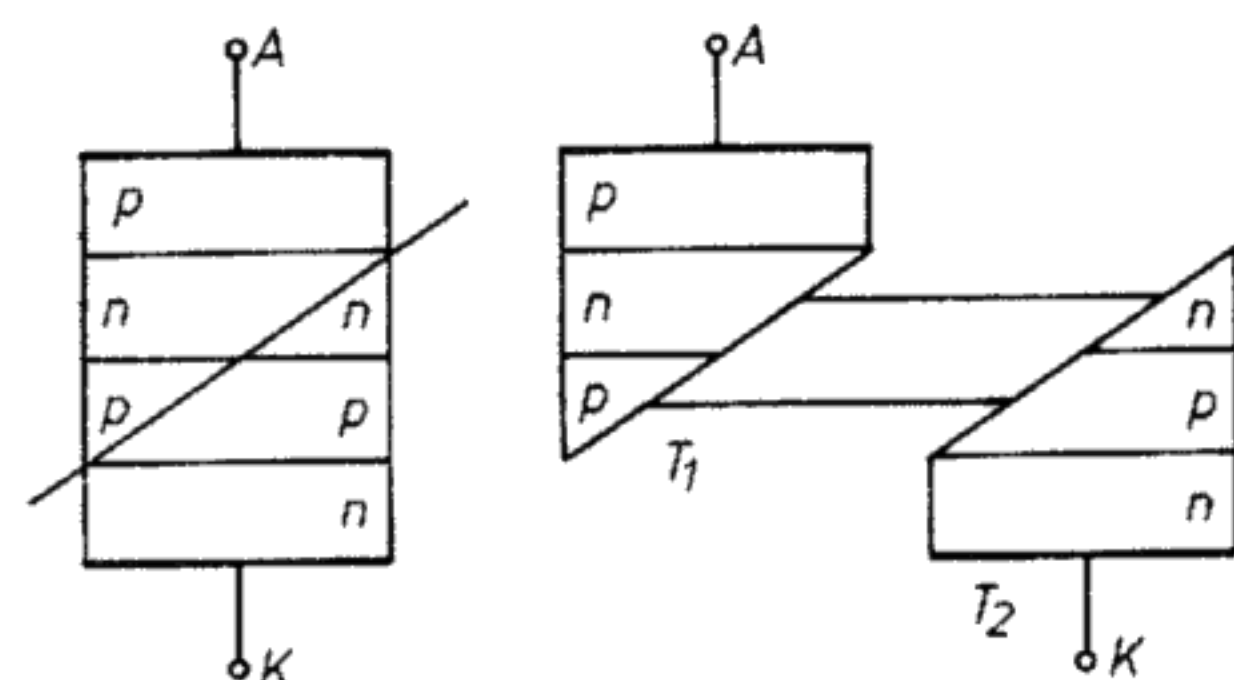
Egy lehetséges magyarázat, hogy a középső diódának (D_{II}) a Z-diódákra jellemző karakterisztikája van, és egy adott zárófeszültségen hirtelen áttörés következik be. Mivel a D_I és a D_{III} dióda előfeszítése egyébként nyitóirányú, a teljes eszköz kis ellenállású lesz.

Pontosabban modellezhetjük a belső folyamatokat, ha a négyrétegű alkatrészt mint két összekapcsolt tranzisztort fogjuk fel. Gondolatban vágjuk szét a zónákat a 23.8. ábrán bemutatott módon. A kristály felső része pnp tranzisztort, az alsó pnp tranzisztort alkot.

A T_1 és T_2 tranzisztort a 23.9. ábra szerint kapcsoljuk össze. Ha az A és K közötti feszültséget megnöveljük, akkor mindkét tranzisztoron nő a zárási áram is. T_1 zárási árama azonban bázisárama T_2 -nek, T_2 zárási árama pedig T_1 -nek.



23.8. ábra. A négyrétegű dióda felosztása két tranzisztorra



23.9. ábra. A négyrétegű dióda tranzisztoros helyettesítő kapcsolása

Az U_{AK} adott értékén — az U_S feszültségen — az egyik tranzisztor zárási árama akkora, hogy az a másik tranzisztort egészen kicsit tudja csak nyitni. Tegyük fel, hogy a T_2 zárási árama kissé nyitja a T_1 -et! Ez azt jelenti, hogy T_1 árama most nagyobb lesz. T_1 nagyobb árama azonban T_2 -t tovább nyitja. Ha T_2 tovább nyit, akkor T_1 is. T_1 további nyitása megint csak T_2 nyitási folyamatát erősíti, és így tovább. A két tranzisztor kölcsönösen kivezérli egymást mindaddig, amíg mind a kettő teljesen nyitott állapotba nem kerül, és a négyrétegű dióda ezzel eléri kis ellenállású állapotát. A pn-átmenetek most el vannak árasztva töltéshordozókkal. A négyrétegű dióda nagy ellenállású állapotába akkor tud visszatérni, ha az I áram egy adott legkisebb érték, a kritikus I_H áram alá csökken. Ez az U_H feszültségen következik be. Ekkor a középső záróréteg újra kialakul, mivel az ott levő töltéshordozók eltávoznak.

23.1.2. Jellemző adatok és határértékek

A négyrétegű diódák szokásos jellemzői

kapcsolási feszültség	$U_S \approx 50 \pm 4 \text{ V}$,
kritikus áram	$I_H \approx 14 \pm 45 \text{ mA}$,
kritikus feszültség	$U_H \approx 0,8 \text{ V}$,
kapcsolási áram	$I_S \approx 120 \mu\text{A}$,
zárási áram	$I_R \approx 15 \mu\text{A}$,
differenciális vezetési ellenállás	$r_f \approx 2 \Omega$,
bekapcsolási idő	$t_{be} \approx 0,2 \mu\text{s}$,
kikapcsolási idő	$t_{ki} \approx 5 \mu\text{s}$.

A négyrétegű diódák szokásos határértékei

max. megengedett tartós egyenáram	$I_F \approx 150 \text{ mA}$,
max. megengedett impulzusáram	$I_{FM} \approx 10 \text{ A}$,
max. megengedett veszteségi teljesítmény	$P_{tot} \approx 150 \text{ mW}$,
környezeti hőmérséklet-tartomány	$T_{U \max} \approx +65 \text{ }^\circ\text{C}$,
	$T_{U \min} \approx -40 \text{ }^\circ\text{C}$,
max. megengedett zárófeszültség	$U_{R \max} \approx 60 \text{ V}$.

23.1.3. Alkalmazások

A négyrétegű diódákat, amelyeket triggerdiódáknak is neveznek, kapcsolóelemként építik be és főként tirisztorok vezérlésére alkalmazzák. Négyrétegű diódákkal egyszerűen építhetők fel számláló- és impulzustechnikai áramkörök. Négyrétegű diódákat alkalmaznak az elektronikus távbeszélő-technika és a digitális technika kapcsolófokozataiban is. Négyrétegű diódákat csak kis teljesítményre készítenek, nagy teljesítményeknél vezérelt négyrétegű diódákat, más néven tirisztorokat alkalmaznak.

23.2. Tirisztorok

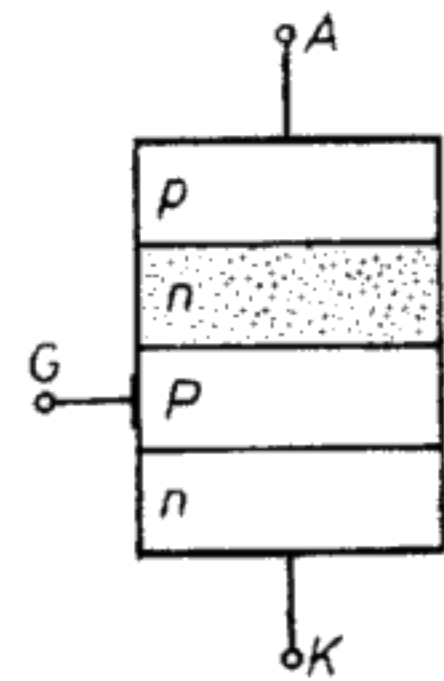
23.2.1. Felépítés és működésmód

A tirisztorok félvezető alkatrészek, amelyek négy vagy több különböző vezetési típusú rétegből állnak. A legtöbb esetben a négyrétegű diódához hasonló a felépítésük, és ugyanúgy két stabil üzemi állapotuk van, éspedig egy nagy és egy kis ellenállású állapot.

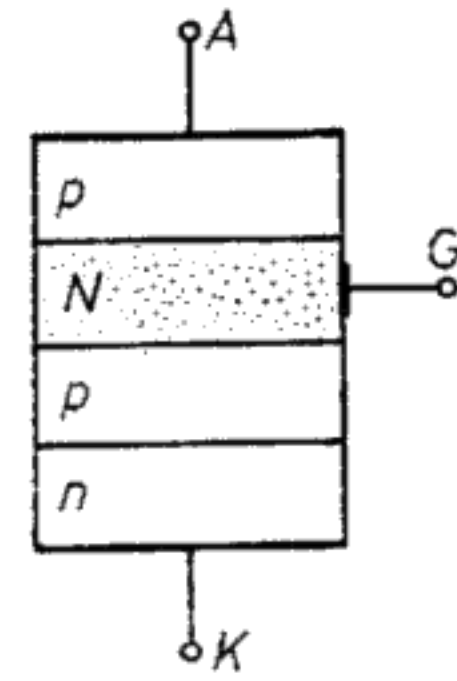
Az egyik állapotból a másikba való átkapcsolás egy vezérlőcsatlakozáson keresztül vezérelhető.

A tirisztorok kapcsoló tulajdonságokkal rendelkező, vezérelhető alkatrészek.

A leggyakoribb tirisztortípusok felépítését a 23.10. ábrán mutatjuk be. A négyrétegű kristálynak három elektródája van: az anód (A), a katód (K) és a vezérlőcsatlakozás vagy kapu (G). A három elektróda miatt az alkatrészt tirisztortriódának is nevezik. A vezérlő csatlakozás (G) többnyire a belső p zónára van kötve. Az ilyen tirisztorokat p vezérelt tirisztoroknak vagy katódvezérlésű tirisztoroknak nevezzük. Néhány ritkábban alkalmazott tirisztortípus esetén a vezérlőcsatlakozás a belső n zónához kapcsolódik. Ezeket n vezérelt tirisztoroknak vagy anódvezérlésű tirisztoroknak nevezzük (23.11. ábra). A tirisztorok szabványos rajzjelei a 23.12. ábrán láthatók.



23.10. ábra. p vezérelt (katódoldaltól vezérelhető) tirisztor felépítése



23.11. ábra. n vezérelt (anódoldaltól vezérelhető) tirisztor felépítése



23.12. ábra. A tirisztorok rajzjelei

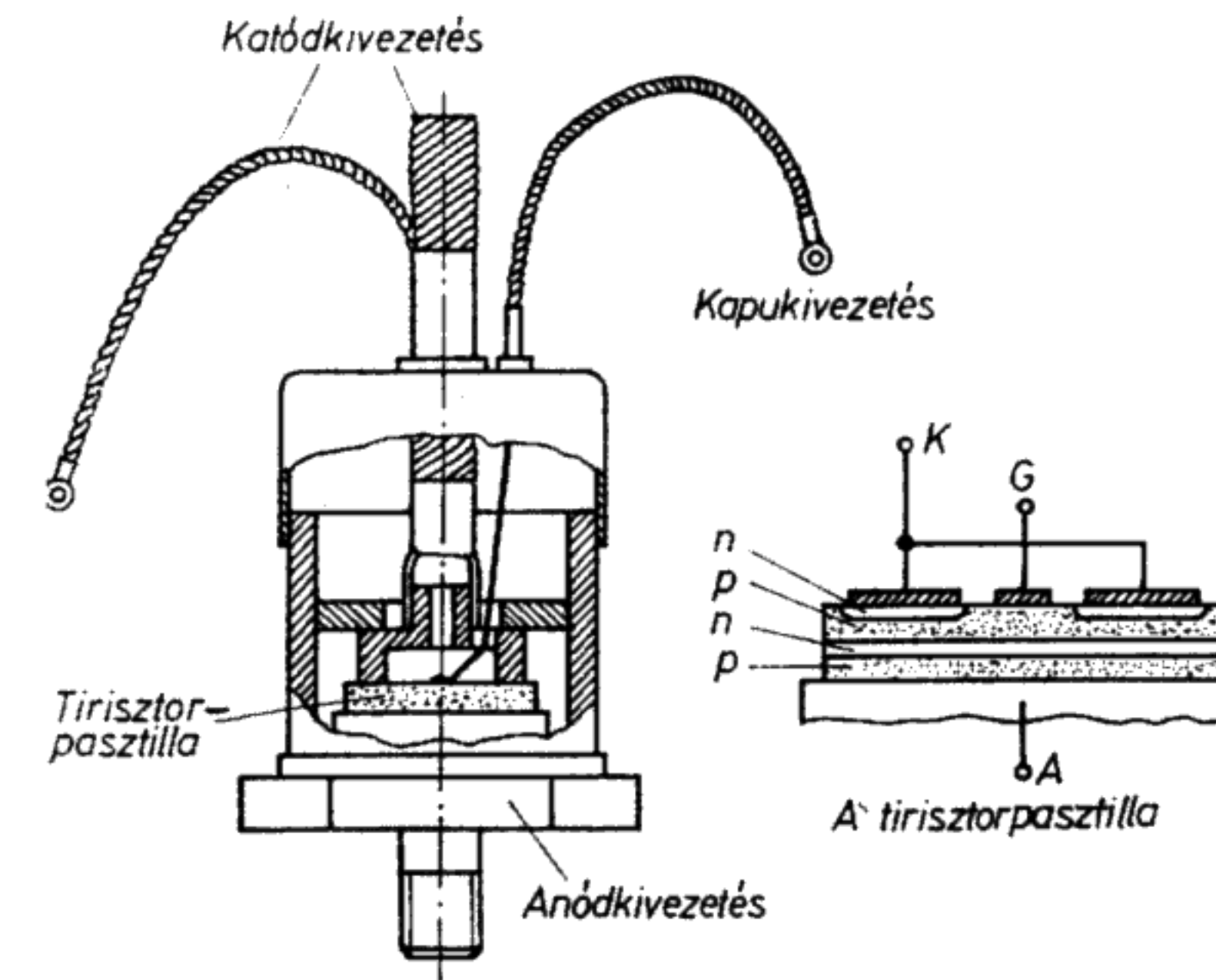
A következő vizsgálódások főként a legtöbbször alkalmazott p vezérlésű tirisztortípusokra vonatkoznak. A külső p zóna, az ún. anódzóna, üzem közben erősen felmelegszik. Amennyire csak lehetséges, hűteni kell, ezért többnyire a burkolat alapjához erősítik. A külső n zóna (katódzóna) a csatlakozóvezetékhez kapcsolódik. A 23.13. ábra szokásos tirisztortok metszetét mutatja.

A tirisztornak három pn-átmenete van, amelyek D_I , D_{II} és D_{III} diódként foghatók fel.

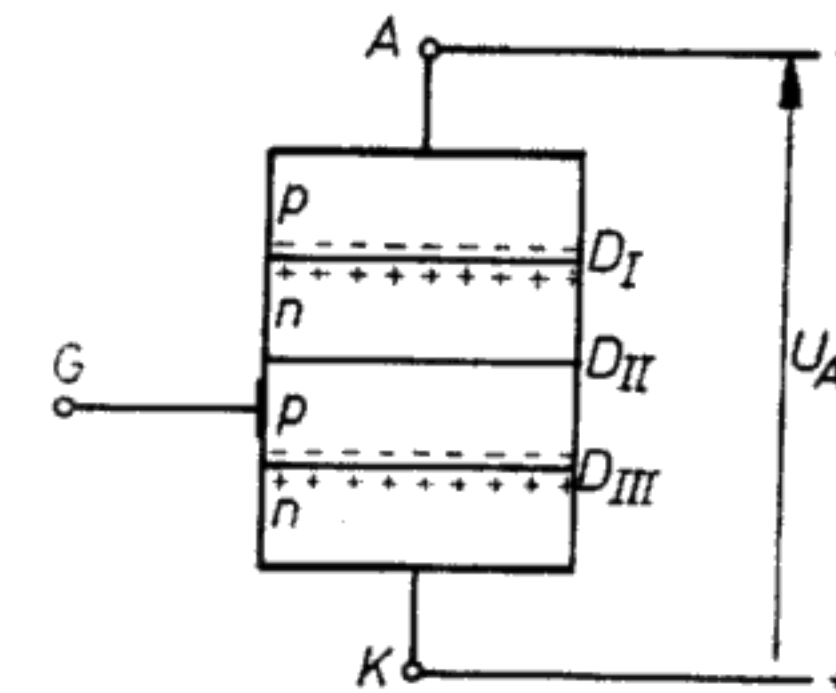
Az U_{AK} feszültség iránya szerint záróirányú és vezetésirányú kapcsolást különböztethetünk meg. A záróirányú kapcsolást akkor használjuk, ha a feszültség a hátrafelé, a vezetésirány helyett az előre felé megjelölést is.

Záróirányú polaritásnál U_{AK} negatív sarka az anódra van kapcsolva (23.14. ábra).

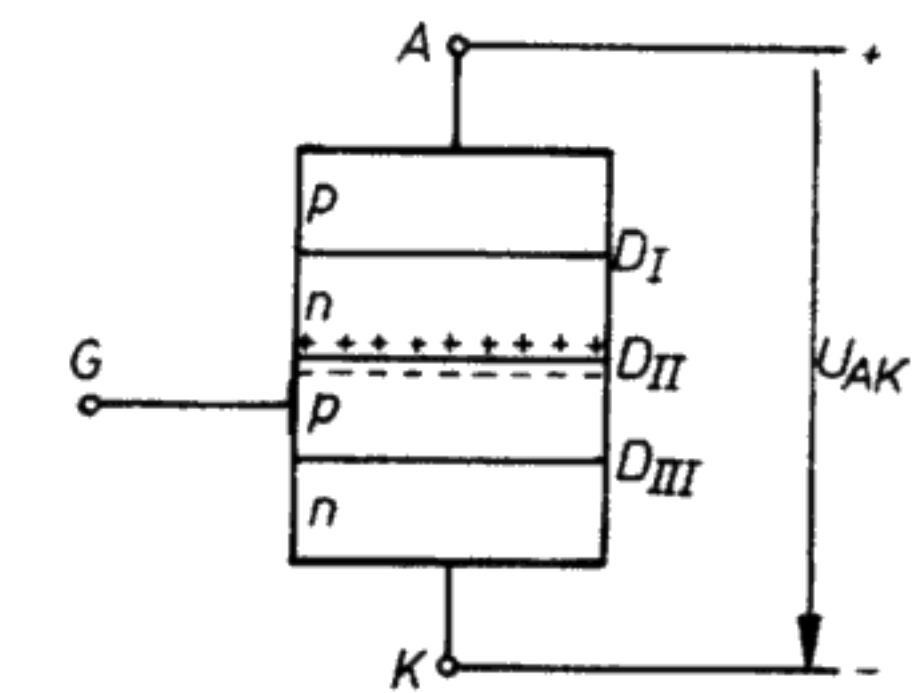
A pn-átmenetek, ill. a D_I és D_{III} diódk polaritása záróirányú. A középső (D_{II}) pn-átmenet vezetésirányban működik. Az U_{AK} feszültség ilyen polaritása esetén a tirisztor mindig zárva marad, azaz megőrzi nagy ellenállású állapotát. (Az anód és a katód között néhány $M\Omega$ ellenállás van.)



23.13. ábra. A tirisztorház metszete



23.14. ábra. A tirisztor záróirányú kapcsolásakor kialakuló állapot



23.15. ábra. A tirisztor nyitóirányú kapcsolásakor kialakuló állapot

Ha az U_{AK} feszültség túllépi legnagyobb megengedett értékét, akkor átütés lép fel, és a tirisztor tönkremegy.

Vezetési irányú működtetés esetén U_{AK} pozitív sarka az anódra van kötve (23.15. ábra). Ilyenkor a D_I és D_{III} diódk nyitóirányban működnek, csupán a D_{II} dióda polaritása záróirányú. A vezérlőcsatlakozás nincs bekötve.

Az anód és katód közötti ellenállás ugyancsak néhány $M\Omega$. A tirisztor tehát ilyen polaritás esetén is zár. A zárás állapotból való megkülönböztetésül azt mondjuk, hogy ebben az állapotban a tirisztor blokkol.

Csak kis zárási áram folyik. Ha az U_{AK} feszültséget tovább növeljük, akkor egy bizonyos feszültségértéken való hirtelen átkapcsolás következik be a kis ellenállású állapotba.

Azt a feszültséget, amelyen az átbillenés vagy átkapcsolás jelensége fellép, U_{KO} nullátmeneti billenőfeszültségnek nevezzük. A nullátmeneti billenőfeszültség meghatározására utal.

A nullátmeneti billenőfeszültség az a feszültség, amelyen a nyitott vezérlőcsatlakozású, vezetésirányba kapcsolt tirisztor a kis ellenállású állapotba billen át.

A nullátmeneti billenőfeszültség a négyrétegű dióda kapcsolási feszültségének felel meg.

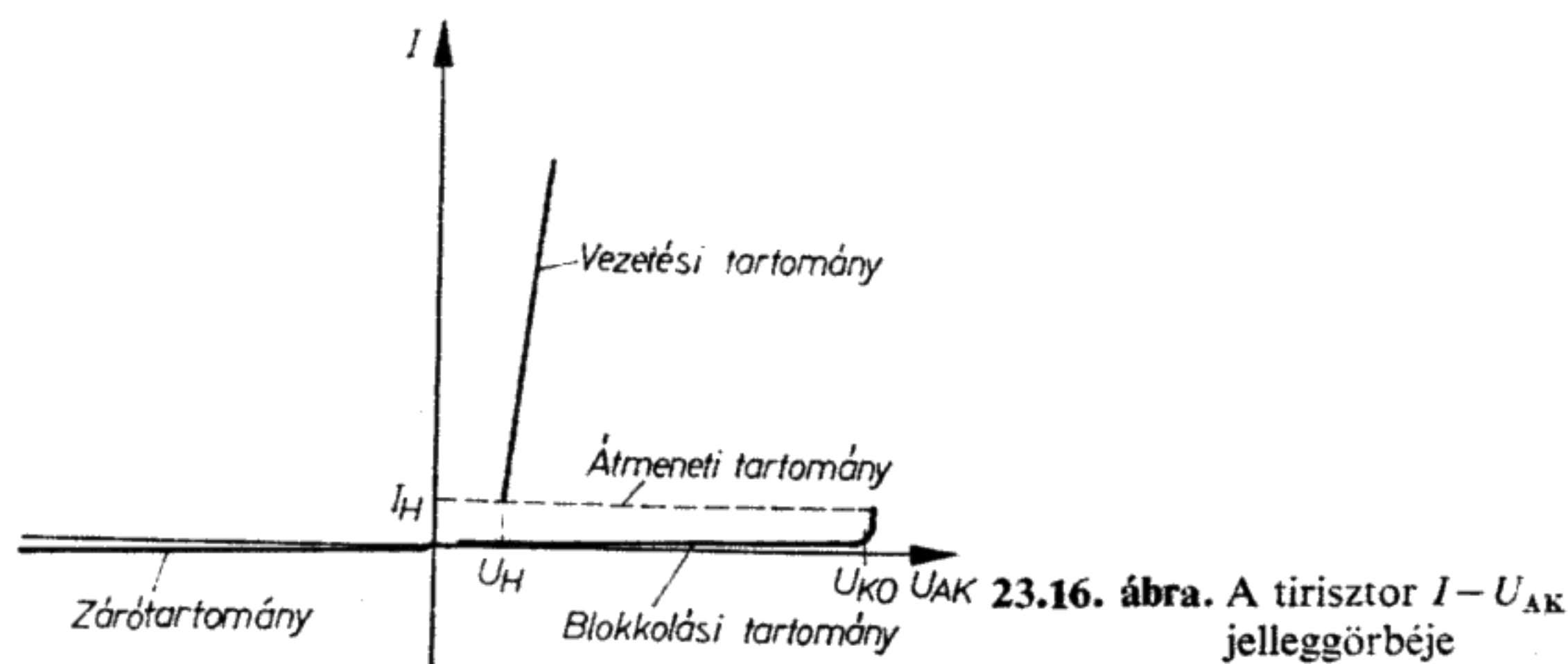
A 23.16. ábra egy nyitott vezérlőcsatlakozású tirisztor áram–feszültség-jelleggörbéjét mutatja. A négyrétegű diódához hasonlóan megkülönböztetünk zárási, blokkolási, átmeneti és vezetési tartományt. A négyrétegű szerkezet itt is két tranzisztor összekapcsolásával modellezhető (23.17. ábra).

Ugyanúgy, mint a négyrétegű diódánál, adott U_{AK} feszültségen a T_1 és T_2 tranzisztorok kölcsönösen vezérlik egymást, ami a teljes nyitáshoz, a tirisztor kis ellenállásúvá válásához vezet.

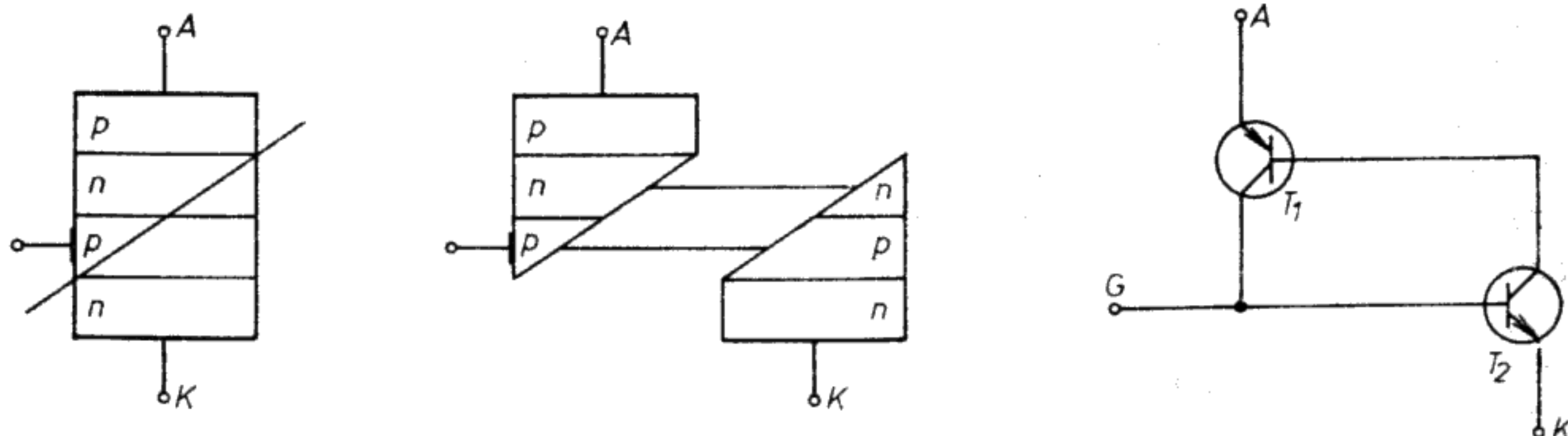
Az a feszültség, amelyen nyitott vezérlőcsatlakozás mellett a kölcsönös kivezérlődés megkezdődik, a nullátmeneti billenőfeszültség.

A kölcsönös kivezérlés – és ezzel a kis ellenállású állapotba való átkapcsolás – a nullátmeneti billenőfeszültség elérése előtt is bekövetkezhet. Ha a 23.17. ábrán bemutatott tirisztor G vezérlőcsatlakozására a katódhoz képest pozitív impulzust adunk, akkor a T_2 tranzisztor vezérlődik, és ez megindítja a T_1 és T_2 közötti, egymást erősítő vezérlési jelenséget. A tirisztor átbillen a kis ellenállású állapotába. A vezérlőimpulzusnak meghatározott minimális időtartamúnak kell lennie (legkisebb impulzusidő). Ilyen impulzussal a két tranzisztor teljesen kivezérelhető. Az impulzus áramerősségének szintén elegendően nagyoknak kell lennie.

A kapcsolási irányban működtetett tirisztor megfelelően nagy és elegendő időtartamú vezérlőimpulzus hatására kis ellenállású állapotába billen át.



23.16. ábra. A tirisztor $I-U_{AK}$ jelleggörbéje



23.17. ábra. A tirisztor felosztása két tranzisztorra és a tirisztor tranzisztoros helyettesítő kapcsolása

A kis ellenállású állapotban a tirisztor töltéshordozókban erősen túltelítődik. A vezérlőcsatlakozás hatástalanná válik. A normális tirisztor a vezérlőelektróda segítségével a nagy ellenállású állapotba nem kapcsolható vissza. A tirisztor a kis ellenállású állapotban marad mindaddig, amíg az áram egy adott minimális érték alá nem csökken. Ezt a legkisebb áramot kritikus áramnak nevezzük. A kritikus áram alatt a középső záróréteg újraépül, a zárórétegben levő töltéshordozók távoznak. Ehhez meghatározott időre – ún. szabaddá válási időre – van szükség.

A kis feszültségű állapotban levő tirisztor kis ellenállású marad mindaddig, amíg az áram a kritikus áramnál kisebb nem lesz.

Kis ellenállású állapotban a tirisztor ellenállása néhány $m\Omega$ lehet. A tirisztor terhelő áramkörébe ezért feltétlenül be kell építeni egy elegendő nagyságú áramkorlátozó ellenállást.

A kis ellenállású tirisztoron átfolyó áram erősségét feltétlenül korlátozni kell.

23.2.2. Jellemző adatok és határértékek

Jellemző adatok

Névleges áram (I_N)

A névleges áram a tartósan megengedett vezetési áram (egyutas kapcsolás, ohmos terhelő-ellenállás és adott hűtés esetén) számtani közepe.

Vezetési feszültség (U_T)

A vezetési feszültség az anód és a katód között kis ellenállású állapotban fellépő feszültség (adott áramhoz tartozó pillanatnyi érték).

Kritikus áram (I_H)

A kritikus áram a vezetési áram legkisebb értéke. A kritikus áramnál kisebb áramerősségen a tirisztor a nagy ellenállású állapotba billen át.

Gyűjtőáram (I_{GT})

A vezérlőáram azon értéke, amely minimálisan szükséges ahhoz, hogy a tirisztor a kis ellenállású állapotba kapcsoljon. Az átkapcsolást „gyűjtásnak” is szokás nevezni.

Gyűjtőfeszültség (U_{GT})

A gyűjtőfeszültség a vezérlőelektróda és a katód között folyó vezérlőáramot létrehozó feszültség.

Gyűjtési idő (bekapcsolási idő, gyűjtési késedelem) (t_{be})

A gyűjtési idő az az idő, amely valamely meredek vezérlőimpulzus kezdetétől addig eltelik, amíg a zárt tirisztor feszültsége a kezdeti érték 10%-ára nem csökken, vagyis a tirisztor a kis ellenállású állapotába át nem billen.

Szabaddá válási idő (kikapcsolási idő, zárási késedelem) (t_{ki})

A szabaddá válási idő az az idő, amely az áram nullátmenetétől a zárási állapot kialakulásáig eltelik.

Zárási áram (I_D, I_R)

Megkülönböztetünk pozitív és negatív zárási áramot. A pozitív zárási áram (I_D) a blokkolási állapotban fellépő áram, a negatív zárási áram a záróirányban fellépő áram. A legtöbb esetben a kettő egyenlő nagyságú.

Hőellenállás (R_{thG}, R_{thU})

Gyakran megadják a záróréteg és a ház közötti R_{thG} , ill. a záróréteg és a környezeti levegő közötti R_{thU} hőellenállást.

Nullátmeneti billenőfeszültség (U_{KO})

A nullátmeneti billenőfeszültség az anód és a katód közötti azon feszültség, amely esetén a tirisztor nyitott vezérlőelektróda mellett a kis ellenállású állapotba billen át. A gyártmánykatalógusokban gyakran nem adják meg, mivel sok az olyan tirisztor, amelyet nem szabad nullátmeneti feszültségen működtetni.

Határértékek

Periodikus csúcs-zárófeszültség (U_{DRM}, U_{RRM})

Megkülönböztetünk pozitív és negatív csúcs-zárófeszültséget. Az U_{DRM} pozitív csúcs-zárófeszültségnek kapcsolási irányú polaritása van (blokkolási állapot), a negatív csúcs-zárófeszültség (U_{RRM}) polaritása viszont záróirányú. Az U_{DRM} és U_{RRM} csúcs-zárófeszültségek a periodikus feszültségek legnagyobb megengedett értékeit adják meg.

Legnagyobb megengedett lökőcsúcsfeszültség (U_{RSM})

Ez a feszültségérték a nemperiodikus folyamatok során alkalomszerűen léphet fel. A legrövidebb impulzusidő esetén sem szabad túllépni.

Tartós határáram (I_{TAV})

A tartós határáram a legnagyobb tartósan megengedett vezetési áram számtani közepe. (Egyutas kapcsolás, ohmos terhelés, adott hűtés.)

Legnagyobb periodikus csúcsáram (I_{TRM})

A legnagyobb periodikus csúcsáram a vezetési áramnak egyetlen periódus alatti legnagyobb megengedett csúcsértéke.

Tartós egyenáram (I_T)

A tartós egyenáram a legnagyobb megengedett egyenáram, amely a tirisztoron tartósan átfolyhat.

A vezérlőtéljesítmény csúcsértéke (P_{GM})

Ez az érték a legnagyobb megengedett vezérlőtéljesítményt adja meg.

Kritikus feszültségmeredekség ($S_{U\ krit}$)

A kritikus feszültségmeredekség a vezetési irányú feszültség növekedési sebességének legnagyobb megengedett értéke. Ha ezt az értéket túllépjük, akkor nemkívánat átbillenés következhet be a kis ellenállású állapotba.

Kritikus árammeredekség ($S_{I\ krit}$)

A kritikus árammeredekség az áramnövekedés sebességének legnagyobb megengedett értéke.

Maximális záróréteg-hőmérséklet (T_j)

Ha ezt a hőmérsékletet túllépjük, a kristály tönkremegy.

Nagyon nehéz szokásos adatokat és határértékeket megadni, mivel igen különböző tirisztortípusokat gyártanak. Itt a gyártók adatlapjaira kell utalnunk.

23.2.3. Alkalmazási példák

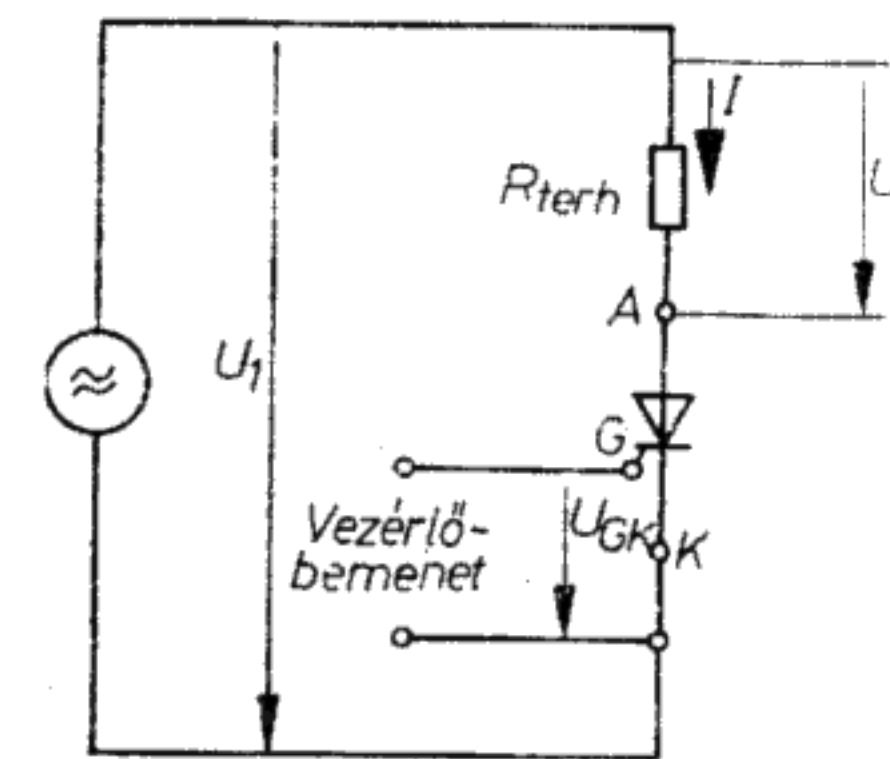
Tirisztor váltakozó áramú körben

A tirisztorokat túlnyomórészt mint érintkező nélküli kapcsolókat és vezérelhető egyenirányítókat alkalmazzák.

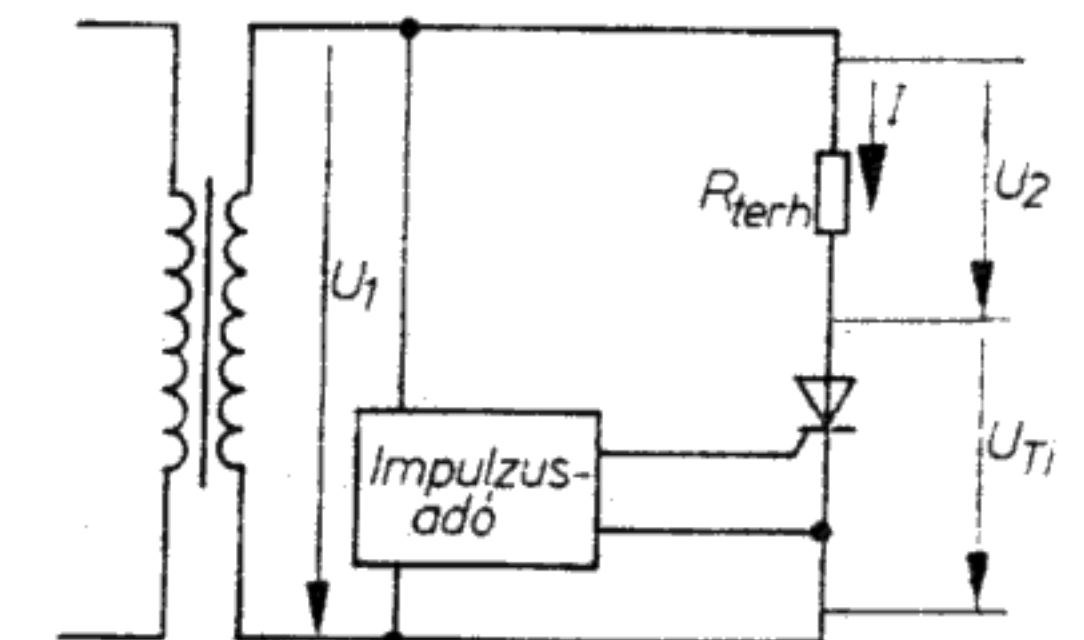
A 23.18. ábrán látható tirisztor a vezérlőbemenetére adott megfelelő polaritású, elegendően nagy és elegendően hosszú ideig tartó áram- és feszültségimpulzussal nagy ellenállású állapotából a kis ellenállású állapotába kapcsolható.

Ha a tirisztor a kis ellenállású állapotában (vezetési állapot) van, akkor a vezérlőbemenet hatástalan. Csakis a kritikus áramnál kisebb áram esetén billen vissza a tirisztor a nagy ellenállású állapotba. Az átbillenés a váltakozó áram valamelyik nullátmenetének közelében következik be. A gyújtóimpulzust periodikusan vagy nem periodikusan adhatjuk a bemenetre.

Ha az impulzust periodikusan, az U_1 -hez képest adott fázishelyzetben adjuk a vezérlőbemenetre, akkor a tirisztor periodikusan gyújt, azaz egészen pontosan meghatározott fázisszög esetén billen át a perióduson belül a kis ellenállású állapotba. A 23.19. ábra vezérelt egyenirányító-kapcsolást mutat be. A tirisztor minden egyes periódusban a φ_Z szöghöz tartozó t_Z időpontban gyújt. A φ_Z szöveget gyújtáskésleltetési szögnek nevezik.



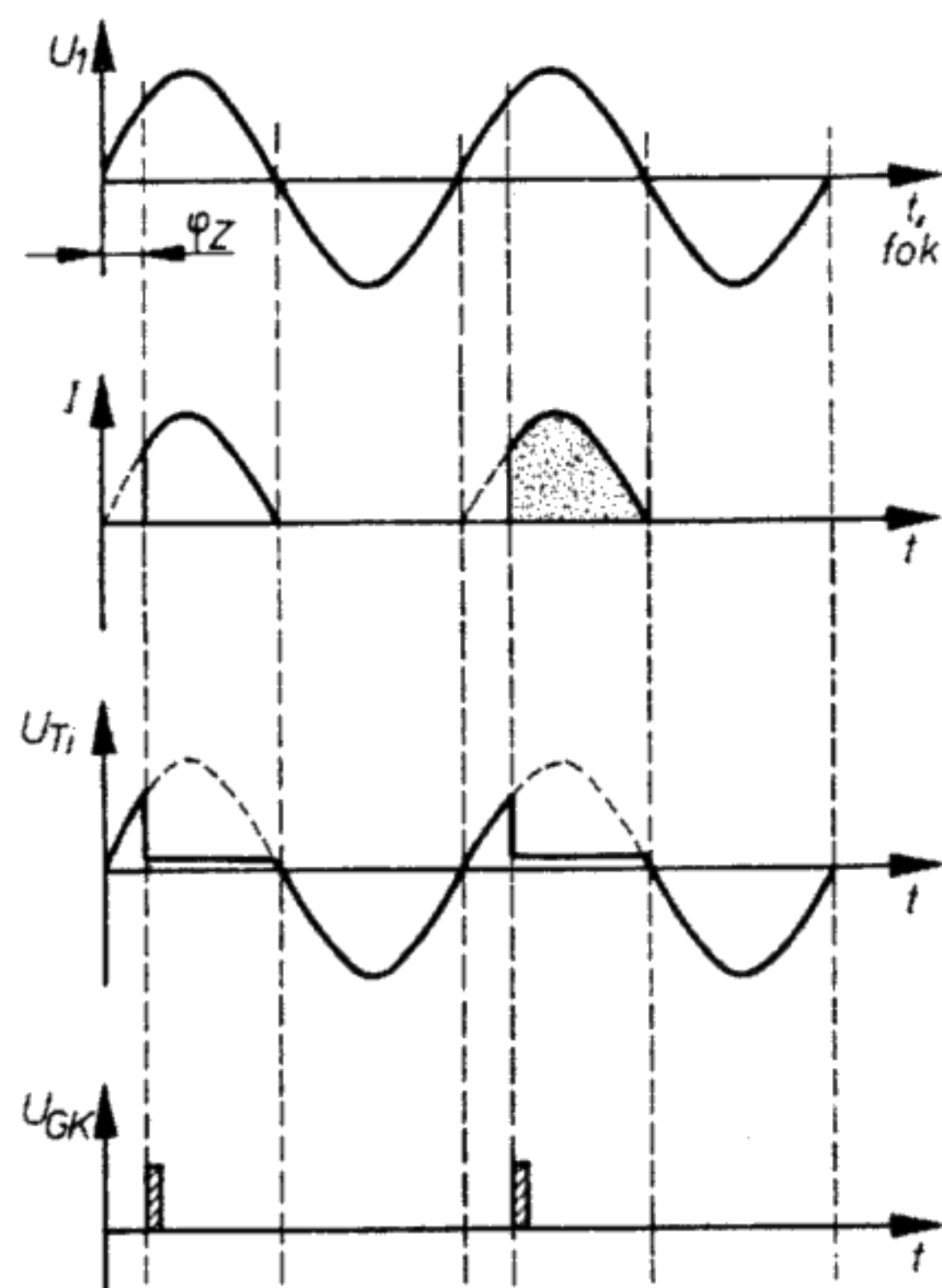
23.18. ábra. A tirisztor vezérlőbemenete és terhelő áramköre



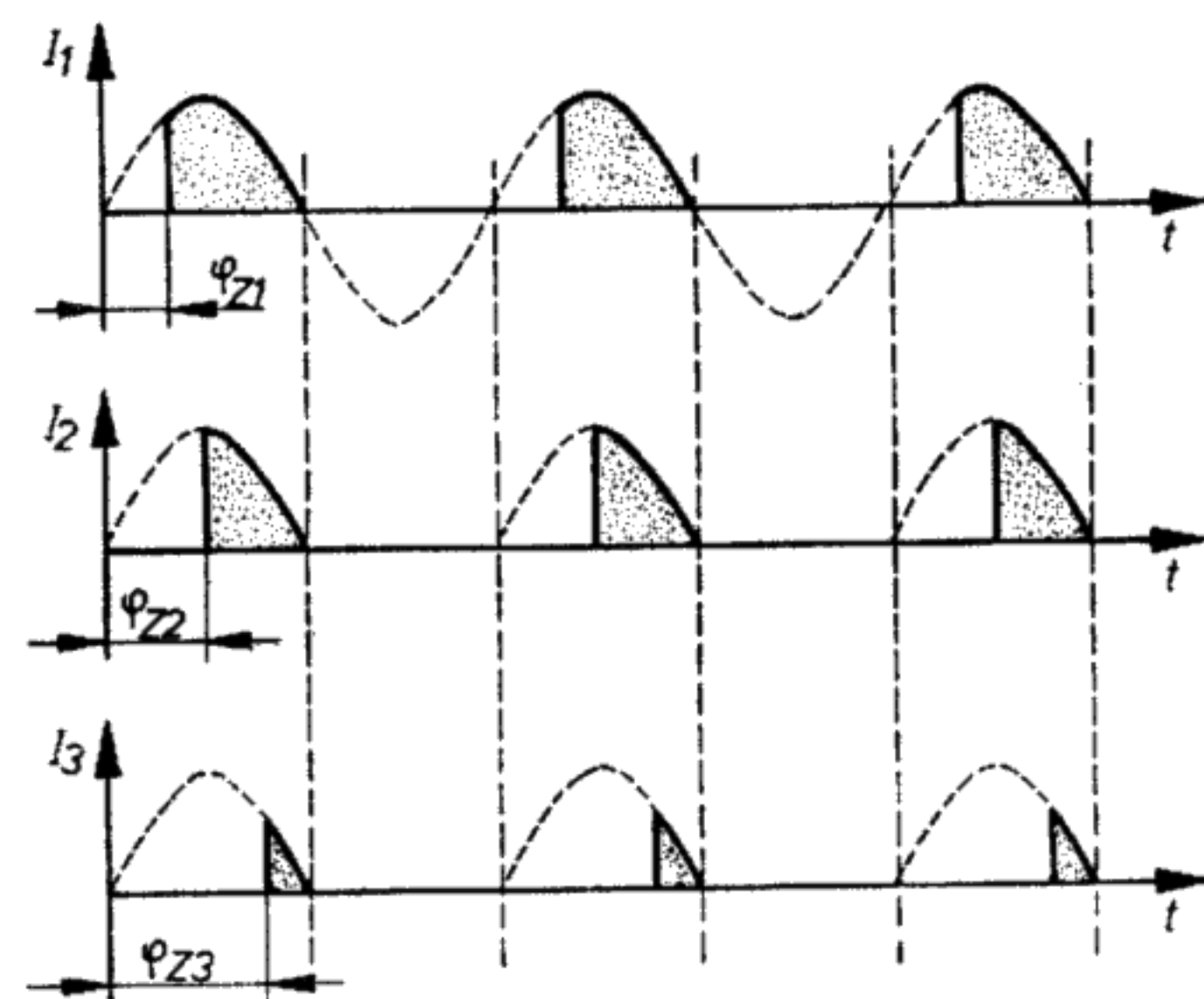
23.19. ábra. Tirisztoros vezérelt egyenirányító

A tirisztor a gyújtás után kis ellenállású marad addig, amíg a fázisszög majdnem eléri a $\varphi = 180^\circ$ -ot (áramnullátmenet). Az egyenirányítás során a 23.20. ábrán látható levágott félhullámok keletkeznek.

A 23.20. ábra az U_1, U_{Ti}, U_2, U_{GK} feszültségek és az I áram időbeli lefolyását mutatja. Ha az U_{GK} impulzus fázishelyzetét megváltoztatjuk, akkor megváltoztatjuk a gyújtáskésleltetési szögét (φ_Z) is, és a levágott félhullámok más alakot vesznek fel.



23.20. ábra. Az U_1 , U_{T1} , U_2 , U_{GK} feszültségek és az I áram időfüggvénye



23.21. ábra. Különböző gyújtáskésedelmi szögekhez tartozó lemetezett áramfélhullámok

A 23.21. ábra különböző gyújtáskésedelmi szögekhez tartozó áramokat mutat.

Minél nagyobb a φ_Z gyújtáskésedelmi szög, annál keskenyebbek a lemetezett áramfélhullámok.

Ha a levágott félhullámokat szűrjük, akkor a szűrőlánc kimenetén annál kisebb egyenfeszültség adódik, minél keskenyebbek a levágott áramfélhullámok. A kimeneti feszültség tehát a félhullámok levágásával szabályozható. Ezt az eljárást fázishasításos vezérlésnek nevezzük. Ilyen vezérlés esetén a hálózatra nézve nagyon egyenlőtlen terhelés adódik.

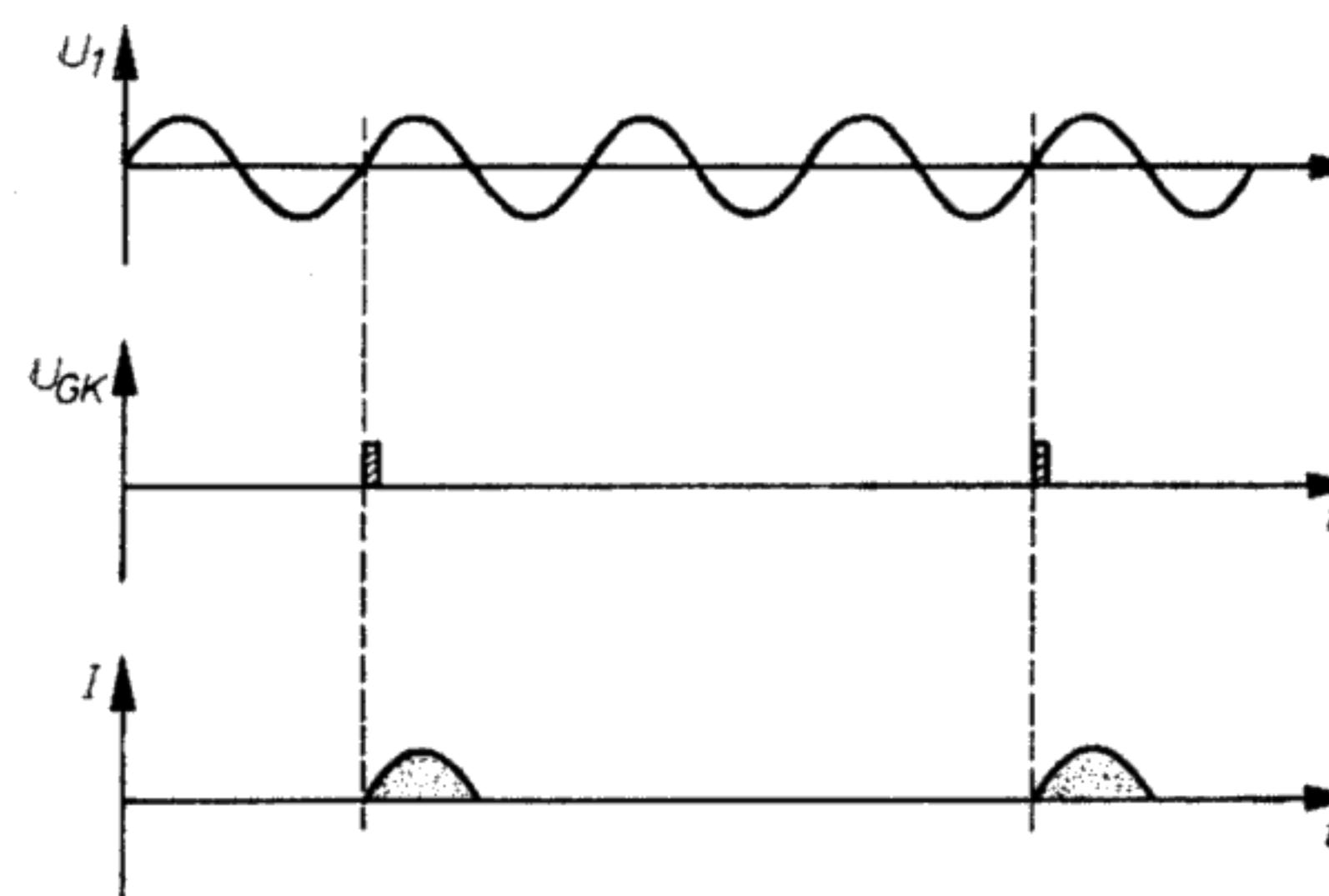
A szinuszos feszültség- és áramfüggvények torzulnak, ezáltal felharmonikusok keletkeznek. Ezek a felharmonikusok nemkívánatosak, és komoly zavarokat okozhatnak a gépekben, ill. berendezésekben. Zavarják a rádióvételt is. Nagy teljesítményeket

ezért nem szabad a fázishasításos vezérléssel szabályozni. Lehetséges azonban, hogy rögzített fázishelyzetű, de változtatható frekvenciájú vezérlőimpulzust állítunk elő (23.22. ábra). Ez meghatározott pozitív félhullámok zárását teszi lehetővé. Lezárhatjuk pl. minden 100., 10., 8., 5. vagy 2. félhullámot, vagy megtehetjük esetleg, hogy mindig 10 félhullámot lezárunk, azután egyet átengedünk. Tetszőlegesen előírhatjuk, hogy melyik félhullámot zárjuk, melyiket engedjük át. Ezt a fajta vezérlést félhullámvezérlésnek nevezzük.

Félhullámvezérlés esetén a tirisztor meghatározott pozitív félhullámok létrejöttékor nem gyűjt be.

A tirisztoros egyenirányító áramkör kimeneti feszültsége és kimeneti teljesítménye annál kisebb, minél több pozitív félhullámot zárunk le.

A félhullámvezérlés lényegesen kevesebb felharmonikusot állít elő, ezért ezt az eljárást nagyobb teljesítmények vezérlésére használják.



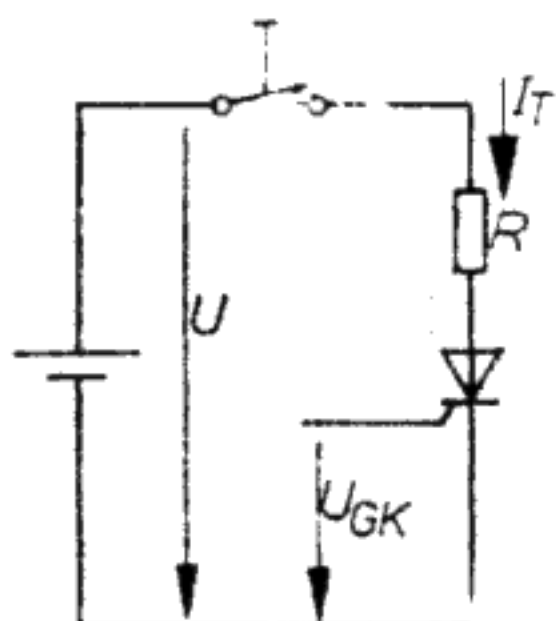
23.22. ábra. Félhullámvezérlés

Tirisztor egyenáramú körben

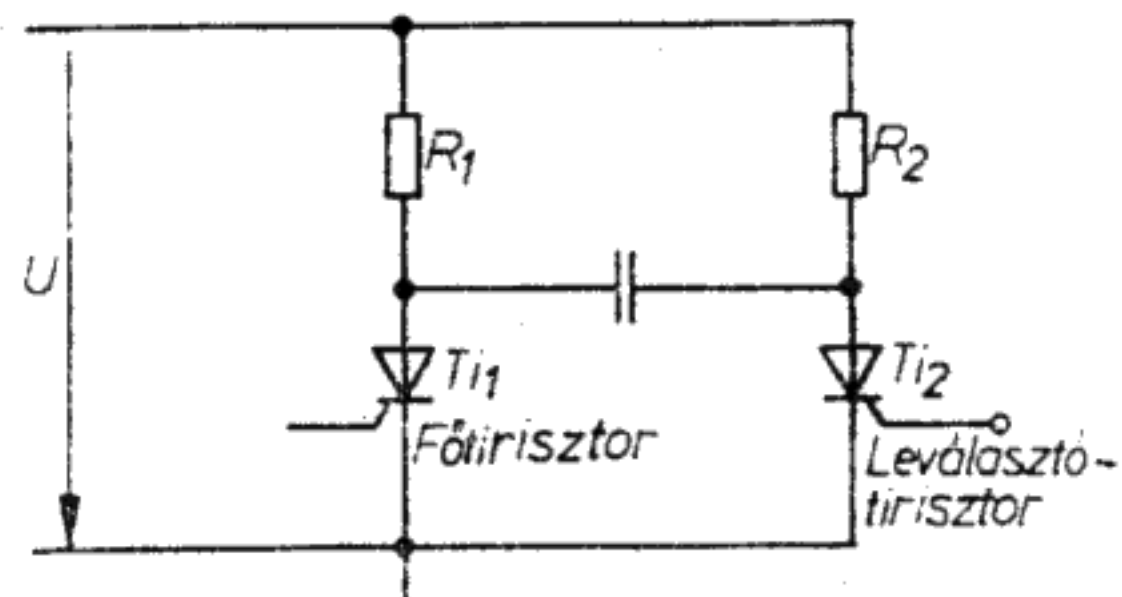
A tirisztorok egyenáramú áramkörben érintkező nélküli kapcsolóként működnek. Kis vezérlőáram segítségével nagy terhelőáram kapcsolható be.

A terhelőáram kikapcsolása azonban már nem olyan egyszerű. A normális tirisztor a vezérlőbemeneten keresztül nem kapcsolható át a nagy ellenállású állapotba. A nagy ellenállású állapotba való átbillenéshez a tirisztor áramának a kritikus érték alá kell csökkenni. A terhelőáramot tehát legalább rövid időre csökkenteni kell. Természetesen meg van a lehetősége annak, hogy a terhelőáramot kapcsoló segítségével megszakítsuk (23.23. ábra). Ehhez azonban elektromechanikus alkatrésze, pl. relére van szükség. Az érintkező nélküli lekapcsolási lehetőség jobb.

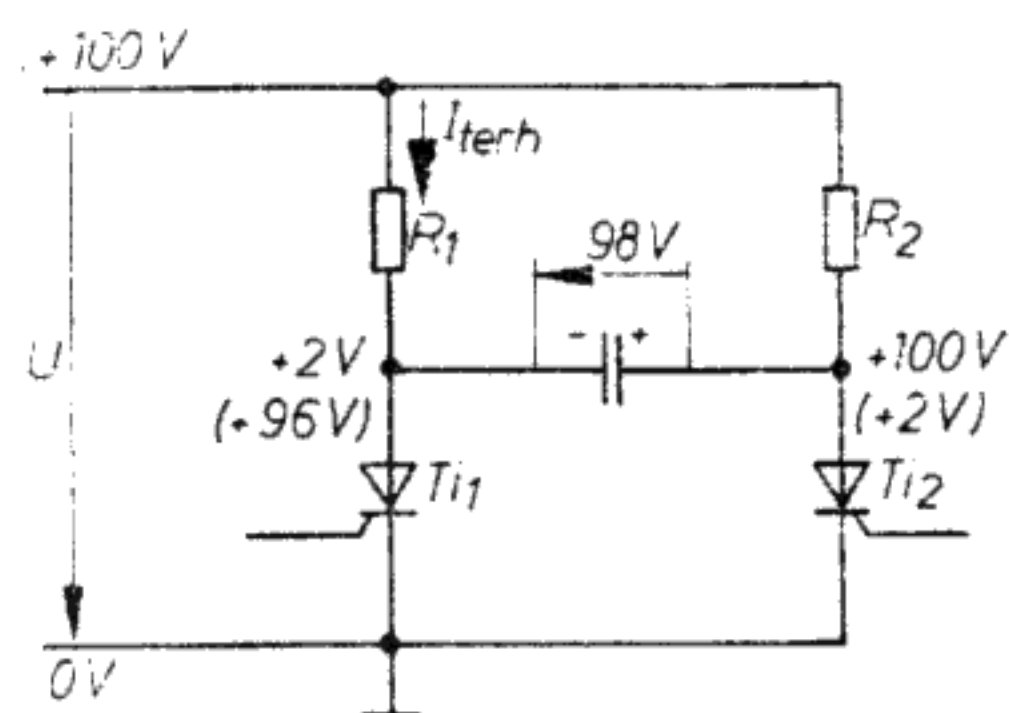
A 23.24. ábrán bemutatott áramkör érintkező nélküli lekapcsolást tesz lehetővé. A $Ti1$ tirisztor a főtirisztor, amely a kívánt nagy teljesítményt kapcsolja. A $Ti2$ tirisztor a lekapcsolótirisztor, amely kisebb teljesítményre méretezhető. A $Ti1$ kis ellenállású állapotában a C kondenzátor (23.25. ábra) feltöltődik, a $Ti2$ zárva van. Ha most a $Ti2$ -t egy impulzus segítségével begyűjtjük, akkor a tirisztor anódfeszültsége kb. 2 V-ra csökken (a testhez képest). Mivel a kondenzátor viszont 98 V-ra fel van töltve, így a másik fegyverzetén rövid ideig -96 V van. Ennek következtében



23.23. ábra. Tirisztor egyenáramú körben



23.24. ábra. Fő- és leválasztótirisztoros vezérlőáramkör



23.25. ábra. Fő- és leválasztótirisztoros vezérlőáramkör működésének magyarázata

a terhelőáram gyakorlatilag megszakad, és a T_{i1} tirisztor a nagy ellenállású állapotába billen.

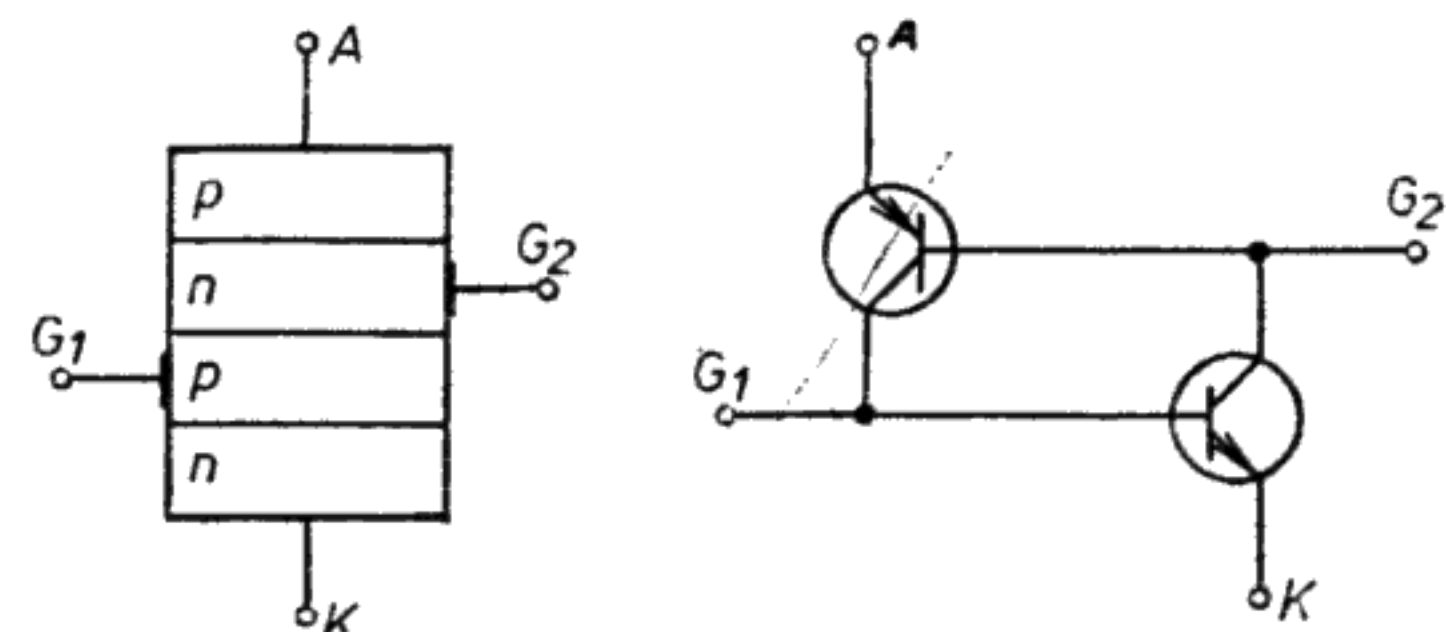
Ilyen típusú vezérlő áramköröket alkalmaznak pl. az akkumulátoros hajtású járművekben, pl. az elektromos targoncákban.

23.3. Tirisztortetrádák

23.3.1. Felépítés és működésmód

A tirisztortetróda a tirisztor, ill. tirisztordióda továbbfejlesztett változata.

A 23.26. ábra a tirisztortetróda felépítését mutatja. Két vezérlőcsatlakozása van (G_1 és G_2). A gyújtás a G_1 -re adott pozitív, ill. a G_2 -re adott negatív árammal egyaránt



23.26. ábra. Tirisztortetróda felépítése és helyettesítő kapcsolása

kiváltható. Itt pozitív áramon a vezérlőelektrodán befolyó áramot, negatív áramon pedig a vezérlőelektrodából kifolyó áramot értjük. Áramirányként a technikai áramirány érvényes (pozitív pólustól a negatív pólus felé).

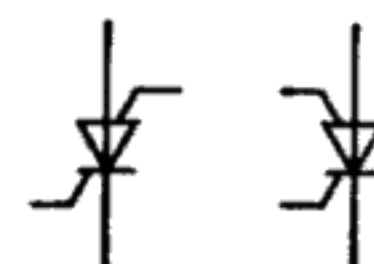
A tirisztortetróda választás szerint vagy a G_1 , vagy a G_2 , vagy mindkét vezérlőelektroda segítségével kis ellenállású állapotba kapcsolható.

Míg a tirisztor vezérlőelektrodája a gyújtást követően teljesen elvesztette hatását, és így a nagy ellenállású állapotból a vezérlőelektroda segítségével nem lehet visszkapcsolni, a tirisztortetróda a vezérlőelektrodákkal lekapcsolható (zárható). A lekapcsolás a G_1 vagy a G_2 segítségével, vagy együtt mindkettővel történhet. A nagy ellenállású állapotba való kapcsolás esetén a vezérlőáram polaritásának fordítottan kell lennie, mint kis ellenállású állapotba való kapcsoláskor.

A tirisztortetróda választhatóan a G_1 vagy a G_2 vezérlőbemenettel, vagy egyidejűleg mindkettővel kapcsolható a nagy ellenállású állapotba.

A 23.27. ábra a tirisztortetróda szabványos kapcsolási jelét szemlélteti.

A tirisztortetróda kellemetlen tulajdonsága, hogy az Q_{AK} hirtelen növekedése esetén időnként vezérlőáram, ill. a nullátmeneti billenőfeszültség elérése nélkül is átkapcsol a kis ellenállású állapotba. Ezek a vezérlés nélküli bekapcsolások bizonyos kapcsolástechnikai megoldásokkal nagymértékben megakadályozhatók. A tirisztortetródákat



23.27. ábra. A tirisztortetróda rajzjele

jelenleg csak viszonylag kis áramerősségekre (kb. 5 A-ig) gyártják. Nagyobb áramerősségek esetén a vezérlőelektrodákon keresztüli lekapcsolás műszaki problémát okoz, amit eddig még nem sikerült megoldani. Feltételezhetjük azonban, hogy a jövőben nagyobb áramerősségű tirisztortetródák is meg fognak jelenni.

23.3.2. Jellemző adatok és határértékek

A tirisztortetróda jellemzői és adatai elég jól megfelelnek a kisebb tirisztorok adatainak. Nem szükséges itt még egyszer kitérni rájuk, csak utalunk a 23.2.2. pontra. Megjegyezzük, hogy a tirisztortetródák kapcsolási idői rövidebbek, mint az azonos névleges áramerősségű tirisztoroké.

23.3.3. Alkalmazások

A tirisztortetródákat gyakran alkalmazzák kis áramerősségű vezérlő áramkörökben. Jelentős alkalmazási területük a digitális technika is, ahol tárolóként, számlálóként, regiszterként, valamint impulzusgenerátorként használják őket. Segítségükkel viszonylag egyszerű áramkörök építhetők. Több, hasonló célból beépített alkatrész helyettesíthető velük.

24. Diac és triac

A kétirányú dióda nagy ellenállásúvá válik, ha a feszültség a kritikus érték alá csökken.

24.1. Diac

A diac kifejezetten kapcsolási tulajdonságokkal rendelkező félvezető alkatrész. Van nagy ellenállású állapota, amelyet zárási vagy blokkolási állapotnak is nevezünk, és kis ellenállású állapota, amelyet vezetési állapotnak is nevezünk.

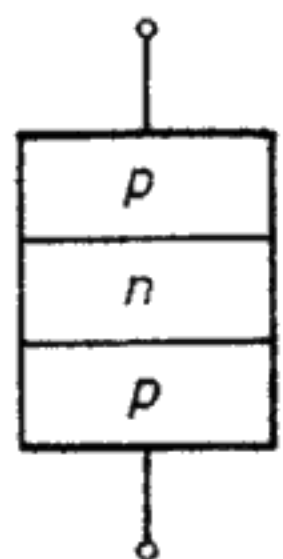
A diac mozaikszó az alkatrész angol nevének (*diode alternating current switch*) kezdőbetűiből származtatható. Jelentése váltakozó áramú kapcsolódióda. A diac meghatározott U_{BO} feszültségnél, az áttörési feszültségnél a nagy ellenállású állapotból a kis ellenállású állapotba billen át. A kis ellenállású állapotba való átmenet a rákapcsolt feszültség polaritásától függetlenül mindkét irányban nagyjából azonos feszültségen következik be. Azt mondjuk, hogy a diac kétirányú kapcsoló, olyan kapcsoló tehát, amely mindkét feszültségirányban kapcsol. A diacot három- és öt-rétegű félvezetőeszköz formájában állítják elő.

Ennek megfelelően kétirányú diódákat és kétirányú tirisztordiódákat különböztetünk meg.

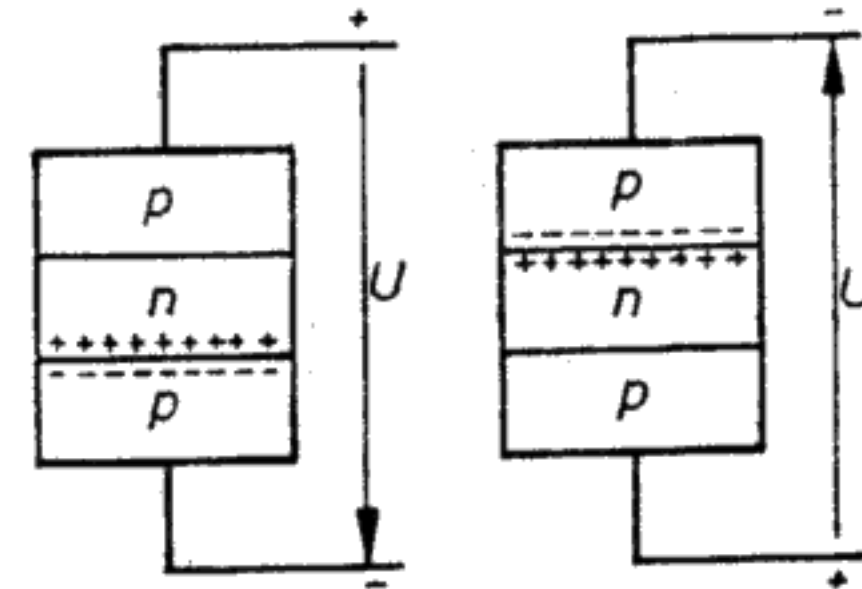
24.1.1. Kétirányú diódák

Felépítés és működés

A kétirányú dióda felépítése a tranzisztoréhoz hasonló (24.1. ábra). A kristály három zónából áll, amelyek váltakozóan p és n típusúak. A zónák sorrendje általában pnp, de lehetséges az npn sorrend is. A külső feszültség polaritásától függetlenül az egyik pn-átmenet mindig záróirányban, a másik nyitóirányban (24.2. ábra) működik. Adott U_{BO} feszültségen a záróirányban működő pn-átmenetben a Z-diódákéhoz hasonló áttörés játszódik le. Az áttörés után a kétirányú dióda kis ellenállású lesz. Az U_{BO} áttörési feszültség a zónák szennyezettségétől függ.



24.1. ábra. A kétirányú dióda felépítése



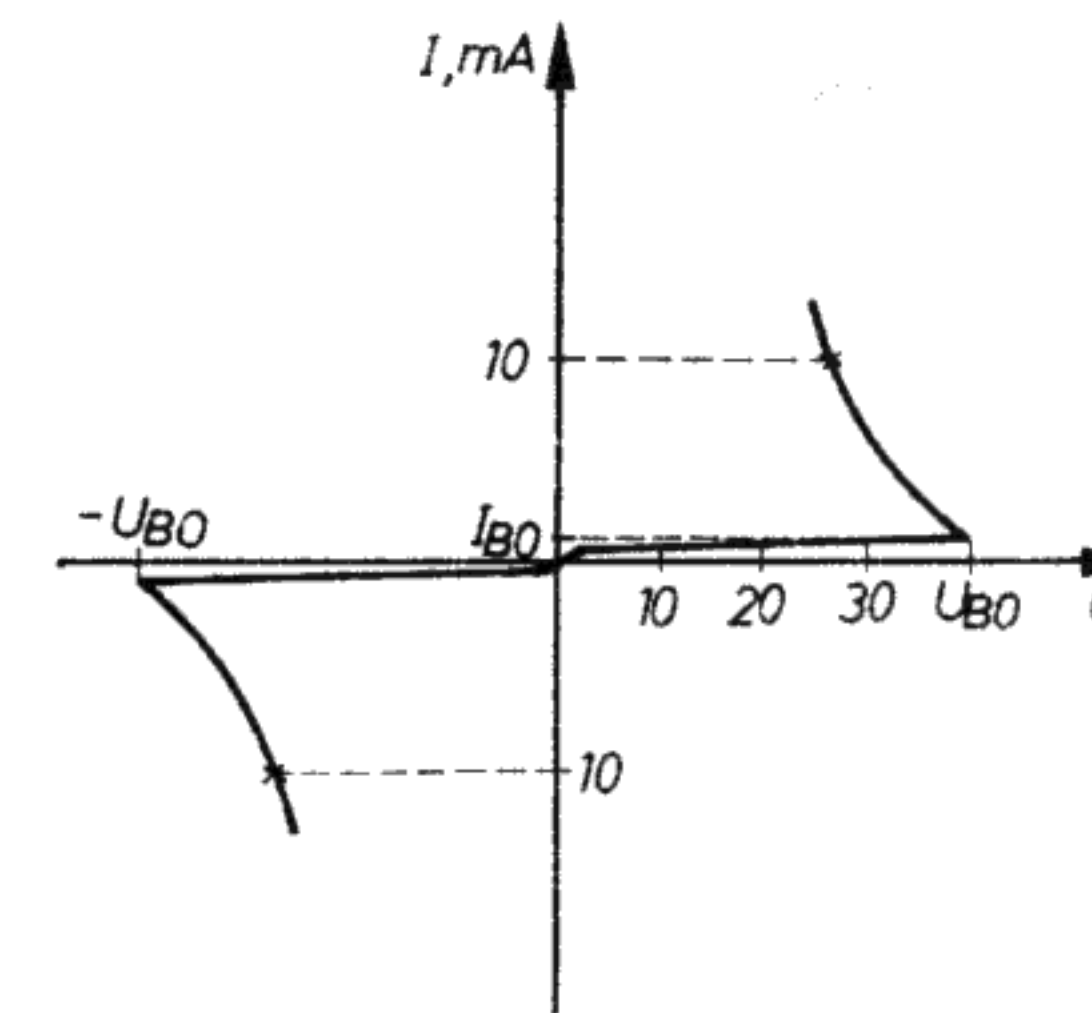
24.2. ábra. A kétirányú dióda belső feszültségviszonyai

A nagy ellenállású állapotba való visszakapcsolás egy adott feszültségnél, a kritikus feszültségnél kisebb feszültségen következik be. A kritikus feszültség nagysága szintén a zónák szennyezettségétől függ.

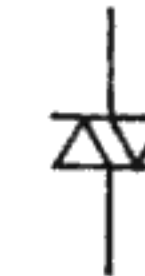
Jellemző adatok és határértékek

A kétirányú dióda áram–feszültség-jelleggörbét a 24.3. ábra ábrázolja. Jellemző adatok az áttörési feszültség (U_{BO}), a kritikus feszültség (U_H), továbbá az áttörési áram (I_{BO}).

A közvetlenül az áttörés kezdete előtt folyó I_{BO} áttörési áramnak igazából kicsinek kellene lennie, mivel tulajdonképpen zárási áram és a záró hatás jóságát fejezi ki. Jellemző adatként megadják továbbá a $+U_{BO}$ és $-U_{BO}$ abszolút értéke közötti lehetséges különbséget is. Ennek a különbségnek lehetőség szerint kicsinek kell lennie. Az alkatrészek teljes szimmetriája esetén zérus lenne. Ezt a jellemzőt szimmetriaeltérésnek nevezzük.



24.3. ábra. A kétirányú dióda áram–feszültség-jelleggörbéje



24.4. ábra. A kétirányú dióda rajzjele

Szokásos adatok

áttörési feszültség
áttörési áram
kritikus feszültség
szimmetriaeltérés

$U_{BO} \approx 32 \text{ V}$,
 $I_{BO} \approx 50 \mu\text{A}$,
 $U_H \approx 20 \text{ V}$,
 $S \approx \pm 3 \text{ V}$.

Határértékek: a legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény (P_{tot}), a legnagyobb és legkisebb tokhőmérséklet (ϑ_{max} és ϑ_{min}) és a legnagyobb megengedett impulzusáram (I_{Pmax}).

Szokásos határértékek

legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény
legnagyobb megengedett impulzusáram
legnagyobb tokhőmérséklet
legkisebb tokhőmérséklet

$P_{tot} \approx 0,5 \text{ W}$,
 $I_{Pmax} \approx 2 \text{ A}$,
 $\vartheta_{max} \approx +100 \text{ }^\circ\text{C}$,
 $\vartheta_{min} \approx -40 \text{ }^\circ\text{C}$.

A kétirányú dióda rajzjele a 24.4. ábrán látható.

24.1.2. Kétirányú tirisztordiódák

Felépítés és működésmód

A kétirányú tirisztordiódák elvben két, antiparalel kapcsolású tirisztordiódák (24.5. ábra).

A tirisztordiódákat négyrétegű diódáknak is nevezik, mivel a kristályuk négy különböző zónából áll (24.6. ábra). A két tirisztordiódák egyetlen kristályban egyesíthetők. Ehhez az n és a p vezetőképességű zónákat a 24.7. ábra szerint összekapcsoljuk, és így ötrétegű félvezető eszköz keletkezik.

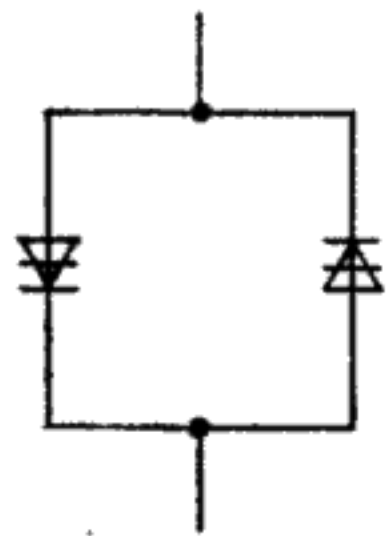
A kétirányú tirisztordiódák tulajdonságai megfelelnek az antiparalel módon kapcsolt tirisztordiódák tulajdonságainak. Adott U_{BO} feszültségen az alkatrész a nagy ellenállású állapotból a kis ellenállású állapotba megy át. A nagy ellenállású állapotba való visszakapcsolás a kritikus alatti áramerősség-értéken következik be.

A kétirányú tirisztordiódák nagy ellenállásúvá válnak, ha az áramerősség a kritikus érték alá csökken.

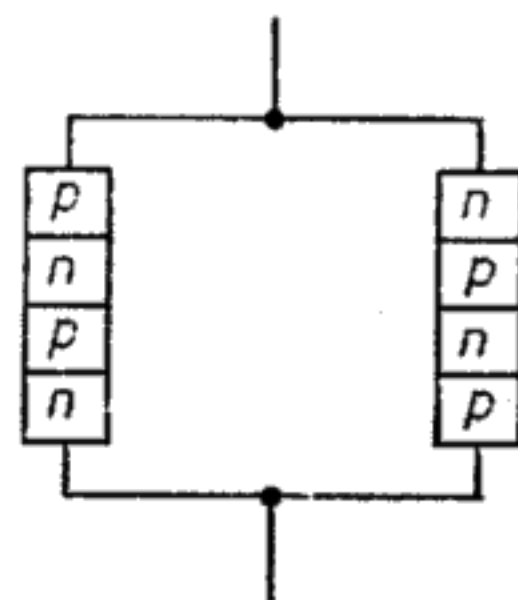
Adatok és határértékek

A kétirányú tirisztordiódák adatai megfelelnek a tirisztordiódák, ill. négyrétegű diódák adatainak. Csak a szimmetriaeltérést kell külön kiemelni. Nagyon nehéz a zónákat úgy felépíteni, hogy a $+U_{BO}$ és a $-U_{BO}$ feszültségek abszolút értéke közel egyenlő legyen. A szimmetriaeltérés kb. 4...6 V, azaz a $+U_{BO}$ és $-U_{BO}$ feszültség legfeljebb ennyivel térhet el egymástól.

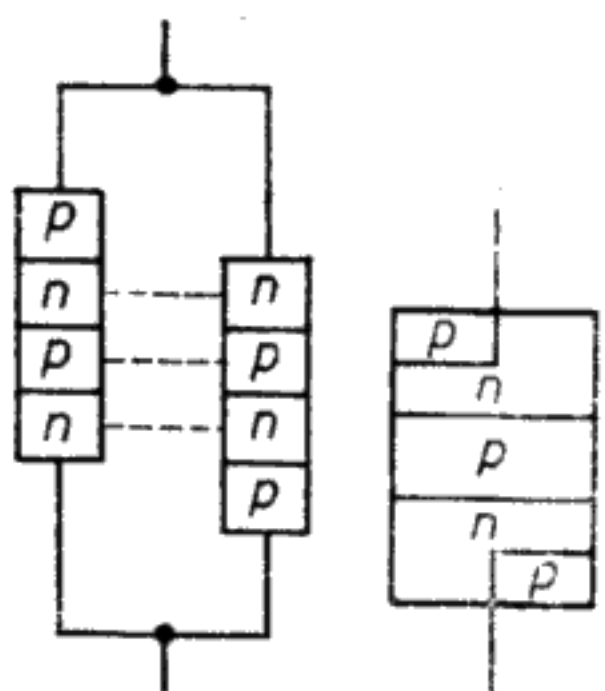
A 24.8. ábra egy kétirányú tirisztordiódák áram-feszültség-jelleggörbéjét, a 24.9. ábra pedig a rajzjelét mutatja. A határértékek szintén a tirisztordiódák határértékeinek felelnek meg.



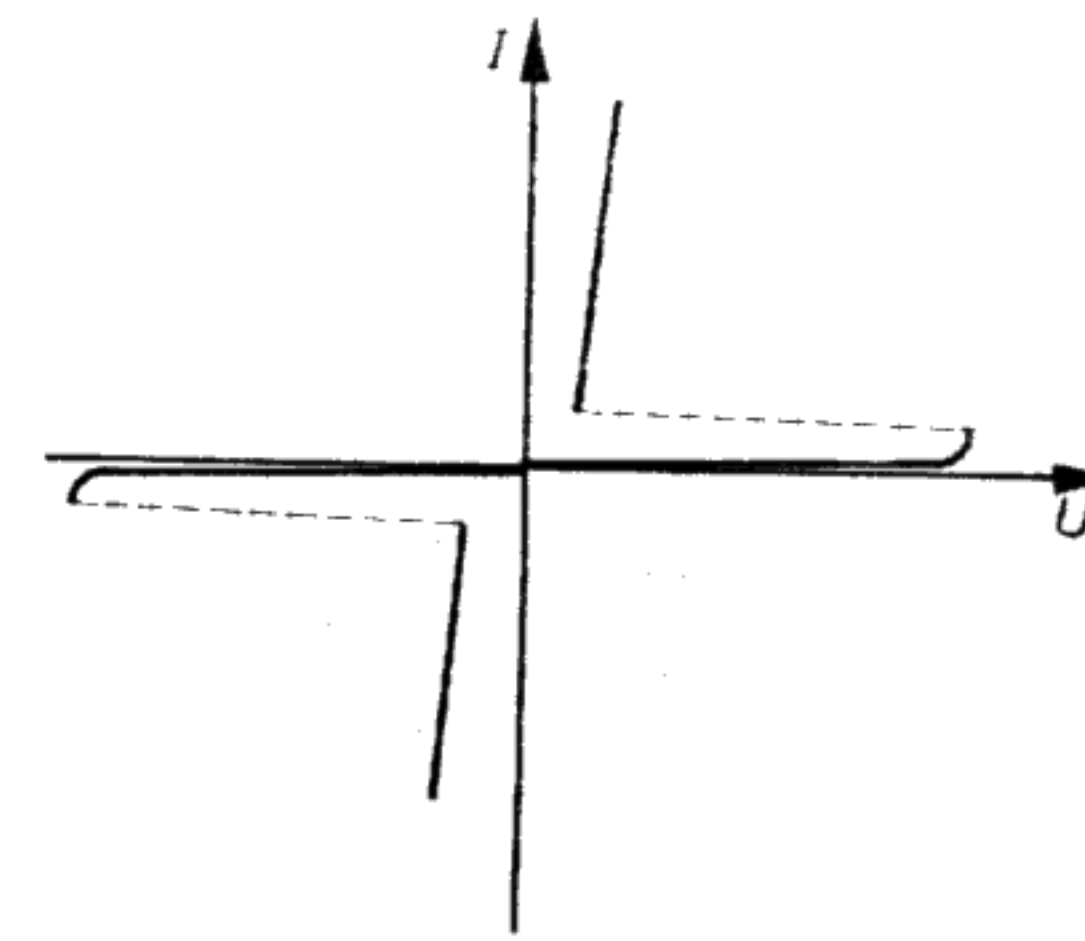
24.5. ábra. Két tirisztordiódák antiparalel kapcsolása



24.6. ábra. Az antiparalel módon kapcsolt tirisztordiódák zónafelépítése



24.7. ábra. Antiparalel kapcsolású tirisztorok egyesítése egyetlen kristályban



24.8. ábra. A kétirányú tirisztordiódák áram-feszültség-jelleggörbéje



24.9. ábra. Kétirányú tirisztordiódák rajzjele

24.1.3. A diac alkalmazásai

A diacot, vagyis a kétirányú diódát és a kétirányú tirisztordiódát túlnyomórészt érintkező nélküli kapcsolóként használják. Fő alkalmazási területe ma a triacok vezérlése.

24.2. Triac

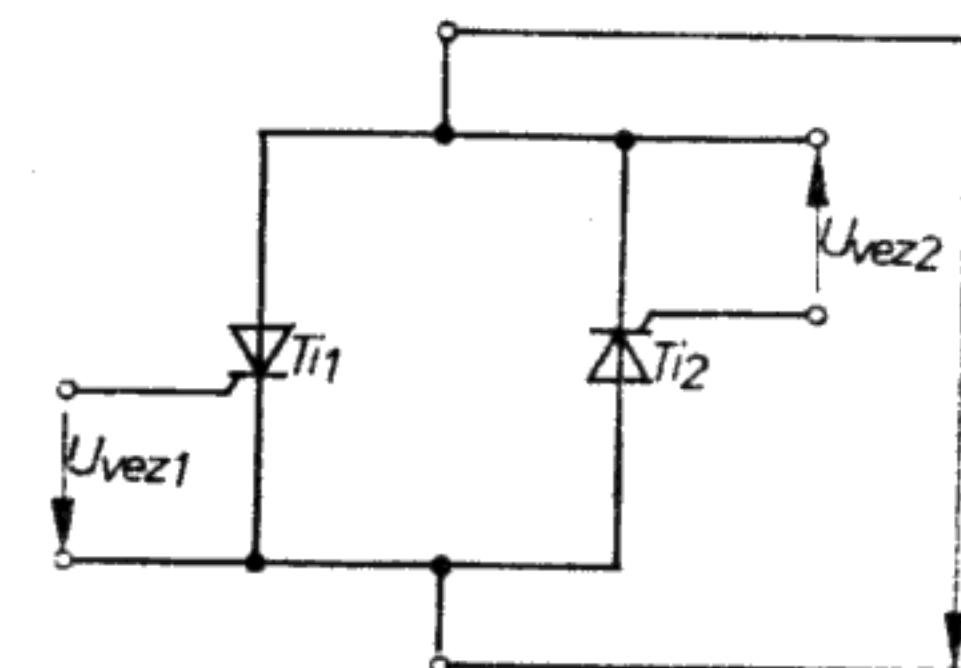
24.2.1. Felépítés és működésmód

A vezérléstechnikában gyakran van szükség arra, hogy valamely fogyasztó részére vezérelhető teljesítményt állítsunk elő. Ezen teljesítményvezérlésnek lehetőleg gazdaságosnak kell lennie.

Ilyen teljesítményvezérlésre alapvetően a tirisztor lenne alkalmas, a tirisztornak azonban egyenirányító hatása van, csak a pozitív félhullámokat vezérli, a negatív félhullámokat viszont mindig elzárja.

Ahhoz, hogy a negatív félhullámokat is vezérelni tudjuk, két antiparalel kapcsolású tirisztorra van szükség (24.10. ábra). A 24.10. ábrán bemutatott módon a $Ti1$ tirisztor pl. a pozitív félhullámokat, a $Ti2$ tirisztor pedig a negatív félhullámokat vezérli.

Az antiparalel kapcsolás vezérléséhez azonban két vezérlőáram és a 24.10. ábrán

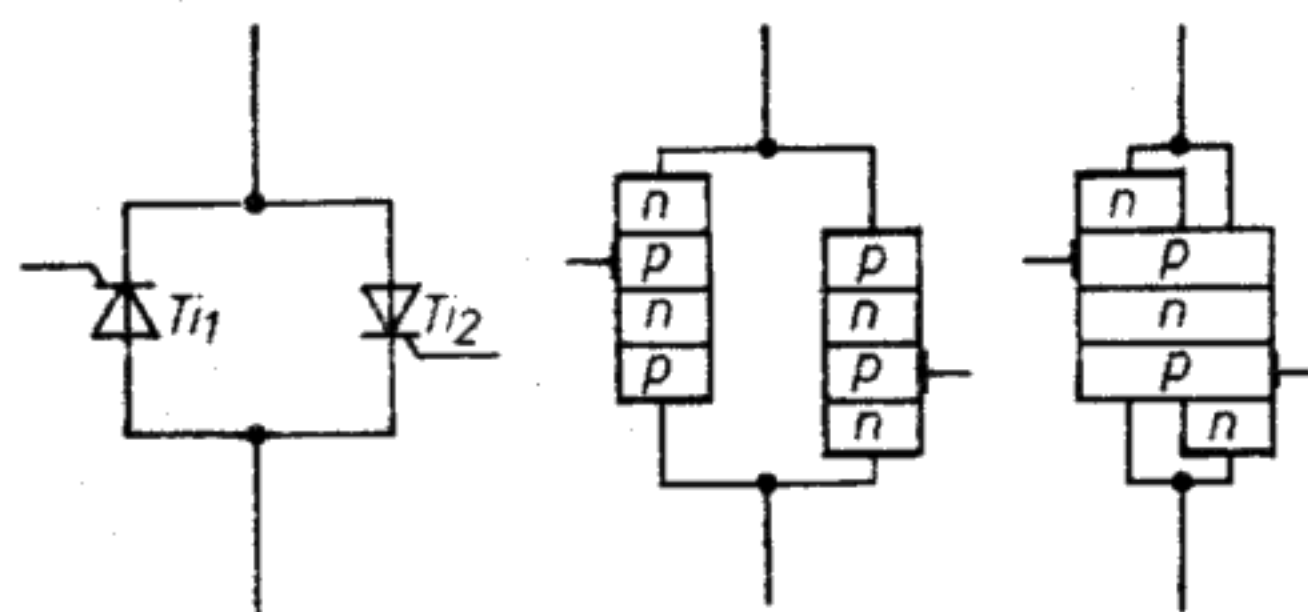


24.10. ábra. Két tirisztor antiparalel kapcsolása

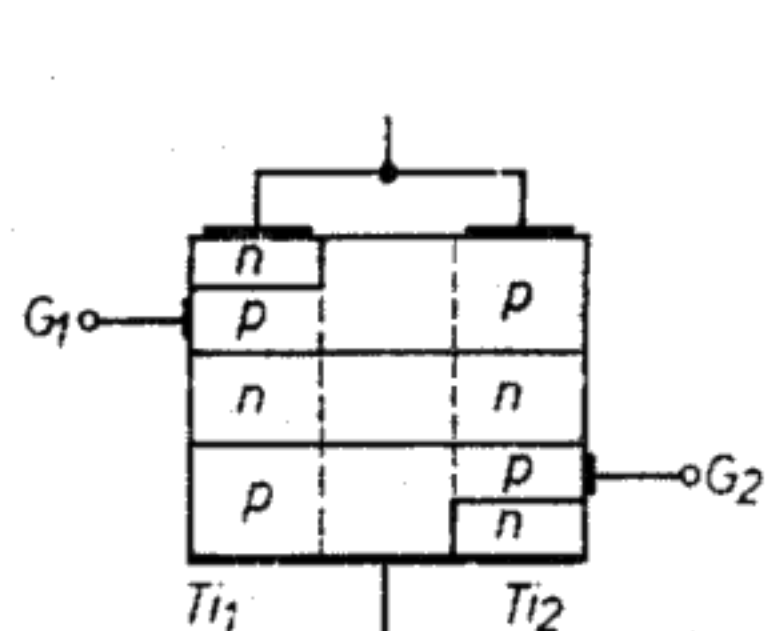
megadott U_{vez1} és U_{vez2} vezérlőfeszültség szükséges. Az ilyen áramkörök vezérlése viszonylag költséges.

Az U_{vez1} és U_{vez2} feszültségeknek egymástól függetleneknek kell lenniük (már ami a feszültség nagyságát illeti), viszont közöttük rögzített fáziscsatolásnak kell fennállnia.

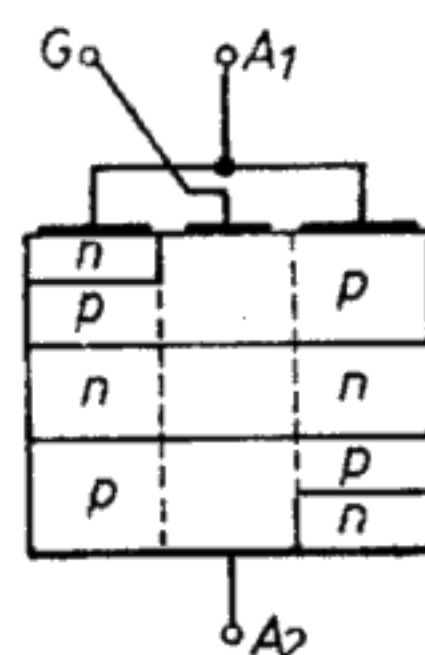
Érdekes vezérlési lehetőségek adódnak abban az esetben, ha a két antiparalel kapcsolt tirisztort egyetlen kristályban alakítják ki. A 24.11. ábra az azonos vezető-típusú kristályzónák összefogását mutatja. Ily módon ötrétegű félvezető eszközt kapunk. A gyártásnál n vezető Si-szeletből indulnak ki, amelybe a felső és alsó p zónát



24.11. ábra. Két antiparalel kapcsolt tirisztort egyesítése egyetlen kristályban



24.12. ábra. A félvezető eszköz szerkezete



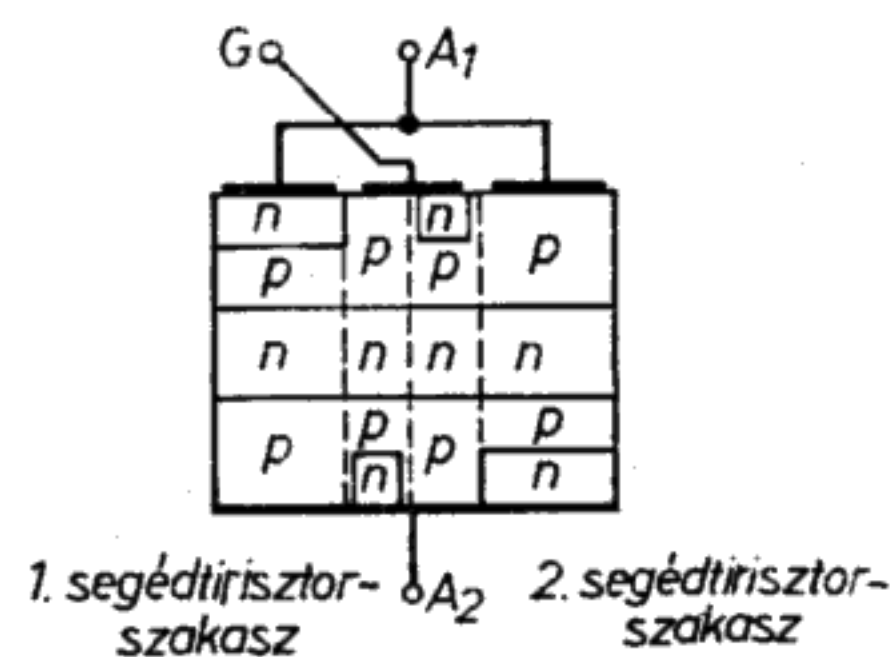
24.13. ábra. A triac szerkezete a G vezérlőelektrodával

nákat dotálással viszik be. A 24.12. ábra szerinti kristályszerkezet alakul ki. A G_1 és G_2 vezérlőelektrodát ezután még közös vezérlőelektrodává kell összefogni. A közös G vezérlőelektrodát a 24.13. ábrán bemutatott módon alakítják ki.

A $Ti1$ tirisztort minden nehézség nélkül begyújtható a vezérlőelektrodával, mert tulajdonképpen ez a rendszer vezérlőbemenete.

A $Ti1$ tirisztort begyújt, ha a G-re az A_1 -hez képest pozitív feszültséget kapcsolunk, amely a kristályban I_{vez} áramot kelt. Viszont a G vezérlőelektroda ebben az elrendezésben sem pozitív, sem negatív vezérlőimpulzussal nem képes arra, hogy a $Ti2$ tirisztort begyújtsa.

A $Ti2$ tirisztort vezérlés lehetőségének megteremtéséhez a vezérlőelektroda kivezetése alá egy kis n zónát visznek be (24.14. ábra). Legtöbb esetben hasonló kicsiny n zónát



24.14. ábra. A triac szerkezete a segéd-tirisztorokkal

alakítanak ki az A_2 elektrodánál is. Így most két segéd-tirisztor-szakasz áll rendelkezésre, amelyeket gyújtótirisztor-szakasznak nevezünk. A segéd-tirisztor-szakasz által az alkatrész pozitív és negatív vezérlőimpulzussal kis ellenállású állapotba kapcsolható.

A 24.15. ábrán ábrázolt hétrétegű félvezető alkatrészt triacnak nevezzük.

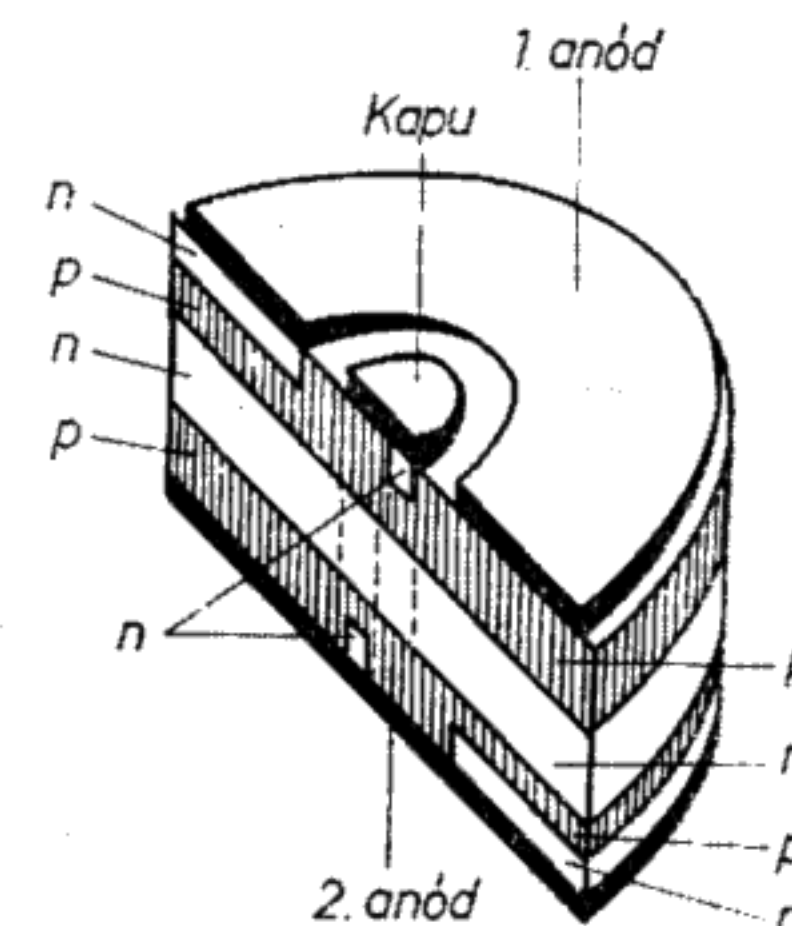
A triac úgy működik, mint két antiparalel kapcsolt tirisztort, ezért a váltakozó áram mindkét félhullámát vezérli, és a vezérlés egyetlen vezérlőelektrodával megy végbe.

A triac az alkatrész angol nevének (*triode alternating current switch*) kezdőbetűiből összerakott szó. Magyarul: váltakozó áramú kapcsolódióda. A triacnak két anódja van, amelyeket A_1 -gyel és A_2 -vel jelölünk:

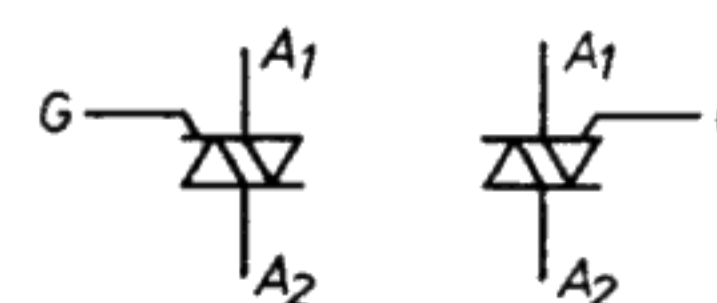
- A_1 1. anód (felső anód),
- A_2 2. anód (tokanód).

A G vezérlőelektroda elnevezése gate (kapu). A 24.15. ábra az anódok és a gate elhelyezkedését mutatja. A 24.16. ábrán a triac szabványos rajzjele látható.

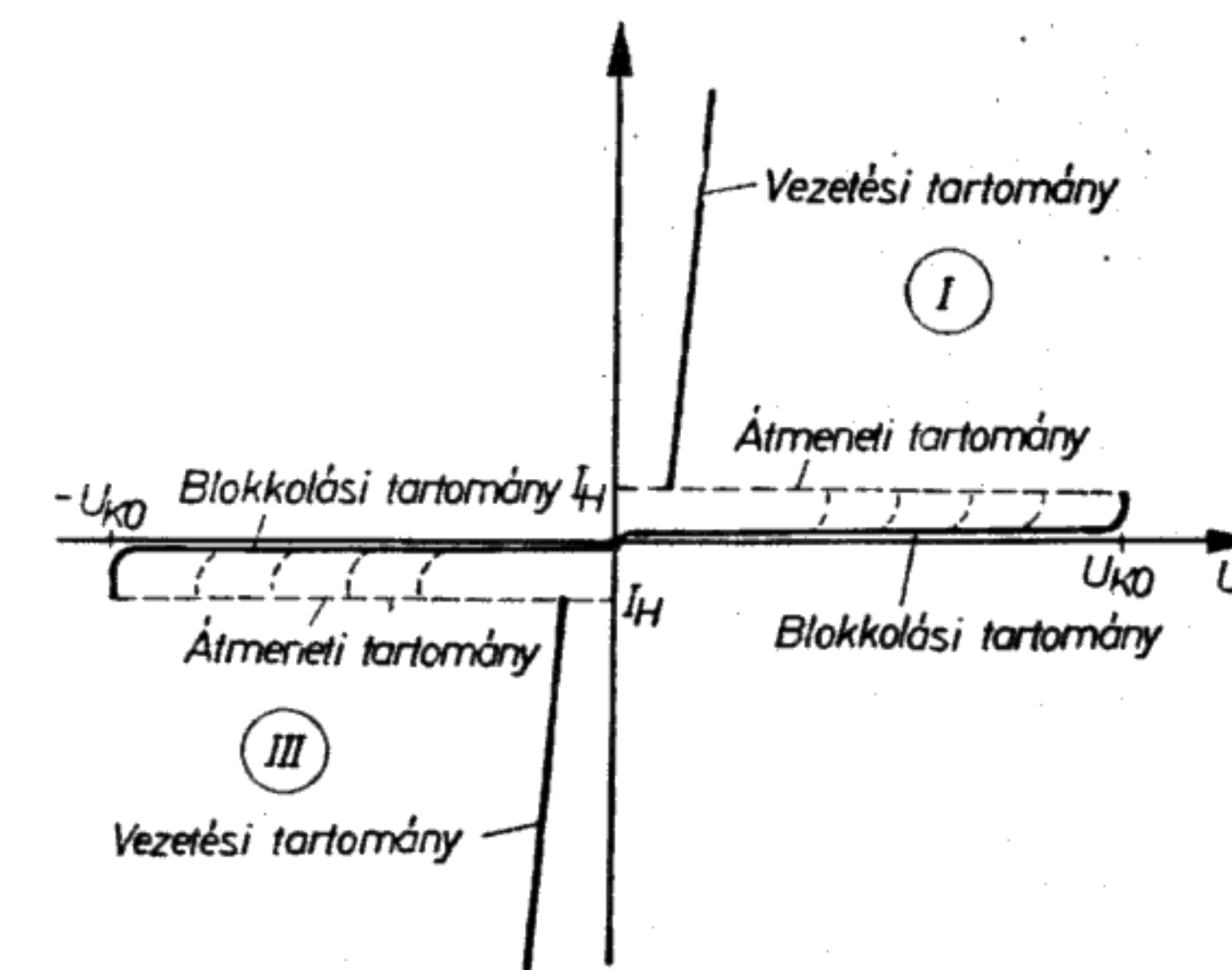
A triac áram-feszültség-jelleggörbéjét a 24.17. ábra mutatja.



24.15. ábra. A triac félvezető tömbjének metszete



24.16. ábra. A triac rajzjele



24.17. ábra. A triac áram-feszültség-jelleggörbéje

A jelleggörbe I. síknegyedbe eső részén megkülönböztetünk blokkolási, átmeneti és vezetési szakaszt. A megfelelő szakaszok a III. síknegyedben is megtalálhatók.

A triac vezérlőelektródája, csakúgy mint a tirisztor vezérlőelektródája, a gyújtást követően hatástalanná válik. A triac mindaddig kis ellenállású marad, amíg az áram az I_H kritikus érték alá nem esik. Akkor a triac átbillen a nagy ellenállású állapotba. Váltakozó áramú vezérléskor a triacot minden egyes félhullámnál újból be kell gyújtani.

A triac torzítja az áram- és feszültséggörbéket, és emiatt felharmonikusok keletkeznek. A felharmonikusok zavarják a rádióvételt, ezért a triacos kapcsolásokban mindig szükség van a zavarszűrésre. Erre a célra kondenzátorokat és fojtótekerceket alkalmaznak.

24.2.2. Jellemző adatok és határértékek

Jellemző adatok

A triac legfontosabb tulajdonságait a következő adatok írják le:

A zárási áram csúcsértéke (I_{DROM})

A zárási áram csúcsértéke az az áram, amely zárási állapotban, nyitott gate mellett átfolyik a triacon, ha az A_1 és A_2 között a zárási feszültség csúcsértéke van.

Maximális vezetési feszültség (U_{TM})

A maximális vezetési feszültség az a feszültség, amely a triacot akkor terheli, amikor egy meghatározott nagyságú áram, többnyire a maximális vezetési áram a triacon átfolyik.

Kritikus áram (I_H)

Ha az áram a kritikus érték alá csökken, akkor a triac a kis ellenállású állapotból a nagy ellenállású állapotba billen át.

Gate-triggeráram (I_{GT})

Ez az a legkisebb gate-áram, amelyen a triac a nagy ellenállású állapotból a kis ellenállású állapotba kapcsol. Az A_1 és A_2 közötti adott zárófeszültségre adják meg.

Gate-triggerfeszültség (U_{GT})

A gate-triggerfeszültség az I_{GT} gate-triggeráram létrehozásához szükséges feszültség.

Bekapcsolási idő (t_{gt})

A bekapcsolási idő az az idő, amely egy meredek vezérlőimpulzus érkezésétől kezdve eltelik addig, amíg a vezetési áram a maximális értékének 90%-át el nem éri.

Kritikus feszültségmeredekség

Hirtelen feszültségemelkedéskor a triac begyújthat. A kritikus feszültségmeredekség a feszültségnövekedés sebességének azt a legnagyobb értékét adja meg, amelyen még nem fordul elő ilyen nemkívánatos gyújtás. Nyitott kapu esetén érvényes.

Hőellenállás (R_{thG} , R_{thU})

A triacot gyakran hűtőlemezre erősítik. A hőellenállás a hűtés számítására szolgál. Az R_{thG} a zárórétegtok hőellenállása. Az R_{thU} a záróréteg és a környezet közötti hőellenállás.

Szokásos adatok

a zárási áram csúcsértéke	$I_{DROM} \approx 0,5 \text{ mA}$,
maximális vezetési feszültség	$U_{TM} \approx 1,8 \text{ V}$,
kritikus áram	$I_H \approx 15 \text{ mA}$,
gate-triggeráram	$I_{GT} \approx 20 \text{ mA}$,
gate-triggerfeszültség	$U_{GT} \approx 1,2 \text{ V}$,
bekapcsolási idő	$t_{gt} \approx 2 \mu\text{s}$.

A gyártók megadják az adatok mérési feltételeit, továbbá az adatok megengedett szórást. Az adatok hőmérsékletfüggők.

Határértékek

A zárási feszültség (U_{DROM}) periodikus csúcsértéke.

Ez az a legnagyobb feszültség, amely zárási állapotban, nyitott gate esetén periodikusan a triacra kapcsolható anélkül, hogy a triac a kis ellenállású állapotba kapcsolna.

Vezetési áram (I_T)

Az I_T vezetési áram a legnagyobb megengedett tartós terhelőáram (effektív érték).

Impulzusszerű áram (I_{TSM})

Ez az áram csak esetenként, meghatározott feltételek mellett és rövid ideig léphet fel. Az áram értékének és a megengedett időnek a túllépése a triac tönkremeneteléhez vezet.

Gate-csúcsáram (I_{GTM})

A gate-csúcsáram rövid ideig folyhat a gate-áramkörben. A megengedett legnagyobb áramerősség mellett a legnagyobb megengedett időtartamot is megadják.

Hőmérséklet-tartomány

Megadják a legnagyobb (T_{max}) és a legkisebb (T_{min}) hőmérsékletet. A hőmérsékletet vagy a környezet, vagy a tok hőmérsékletével adják meg.

Szokásos határértékek

A zárási feszültség periodikus csúcsértéke	$U_{DROM} \approx 400 \text{ V}$,
vezetési áram	$I_T \approx 15 \text{ A}$,
lökőáram (20 ms)	$I_{TSM} \approx 100 \text{ A}$,
gate-csúcsáram (1 μs)	$I_{GTM} \approx 4 \text{ A}$,
legnagyobb tokhőmérséklet	$T_{max} \approx 100 \text{ }^\circ\text{C}$,
legkisebb tokhőmérséklet	$T_{min} \approx -60 \text{ }^\circ\text{C}$.

24.3. Vezérlések diac és triac segítségével

Triac segítségével a váltakozó áramú teljesítmények egyszerűen vezérelhetők és szabályozhatók. A diacot többnyire a triac vezérlésére, tehát a gyújtóimpulzus előállítására használják.

A vezérléshez szükséges vezérlőtelsítmény nagyon kicsi (néhány mW), így a szokásos félvezető kapcsolásokkal vagy integrált áramkörökkel állítható elő.

A triacot mindenféle fény szabályozóban alkalmazzák. Vannak egyszerű, háztartási fény szabályozó egységek, amelyeket a szokásos kapcsolók helyébe, a meglévő dobozba lehet beépíteni. Ezek a fény szabályozók (ún. dimmerek) majdnem teljesítmény nélkül vezérlik a váltakozó áram effektív értékét és ezzel a váltakozó áramú teljesítményt és a lámpa fényerősségét.

A triac motorok vezérlésére is használható. Gyakran alkalmazzák őket egyfázisú, váltakozó áramú motorok fordulatszámának szabályozására (fűrógépvezérlés, háztartási robotgép vezérlése). Hasznosítják őket az elektromos fűtőkészülékekben is, amelyek a triac segítségével egyszerűen vezérelhetők és szabályozhatók. A nagy teljesítményű fűtőkészülékek pl. kis potenciométerrel szabályozhatók. A szabályozó áramkörnek a potenciométer ellenállás-változását kell utánoznia. Ez egyszerű tranzistoros áramkörrel lehetséges.

Az elektromos főzőlapok triacos áramkörök segítségével automatikusan szabályozhatók. Főlegessé váltak az eddig alkalmazott drága, kétütemű kapcsolók.

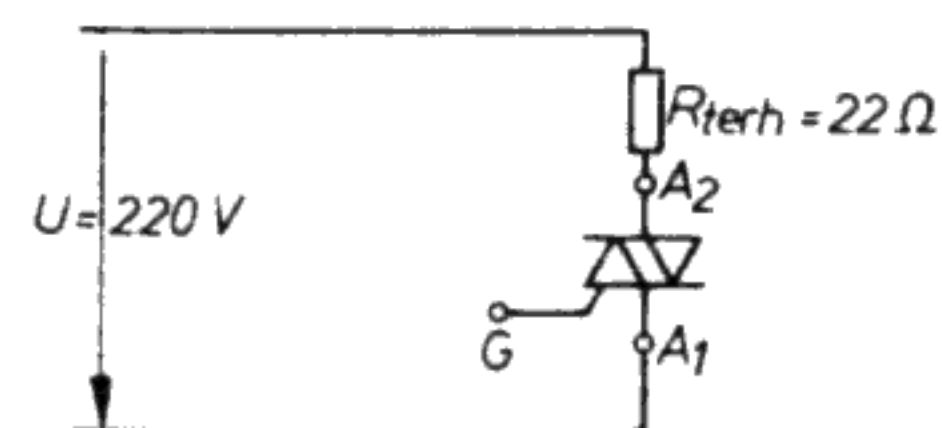
Sok esetben triackal helyettesíthetők a relék és a biztosítók. Az érintkező nélküli kapcsolóknak sok az előnyük: lényegesen gyorsabbak, nincs kontaktuskopás és elszennyeződés. A triac élettartama gyakorlatilag korlátlan, ha nem terhelik túl. A legnagyobb megengedett terhelőáram (I_T) a határértékek közt szerepel.

Triacos kapcsolások esetén mindig gondoskodni kell arról, hogy az áramkörben levő hatásos ellenállás úgy korlátozza az áramot, hogy az áramerősség értéke a legnagyobb megengedett terhelőáram értékét ne haladja meg.

Mivel a triac ellenállása kis ellenállású állapotban csak néhány Ω , így a terhelő-ellenállás méretezésekor figyelmen kívül hagyható.

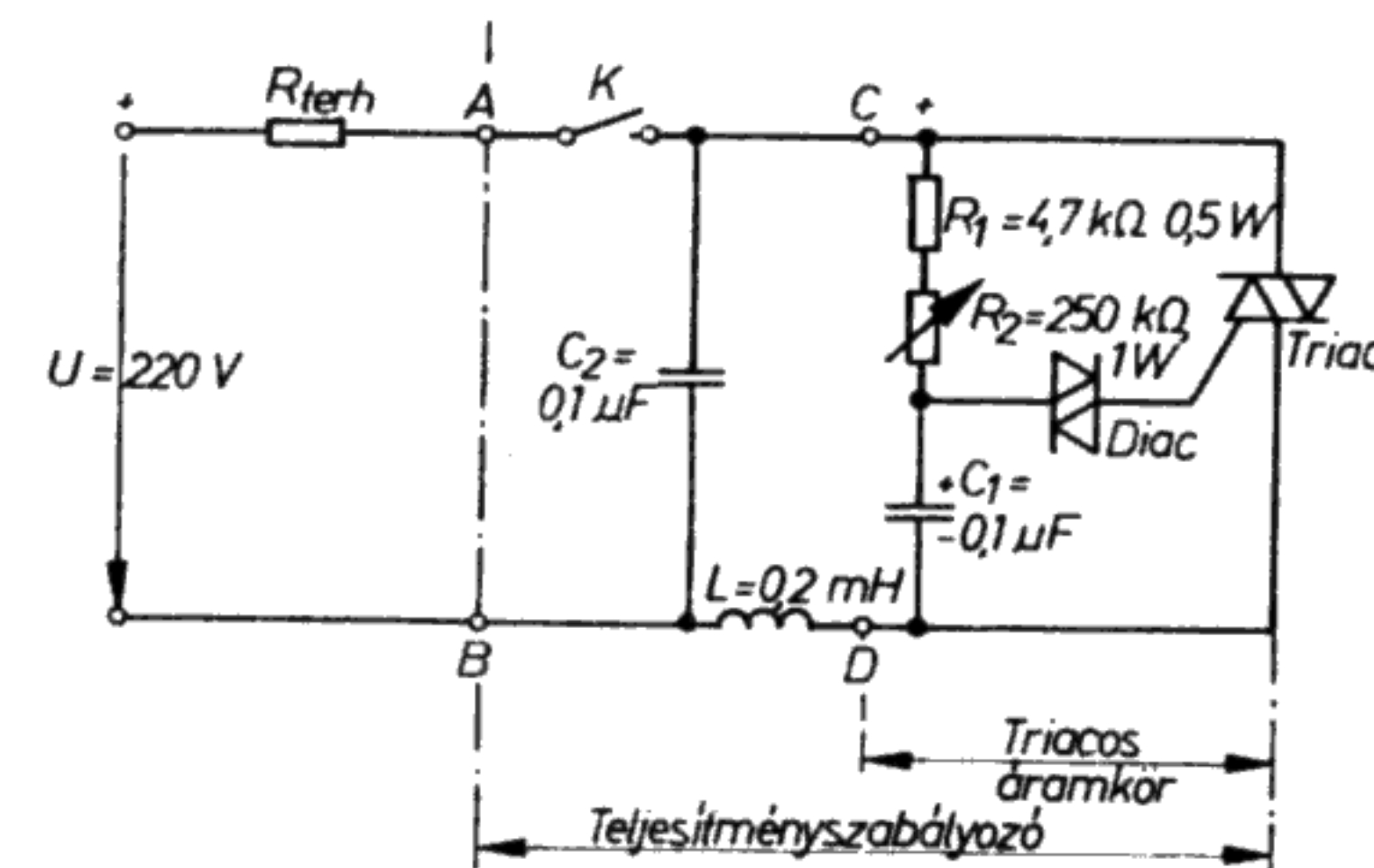
A 24.18. ábrán bemutatott triac legnagyobb megengedett terhelőáramának 10 A-esnek kell lennie. R_T legkisebb értéke a következő számításból adódik:

$$R_T = \frac{U}{I_T} = \frac{220 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 22 \Omega.$$



24.18. ábra. Triacos áramkör

A triacos vezérlés működését egy egyszerű fényerősség-szabályozó (dimmer), kapcsolás bemutatásán keresztül magyarázzuk el. A 24.19. ábrán a dimmer kapcsolását látjuk. A tulajdonképpeni triacos kapcsolás a C és D pontok között helyezkedik el.



24.19. ábra. Dimmeráramkör zavarsűrővel és terhelő-ellenállással

A C_1 kondenzátor a triac nagy ellenállású állapotában feltöltődik. Ekkor a C és D pontok között majdnem a teljes hálózati feszültség mérhető. A 24.19. ábrán a feszültségek polaritása a pozitív félhullámra van megadva.

A feltöltési sebesség az R_1 , R_2 , C_1 soros kapcsolás τ időállandójától függ:

$$\tau = R_g C = (R_1 + R_2) C_1.$$

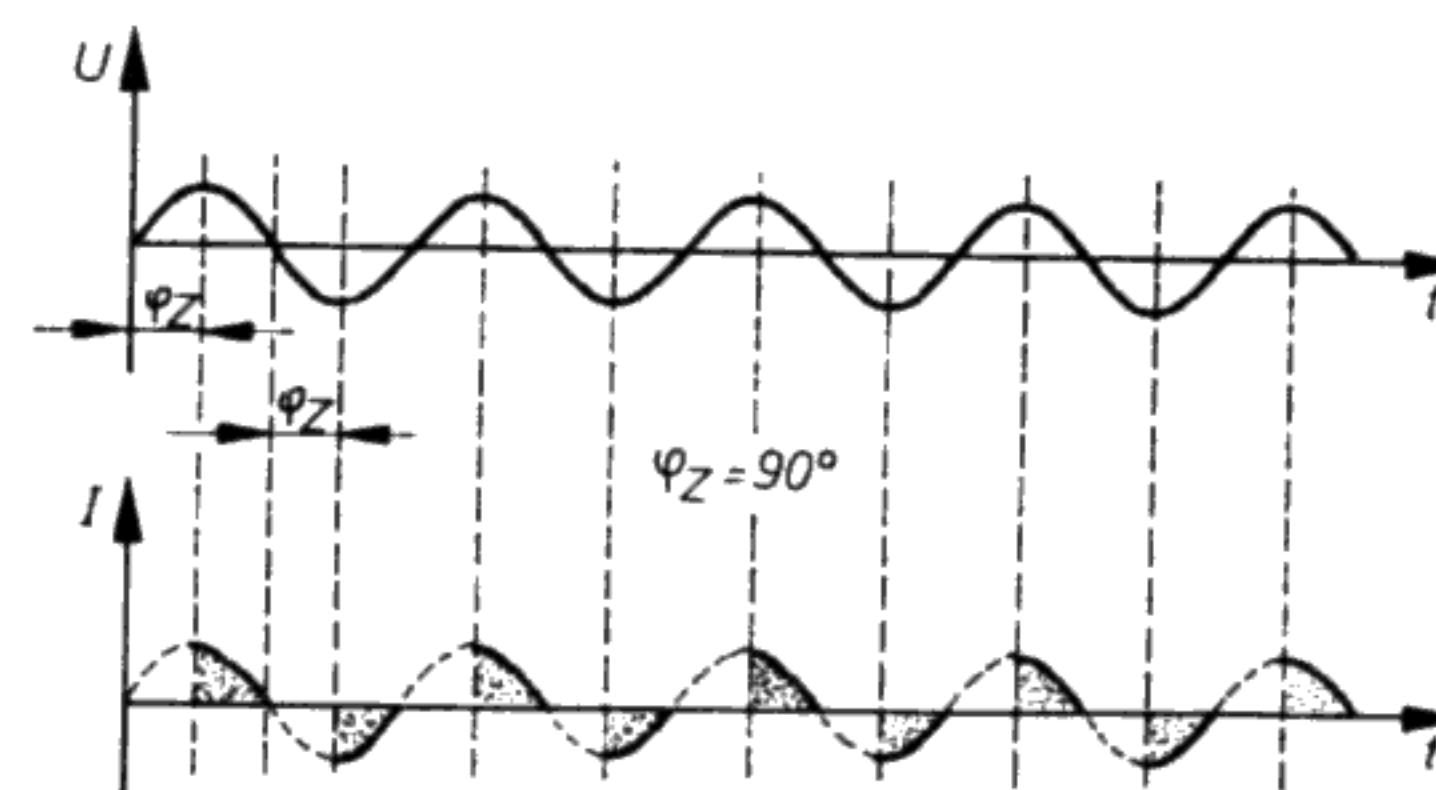
C_1 annál lassabban töltődik fel, minél nagyobb τ . A triac addig marad a nagy ellenállású állapotban, amíg a kondenzátorfeszültség elég nagy nem lesz ahhoz, hogy a kis ellenállású állapotba átbillenjen. Ez kb. $U_C = 30 \text{ V}$ -nál következik be.

Mihelyt a triac a kis ellenállású állapotba billen, C_1 kisül.

C_1 vezérlőimpulzust ad a triac kapujára, a triac a kis ellenállású állapotba kapcsol. Most folyhat a terhelőáram. A triac nagy ellenállású állapota idején, a negatív félhullám alatt C_1 ellentétes polaritással töltődik fel. Ha az U_C feszültség elegendően nagy, akkor a diac kis ellenállású állapotba vált át. A C_1 által szolgáltatott vezérlőimpulzus gyújtja be a triacot.

Az R_2 potenciométerrel a C_1 feltöltési sebességét állítjuk be. A feltöltés sebessége meghatározza a triac félhullámon belüli gyújtási időpontját. Az R_2 -vel tehát az φ_Z gyújtás-késedelmi szöget is beállítjuk. A 24.20. ábra az U hálózati feszültség és az I terhelőáram időbeli lefolyását ábrázolja adott φ_Z gyújtás-késedelmi szögnél.

A pozitív és negatív áramfélhullámok egyaránt szabályozottak. Annál kisebbek az „áramadagok”, minél nagyobb a φ_Z szög. A $\varphi_Z 5^\circ$ és 180° ill. 185° és 360° között állítható be. Ezzel lehetővé válik, hogy az R_{terh} terhelő-ellenállásra közelítőleg a teljes és



24.20. ábra. Az U hálózati feszültség és az I terhelőáram időbeli lefolyása $\varphi_Z = 90^\circ$ esetén

a zérus teljesítmény között beállítható teljesítményt adjunk. Egy lámpa pl. a teljes fényerősség és a sötétség állapota között folyamatosan szabályozható. C_2 és L a zavarűrészt végzi.

A dimmer az A és B pontoknál ér véget. Ha nem akarjuk működtetni a dimmert, akkor a K kapcsolóval leválaszthatjuk a hálózatról.

A dimmert csak egy elegendően nagy terhelő-ellenállással sorba kötve szabad működtetni.

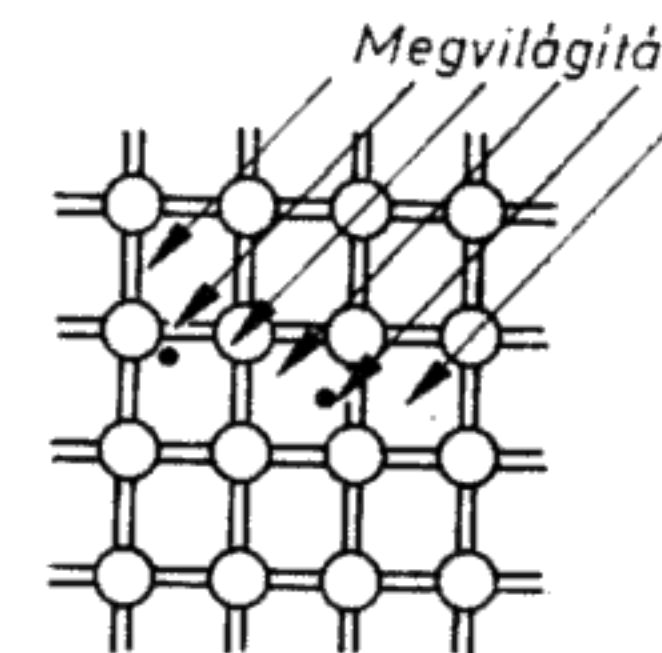
Ha az A és B pontot közvetlenül a hálózatra kötjük, akkor a nagy terhelőáram a triacot tönkreteszi.

25. Optoelektronika

25.1. Belső fotoelektromos hatás

A félvezető anyagoknak van bizonyos saját vezetőképességük. Ezen a szennyezés nélküli anyag vezetőképességét értjük.

A saját vezetőképesség okát az 5. fejezetben részletesebben leírtuk. Itt röviden csak arra emlékeztetünk, hogy a saját vezetőképesség energiabevezetés, pl. az anyag felmelegítése következtében nő. Az anyag felmelegedése erősebb hőrezgésekhez vezet, ezáltal több kristálykötés szakad fel. A kristálykötés felszakadásával azonban elektronok válnak szabaddá, ezzel egyidejűleg lyukak keletkeznek. Ezek a töltéshordozók részt vehetnek az áramvezetési folyamatban, és növelik az anyag vezetőképességét. Ha a félvezető anyag megvilágítással jut többletenergiához, akkor ugyancsak elektronok szabadulnak fel, mivel a fény részecskéi, a fotonok a kristálykötéseket szétzúzzák (25.1. ábra).



25.1. ábra. Elektronok felszabadulása megvilágított félvezetőben

A kristálykötésből felszabaduló elektronok helyén keletkező nyitott kötések lyukak formájában jelentkeznek. A fénysugár intenzitását növelve a szabad elektronok és a lyukak száma szaporodik. A szabad töltéshordozók számának növekedésével nő a vezetőképesség, ill. a saját vezetőképesség.

A félvezető anyagok saját vezetőképessége fénysugárzás hatására megnő.

Ezt a jelenséget belső fotoelektromos hatásnak nevezzük; egykristályos, ill. polikristályos félvezető anyagokban egyaránt fellép.

A fénysugárzás alapján véve minden félvezető alkatrész elektromos viselkedését befolyásolja. Ahol a belső fotoelektromos hatás nem kívánatos, általában fényzáró házat alkalmaznak.

25.2. Fotoellenállások

25.2.1. Felépítés és működés

A fotoellenállások aktív rétegei vegyület típusú félvezető kristályokból állnak. Olyan anyagokat alkalmaznak, amelyeknek a belső fotoelektromos hatása különösen erős. Ilyen anyagok pl. a kadmium-szulfid (CdS), ólom-szulfid, ólom-szelenid és ólom-tellurid. Ezekhez az alapanyagokhoz különleges adalékokat kevernek, amelyek a fotoelektromos hatást, tehát a fényérzékenységet növelik.

Az aktív réteget hordozóként szolgáló kerámiatestre viszik fel. A réteg hossza, szélessége és vastagsága, valamint az alkalmazott anyag együttesen határozza meg a fotoellenállás tulajdonságait (25.2. ábra).

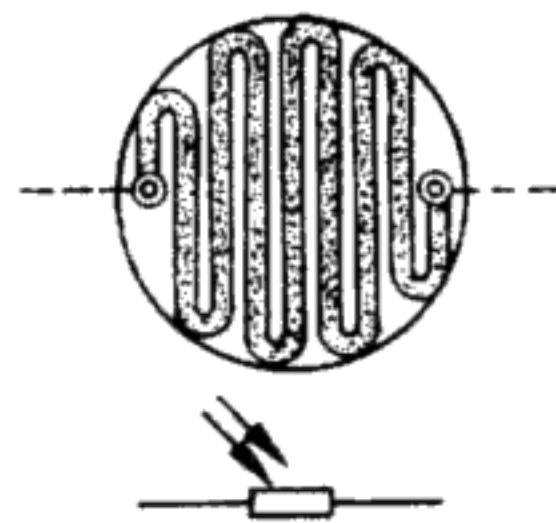
Fénysugárzás hatására töltéshordozók szabadulnak fel, és az ellenállás értéke csökken.

A fotoellenállások ellenállása annál kisebb, minél erősebb a fénybesugárzás.

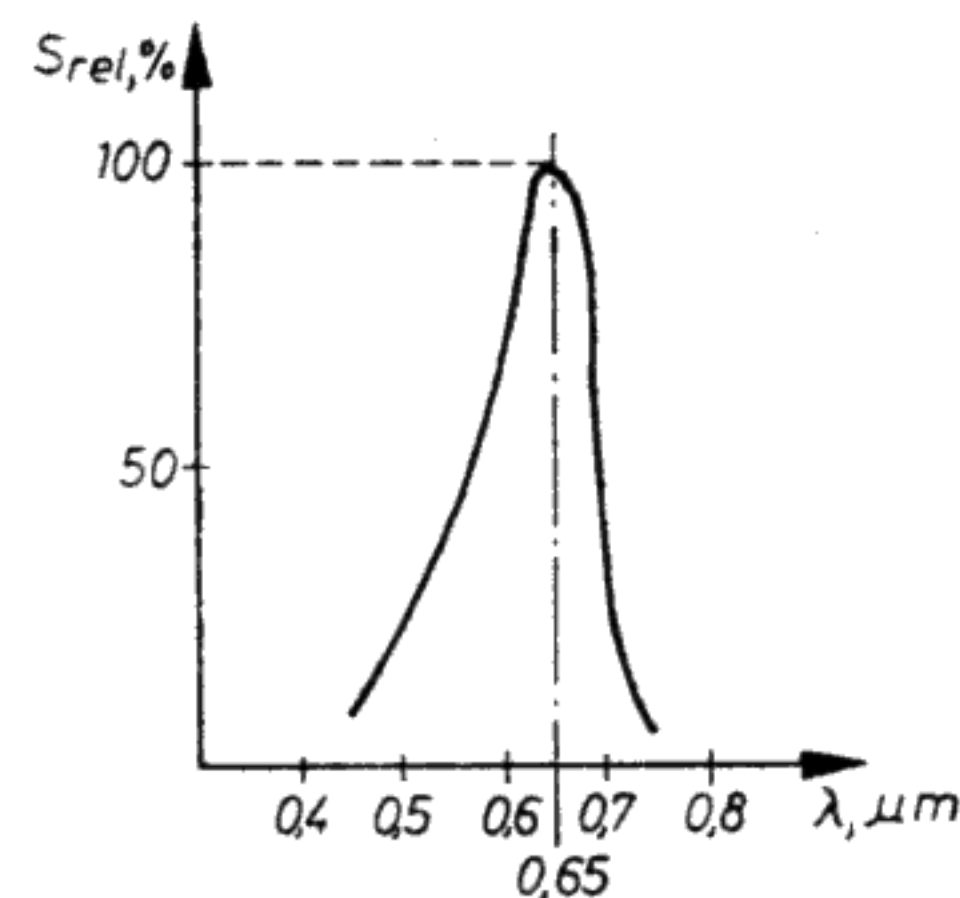
A fotoellenállások nem egyformán érzékenyek minden hullámhosszú fényre. Az érzékenységnek egy adott hullámhossznál maximuma van.

A 25.3. ábra a fotoellenállások spektrális érzékenységének függvénygörbéjét mutatja. Az adott fotoellenállás legnagyobb érzékenysége kb. $0,65 \mu\text{m}$ hullámhossznál van. Az ilyen hullámhosszú fény világospiros színű. Készíthető olyan fotoellenállás, is, amely különösen érzékeny a zöld-, kék- vagy narancsszínű fényre, és olyan is, amelyeknek az érzékenységi maximuma az infravörös tartományba esik (25.4. ábra). Ha megváltoztatjuk a fotoellenállás megvilágítását, akkor az ellenállás változása bizonyos késéssel következik be. A késleltetés néhány ms.

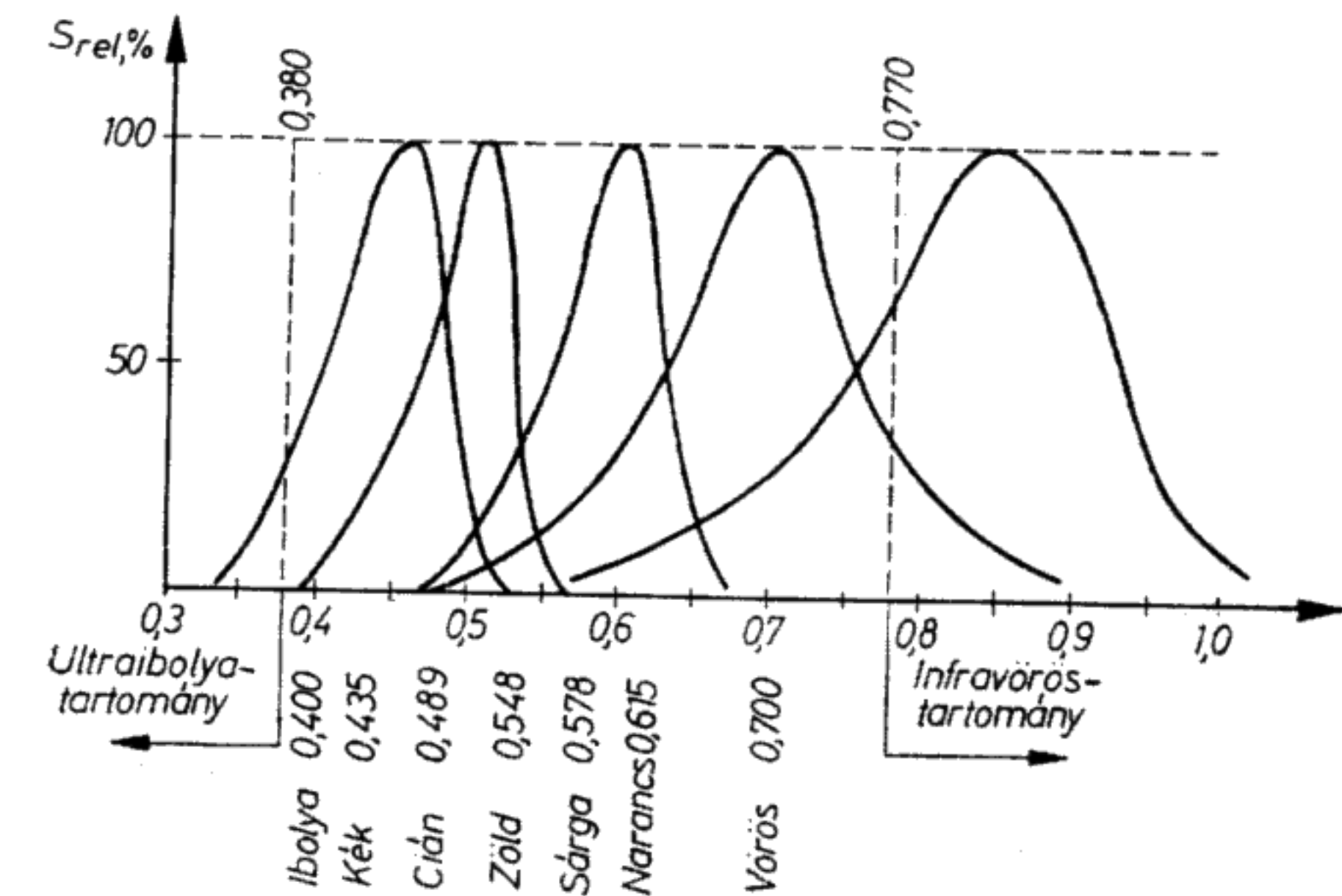
A fotoellenállások bizonyos mértékig hőmérsékletfüggők, de a hőmérséklet-tényező csekély és a megvilágítás erősségének növekedésével csökken.



25.2. ábra. A fotoellenállás felépítése és rajzjele



25.3. ábra. A fotoellenállás spektrális érzékenysége

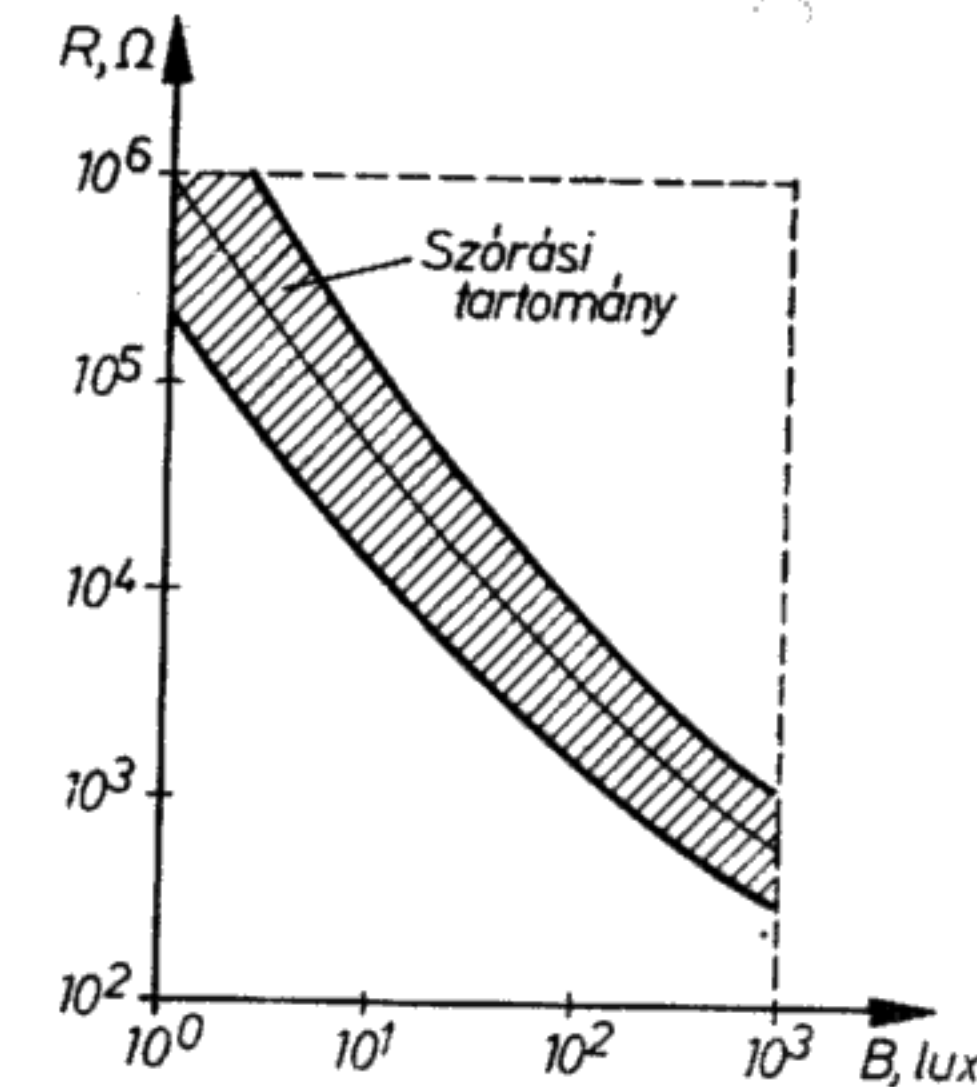


25.4. ábra. A különböző típusú fotoellenállások spektrális érzékenysége

25.2.2. Jellemző adatok és határértékek

A fotoellenállások ellenállás – megvilágítás-jelleggörbéje és annak szórása a 25.5. ábrán látható. Ezenkívül a fotoellenállás 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 1 percig sötétben kell tartani.)

Az R_{1000} világos-ellenállás az 1000 lx megvilágítási erősség esetén mért ellenállásérték.



25.5. ábra. A fotoellenállás rezisztenciájának változása az E_V megvilágítás függvényében

A maximális fotoérzékenység λ_{ES} hullámhossza az a hullámhossz, amelyen a belső fotoelektromos hatás a legerősebb.

Megszólalási időnek nevezzük azt az időt, amely a sötét állapotot követően 1000 lx erősségű fényforrással megvilágított fotoellenállás esetén addig telik el, amíg az áram az R_{1000} -nál érvényes értékének 65%-át el nem éri.

Szokásos értékek

sötétellenállás $R_0 \approx 1 \dots 100 \text{ M}\Omega$,
világos-ellenállás $R_{1000} \approx 100 \Omega \dots 2 \text{ k}\Omega$,
megszólalási idő $t_r \approx 1 \dots 3 \text{ ms}$.

Határérték a P_{tot} veszteségi teljesítmény, az abból adódó legnagyobb megengedett üzemi feszültség (U_a) és a környezeti hőmérséklet legnagyobb megengedett értéke (T_{max}).

Szokásos értékek

$$P_{tot} \approx 50 \text{ mW} \dots 2 \text{ W},$$

$$U_a \approx 100 \dots 200 \text{ V},$$

$$T_{max} \approx 70 \text{ }^\circ\text{C}.$$

25.2.3. Alkalmazások

A fotoellenállások viszonylag olcsó alkatrészek. Nagy számban alkalmazzák őket mindenféle fénySOROMPÓHOZ, közvilágítás-kapcsolókhoz, fényőrkapcsolásokhoz és vészjelzőkhöz. Megtaláljuk a fotoellenállásokat a vezérlés- és szabályozástechnikában is, vagy lángőrökként a központi olaj-fűtőkészülékekben. Az alkalmazási lehetőségek igen szélesek.

A fotoellenállások bizonyos hátránya az előbbieken leírt tehetetlenség. Csak ott alkalmazhatjuk őket, ahol ez a tehetetlenség nem játszik szerepet.

25.3. Fotoelemek és napelemek

25.3.1. Felépítés és működésmód

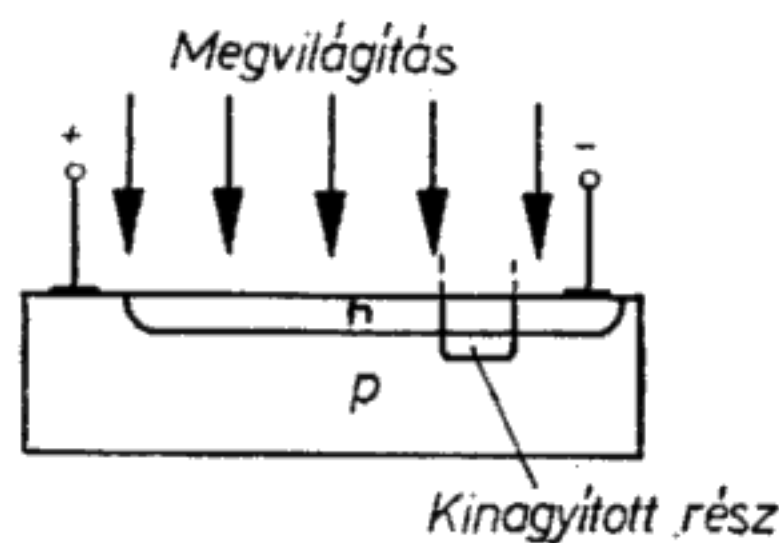
A fotoelemek és napelemek energiaátalakítók: a fényenergiát elektromos energiává alakítják át. Ezek az alkatrészek a generátorokhoz hasonló tulajdonságokkal rendelkeznek, azaz üresjárású feszültségük és belső ellenállásuk van. Megkülönböztetünk szelén és szilícium fotoelemeket. A napelemek lényegében szilícium fotoelemek.

A fotoelemek a fényenergiát elektromos energiává alakítják.

Szilícium fotoelemek

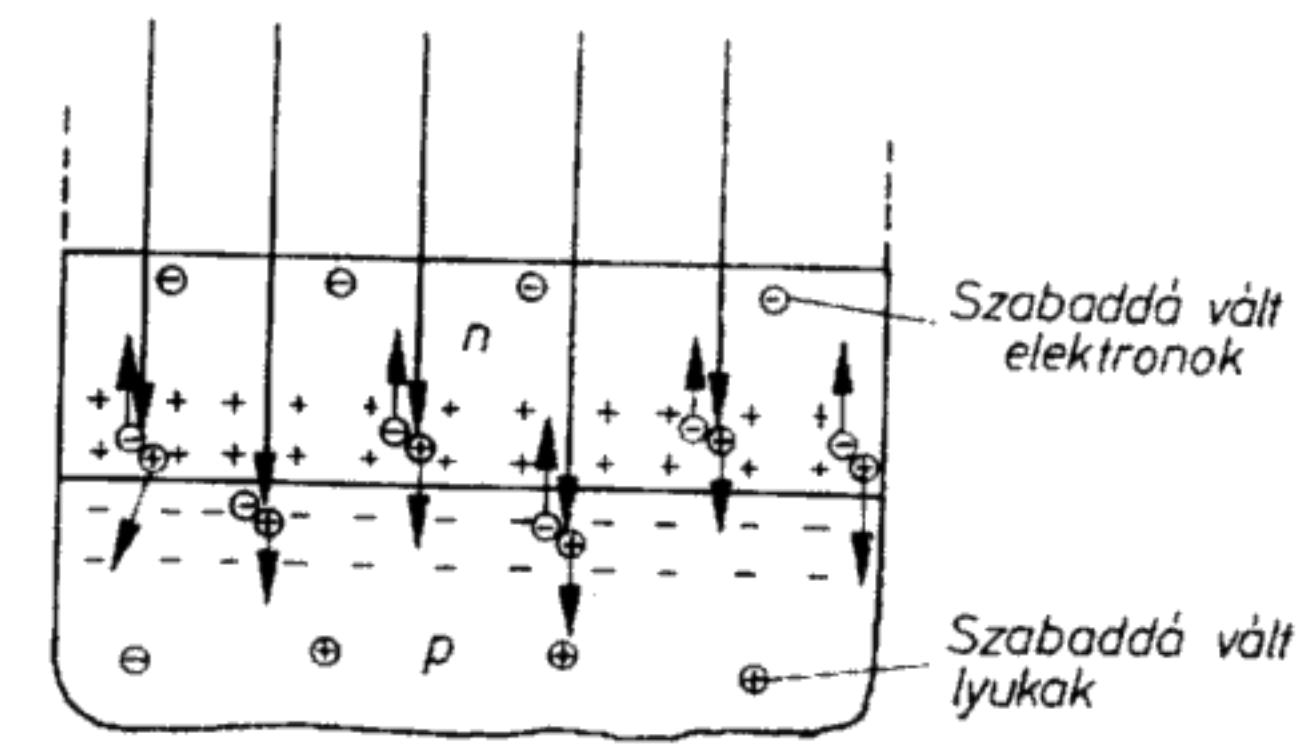
A szilícium fotoelem egy p vezető Si-egykristályból áll, amelybe szennyezéssel vékony (1–2 μm -es) n vezető zónát visznek be (25.6. ábra).

A p zóna és n zóna között töltéshordozó diffúzió útján tértöltési zóna keletkezik (25.7. ábra).



25.6. ábra. Az n alatt p típusú szilícium fotoelem felépítése (a metszeteket l. a 25.7. és a 25.8. ábrán)

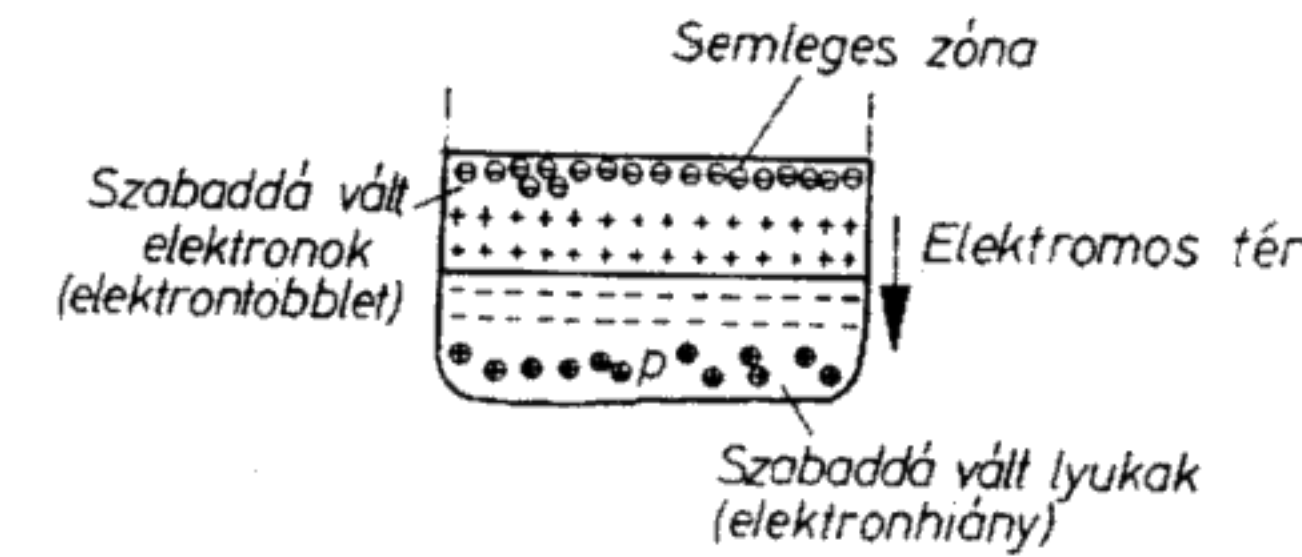
Mivel az n zóna nagyon vékony, a tértöltési zóna teljesen kitölti. Az n zóna fényáteresztő védőréteggel van borítva. A fény ráesik az n zónára és elektronokat szabadít fel belőle. Feltételezhetjük, hogy a fotonok kristálykötéseket zúznak szét. A kötéseikből



25.7. ábra. Az elektronok és a lyukak szabaddá válása a pn-átmenetben

felszabadult elektronokat az elektromos tér felgyorsítja. Mint negatív töltéshordozókra, az erővonalakkal ellentétes irányú erő hat rájuk, ezért az n zóna zárórétegmentes szakaszai felé vándorolnak és ott elektrontöbblet keletkezik (25.8. ábra).

Az n zóna zárórétegmentes szakasza a fotoelemek negatív sarka.



25.8. ábra. Kristálymetszet, negatív sarok keletkezése

Az elektronok felszabadulása során keletkező lyukak az erővonalak irányában vándorolnak a p zóna zárórétegmentes szakaszába. Itt elektronhiány keletkezik.

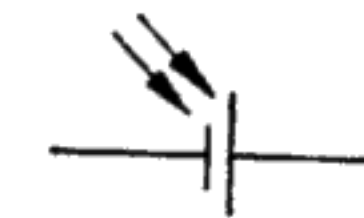
A p zóna zárórétegmentes szakasza a fotoelemek pozitív sarka.

A fotoelem rajzjelét a 25.9. ábrán láthatjuk. Ezt a fajta fotoelemet n alatt p típusnak nevezzük. Előállítható p alatt n típusú fotoelem is (25.10. ábra), ezt azonban ritkábban gyártják, mivel a nagy energiájú részecskesugárral szemben kevésbé ellenálló.

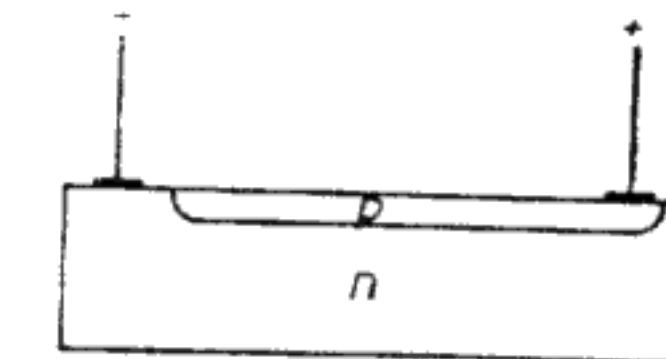
Szelén fotoelemek

A szelén fotoelemek váltak elsőként ismertté. Ezek a fotoelemek nikkelezett vas alaplamezből állnak, amelyre polikristályos szelénréteget visznek fel. Fedőanyagként átlátszó kadmium-oxid (CdO) ellenelektrodát alkalmaznak (25.11. ábra).

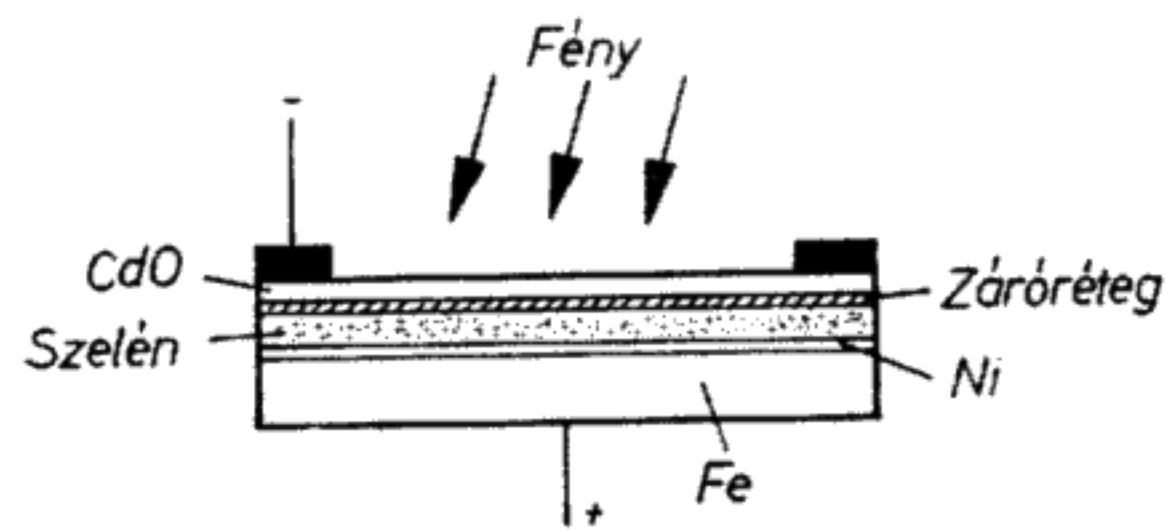
A szelén és a CdO között záróréteg alakul ki. A fénysugárzás hatására szabaddá vált



25.9. ábra. A fotoelem rajzjele



25.10. ábra. A szilícium fotoelem felépítése



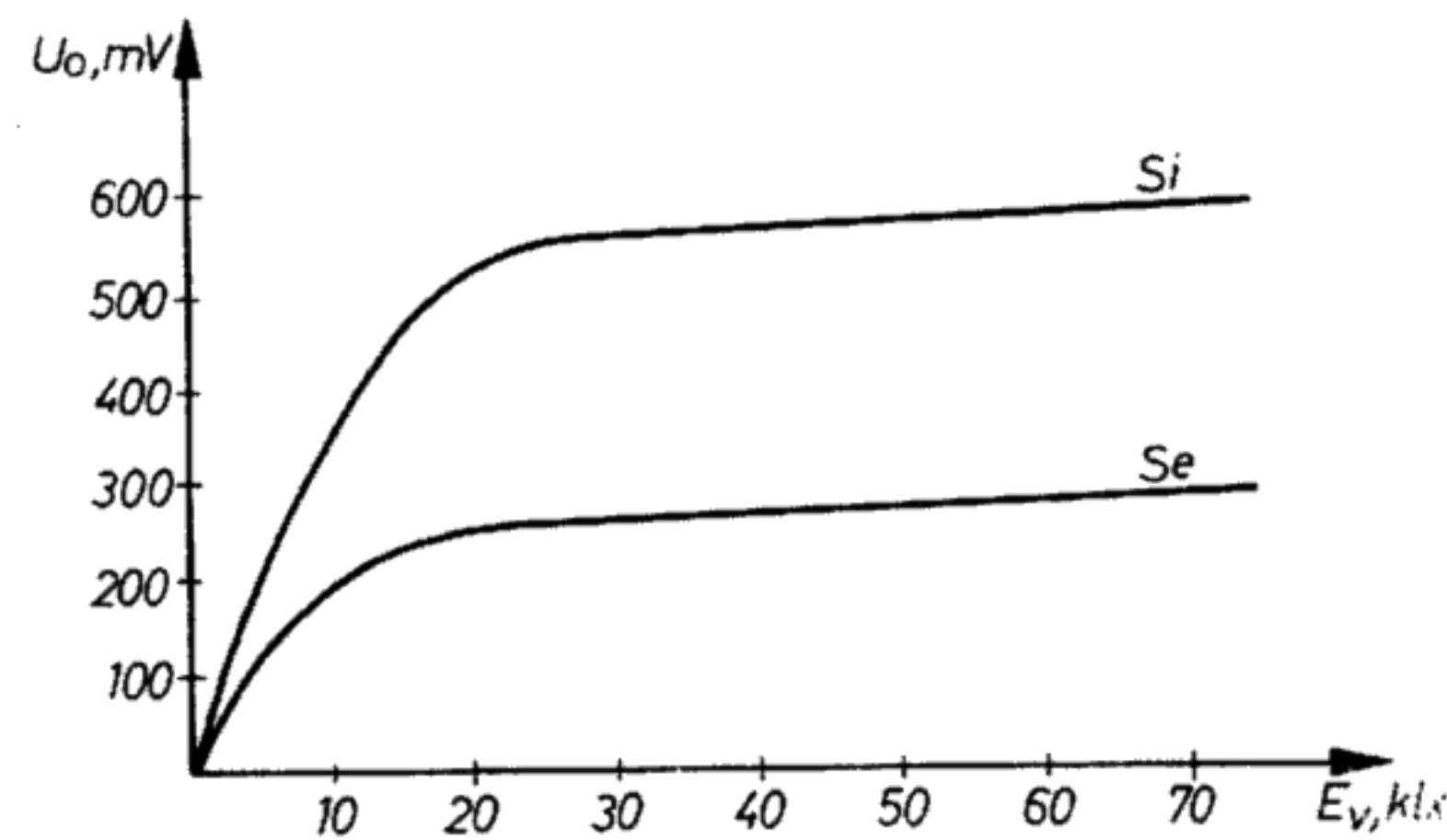
25.11. ábra. A szelén fotoelem felépítése

elektronok az elektromos tér hatására a semleges, azaz a CdO-réteg tértöltés nélküli szakaszába vándorolnak. A lyukak a szelénréteg semleges szakaszába vándorolnak és a két tartomány között (vagyis az alaplemez és a fedőréteg között) feszültség keletkezik.

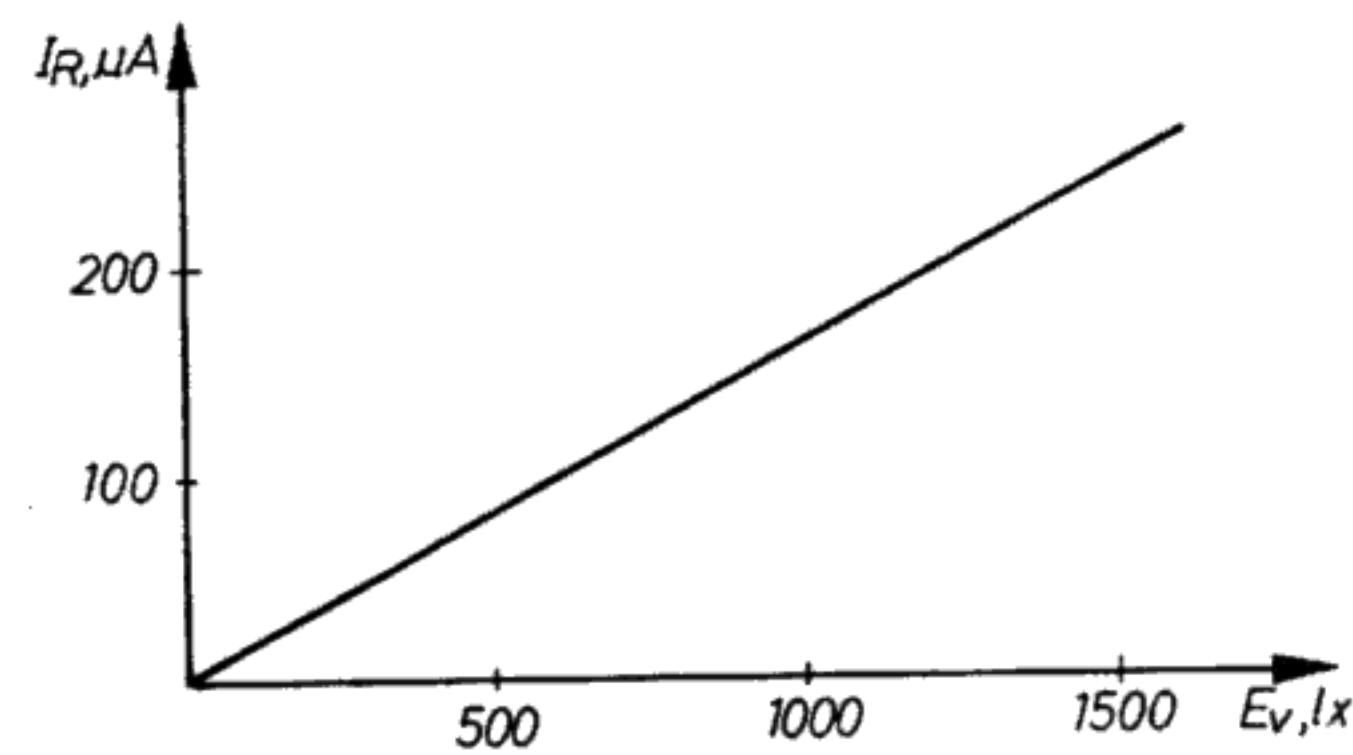
A szilícium fotoelemek hatásfoka kb. 10%. Teljes erősségű napsugárzás hatására kb. 10 mW/cm² teljesítményt tudnak leadni.

A szelén fotoelemek hatásfoka legfeljebb 1%. Teljesítményük teljes napsugárzás hatására kb. 1 mW/cm² alatt marad.

A 25.12. ábra a szilícium fotoelem és a szelén fotoelem üresjárású feszültségének függvénygörbéjét mutatja be. Az üresjárású feszültségek a megvilágítás erősségének növekedésével eleinte erősen nőnek, de kb. 20 klx-tól kezdve már telítődés figyelhető meg. A szilícium fotoelemek lehetséges legnagyobb üresjárású feszültsége kb. 0,6 V, a szelén fotoelemé kb. 0,3 V.



25.12. ábra. A szilícium és a szelén fotoelem üresjárású feszültségének változása a megvilágítás erősségének függvényében



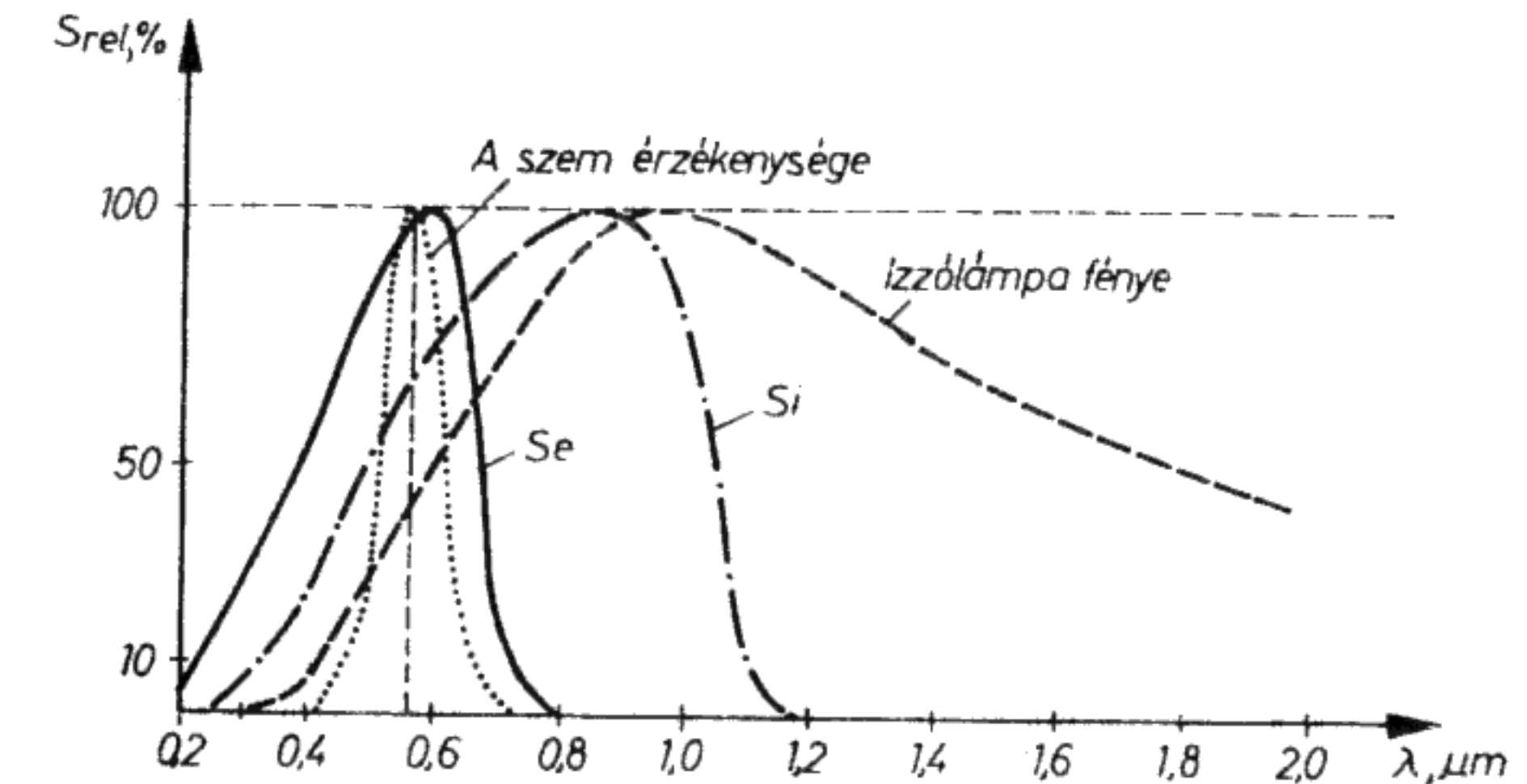
25.13. ábra. A rövidzárási áram függése a megvilágítás erősségétől

Az üresjárású feszültségnek mindig kisebbnek kell lenni a félvezető anyagok küszöb-feszültségénél.

Ha a fotoelemet rövidre zárjuk, akkor a megvilágítás erőssége és a rövidzárási áram között nagyon jó lineáris összefüggés mutatkozik (25.13. ábra).

Mivel a szelén fotoelemek spektrális érzékenységi függvénye nem sokban tér el az emberi szem érzékenységétől (25.14. ábra), ezért a szelén fotoelemek kiválóan alkalmasak fotoelektromos fénymérőnek.

A szilícium fotoelemek spektrális érzékenysége igen széles, a teljes látható színek tartományát átfogja és messze belenyúlik az infravörös tartományba (25.14. ábra).



25.14. ábra. A Si és Se fotoelemek spektrális érzékenysége
A szem érzékenysége és az izzólámpák fényének spektrális eloszlása

25.3.2. Jellemző adatok és határértékek

A fotoelemeknek adott nagyságú A_L fényérzékeny felületük van. Ezenkívül adott legnagyobb üresjárású feszültséggel ($U_{0 \max}$) és maximális rövidzárási árammal ($I_{k \max}$) jellemezhetők.

Az $U_{0 \max}$ és $I_{k \max}$ értékét teljes napfény sugárzás esetén (100 klx) mérik. A fotoelem adott teljesítményillesztés és 100 klx megvilágítási erősség esetén meghatározott P_{\max} maximális teljesítményt tud leadni. Az üresjárású feszültség és a rövidzárási áram hőmérsékletfüggő; rájuk vonatkozóan hőmérsékleti együtthatókat lehet megadni.

Fényérzékenységen (E) azt a mennyiséget értik, ami megadja, hogy a rövidzárási áram mennyit nő, ha a megvilágítás erőssége 1 lx-szal nő.

Legtöbbször különböző megvilágítási erősségekhez néhány U_0 üresjárású feszültséget is megadnak. További jellemző adat a maximális fényérzékenység λ_{ES} hullámhossza.

A szilícium napelemek szokásos adatai:

$$\begin{aligned} U_{0 \max} &\approx 0,58 \text{ V,} \\ I_{k \max} &\approx 130 \text{ mA,} \\ A_L &\approx 3,72 \text{ cm}^2, \\ P_{\max} &\approx 60 \text{ mW,} \\ E &\approx 1,3 \text{ } \mu\text{A/lx,} \\ \lambda_{ES} &\approx 0,7 \text{ } \mu\text{m.} \end{aligned}$$

Határértékek

A legfontosabb határérték a környezetihőmérséklet-tartomány, szokásos értéke: $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ -tól $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ -ig terjed (különleges esetekben $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$ -ig).

Egyes alkalmazásokban a napelemek záróirányú feszültséggel is terhelhetők, de a felépő zárófeszültségnek nem szabad túllépnie a maximálisan megengedhető értéket (általában $1-2\text{ V}$ -ot).

25.3.3. Alkalmazások

A napelemeket a napfény elektromos energiává való átalakítására használják. Műholdak energiaellátására szolgáló napelemként, azonkívül egyéb energiaellátási célokra építik be őket, pl. telefonvonalak erősítőinek táplálására. Ezenkívül alkalmaznak fotoelemeket a mérés technikában, valamint a vezérlés- és szabályozástechnikában. Sorba rendezett fotoelemeket alkalmaznak az optikai lyukszalag- és lyukkártyaolvasókban.

25.4. Fotodiódák

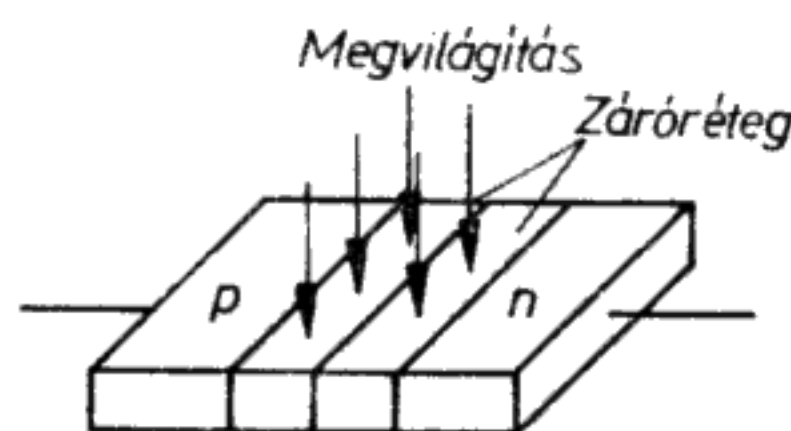
25.4.1. Felépítés és működés

A fotodióda félvezető dióda, amelynek pn-átmenete a fényt jól áttereszti. Gyártanak szilícium és germánium fotodiódát (25.15. ábra).

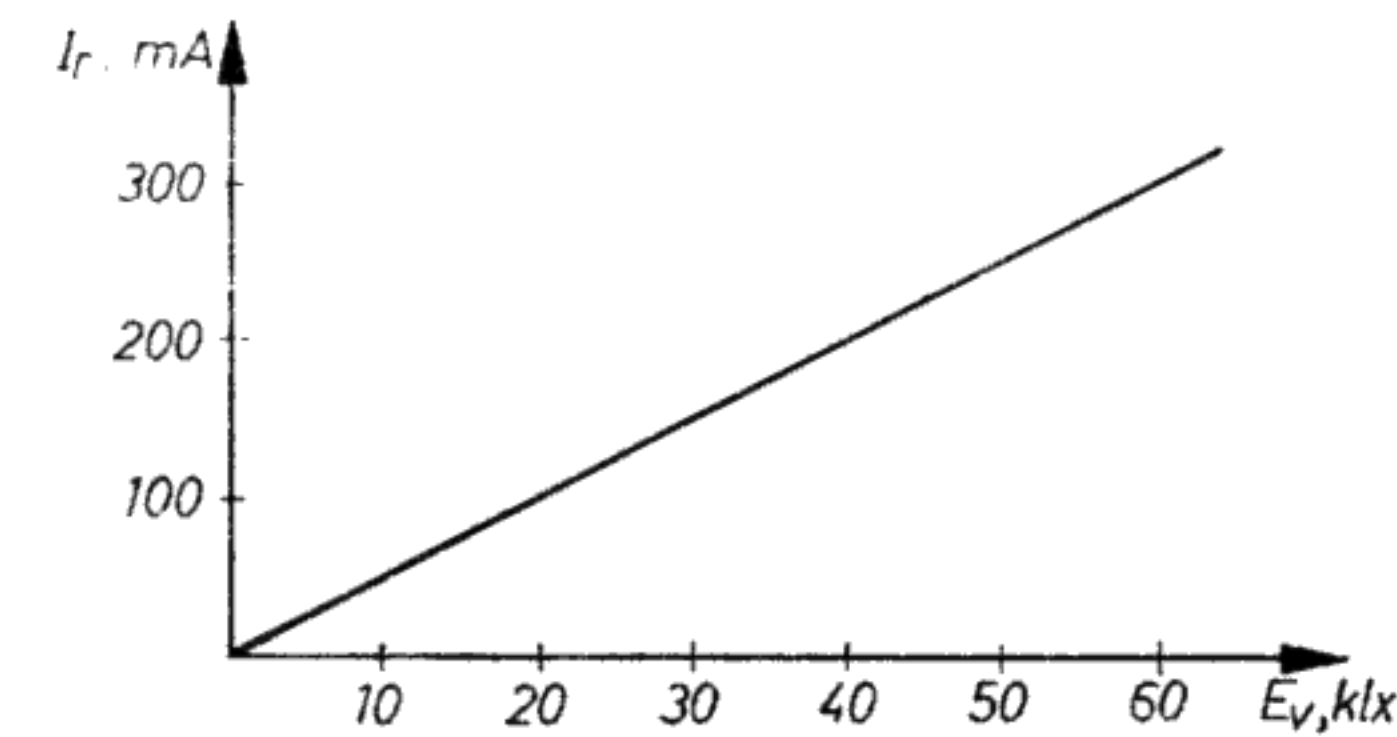
A fotodiódát záróirányban működtetik. Viszonylag széles tértöltési zóna keletkezik, és ha a tértöltési zónát nem éri fény, akkor csak nagyon kicsiny zárási áram tud folyni. A zárási áram nagysága sötétben a normális Si-, ill. Ge-diódák zárási áramának felel meg. Fény hatására kötéseikből elektronok szabadulnak fel. Ahol a kristálykötés felszakad, egy szabad elektron és egy lyuk, azaz két szabad töltéshordozó keletkezik. A keletkezett töltéshordozók kikerülnek a zárórétegből. A zárási áram néhány nagyságrenddel növekszik. A zárási áram és a beeső fény között lineáris összefüggés áll fenn (25.16. ábra). A fotodiódák ezért különösen jól alkalmazhatók fény mérésre. A zárási áram a megvilágítás erősségének változásával majdnem egyidejűleg változik.

A fotodiódákon a megvilágítás erősségével egyenesen arányosan növekvő zárási áram folyik.

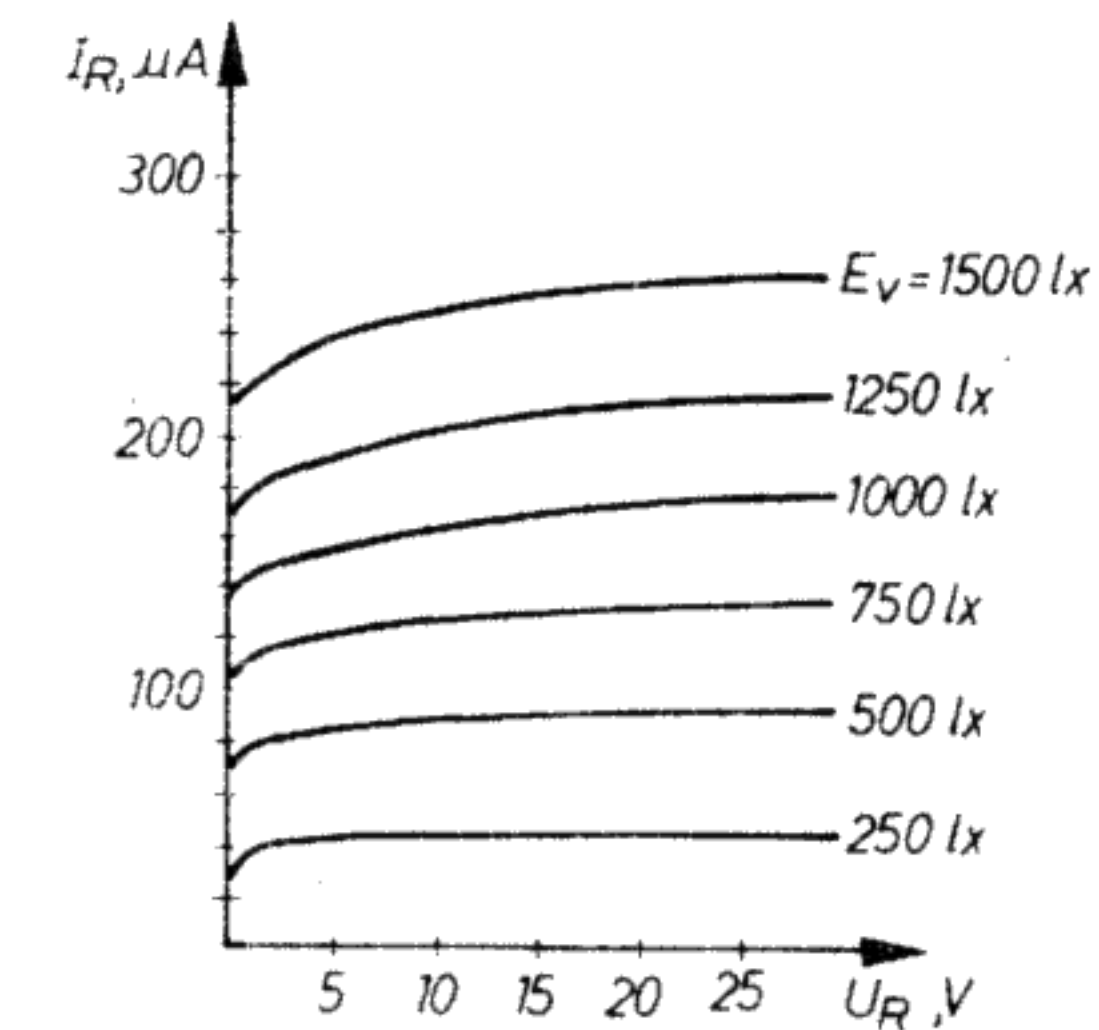
A 25.17. ábrán látható jelleggörbék a zárási áram és a zárófeszültség közötti összefüggést adják meg különböző megvilágítási erősségek esetén. Mint minden optoelektromos félvezető alkatrésznek, a fotodiódának is meghatározott spektrális érzékenysége van. Az érzékenység az ibolyántúli tartománytól az infravörösre terjed (25.18. ábra). Az érzékenységmaximum Si-fotodiódák esetén kb. $\lambda = 0,85\text{ }\mu\text{m}$, míg Ge-fotodiódák esetén kb. $\lambda = 1,5\text{ }\mu\text{m}$ hullámhossznál van.



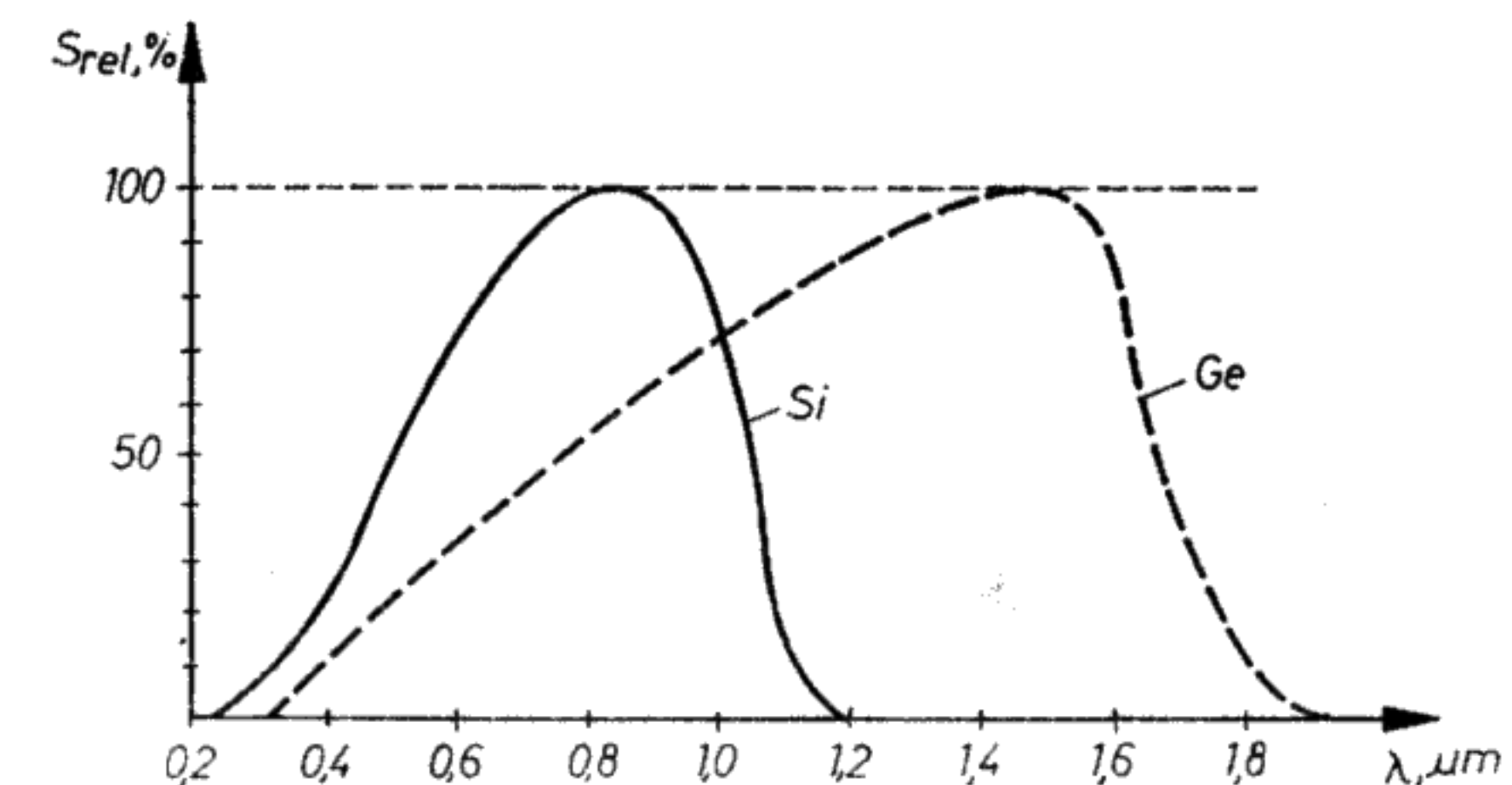
25.15. ábra. A fotodióda elvi felépítése és rajzjele



25.16. ábra. A rövidzárási áram függése a megvilágítás erősségétől



25.17. ábra. A fotodióda $I_R - U_R$ jelleggörbéjének változása a megvilágítás erőssége mint paraméter függvényében



25.18. ábra. A germánium és szilícium fotodiódák spektrális érzékenysége

25.4.2. Jellemző adatok és határértékek

Fő jellemző adat a fényérzékenység. Azt adja meg, hogy az I_R zárási áram hány nA-rel növekszik a megvilágítás 1 lx -os növekedése hatására.

Megadják továbbá a maximális fényérzékenység λ_{ES} hullámhosszát. Az f_g határfrekvencia és a C_S záróréteg-kapacitás szintén fontos adat.

Különösen jelentős az I_d sötétáram, amelyet meghatározott zárófeszültségre adnak meg. Mindezekon kívül még fontos jellemző a fényérzékeny felület nagysága (A_L).

Szokásos értékek

$$\begin{aligned}
 E &\approx 120 \text{ nA/lx}, \\
 \lambda_{\text{ES}} &\approx 0,85 \text{ }\mu\text{m}, \\
 f_{\text{g}} &\approx 1 \text{ MHz}, \\
 C_{\text{S}} &\approx 150 \text{ pF}, \quad U_{\text{R}} = 0 \text{ V esetén} \\
 &\quad 20 \text{ pF}, \quad U_{\text{R}} = 20 \text{ V esetén} \\
 I_{\text{d}} &\approx 500 \text{ nA}.
 \end{aligned}$$

A határértékek közt megadják a legnagyobb megengedett zárófeszültséget (általában 20...30 V) és a környezetihőmérséklet-tartományt (szokásos értéke: $-50\dots+100\text{ }^{\circ}\text{C}$).

25.4.3. Alkalmazások

A fotodiódákat a zárási áram és a megvilágítás erőssége közötti lineáris összefüggés miatt túlnyomórészt mérési célokra alkalmazzák. Nagyon kis méretűek lehetnek, így alkalmazásukkal nagy alkatrészsűrűség érhető el. A fotodiódák további alkalmazási területe a vezérlés- és szabályozástechnika. Ott, ahol a fotoellenállások nagy tehetetlenségük miatt nem építhetők be, fotodiódákat alkalmaznak.

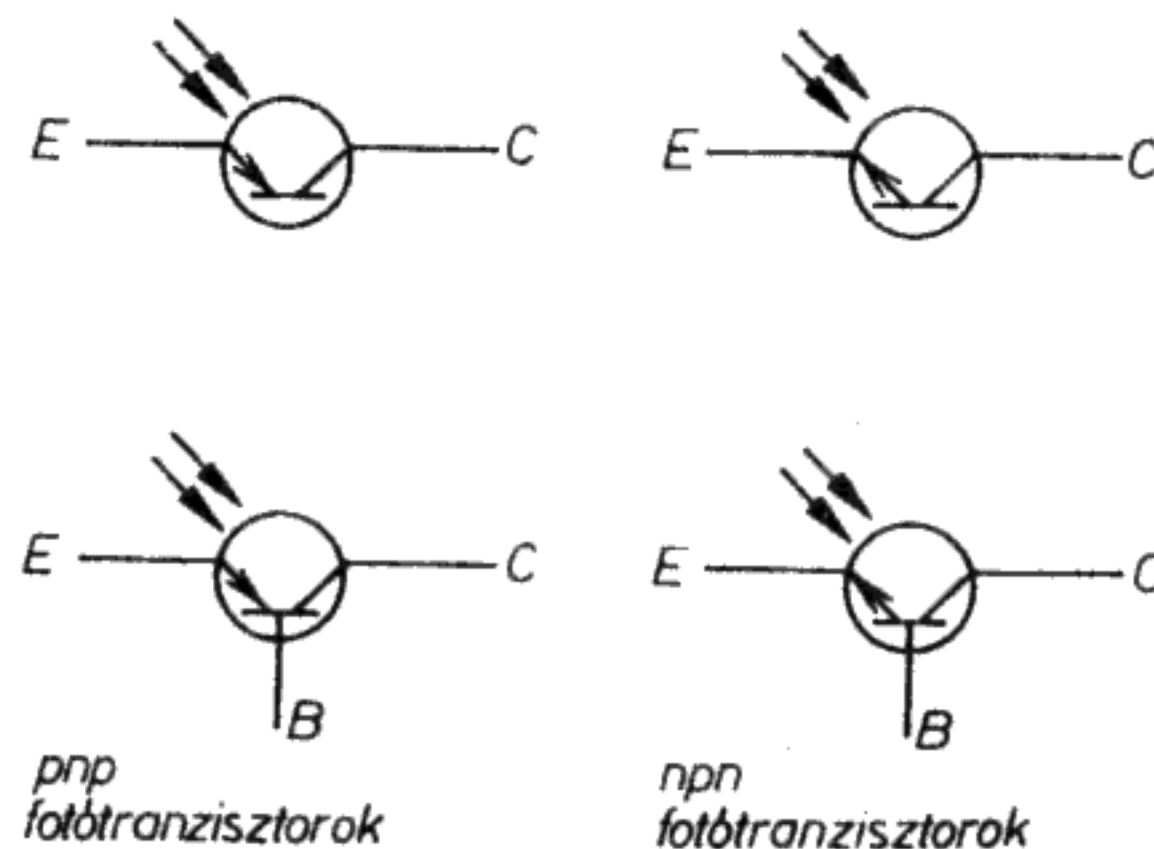
Ha a Si-fotoelemeket és fotodiódákat összehasonlítjuk, sok hasonlóságot fedezhetünk fel közöttük. A fotodiódák fotoelemként is alkalmazhatók, azaz világítás hatására feszültséget képesek leadni, hatásfokuk azonban rosszabb, mint a fotoelemeké.

25.5. Fototranzisztorok

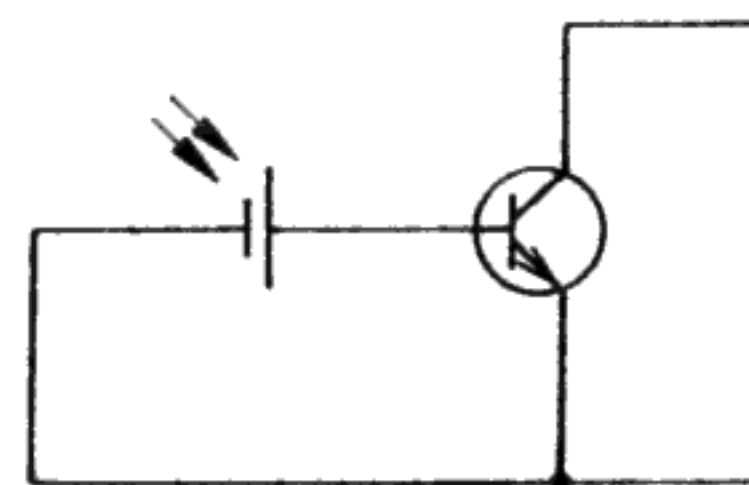
25.5.1. Felépítés és működésmód

A fototranzisztorok speciális szilíciumtranzisztorok: a fény bázis–kollektor-zárórétegüket tudja megvilágítani. A báziscsatlakozás néhány fototranzisztor-típusnál ki van vezetve, és a báziscsatlakozással a munkapont beállítható. Más fototranzisztor-típusok esetében a báziscsatlakozás kivezetésétől eltekintenek. Ezeket a tranzisztorokat csak a fényel vezérlik (25.19. ábra).

A fototranzisztor egy fotoelem és egy fotodióda összekapcsolásával helyettesíthető (25.20. ábra). A fény hatására feszültség keletkezik, amely a bázisfeszültséghez hasonlóan vezérli a tranzisztort.



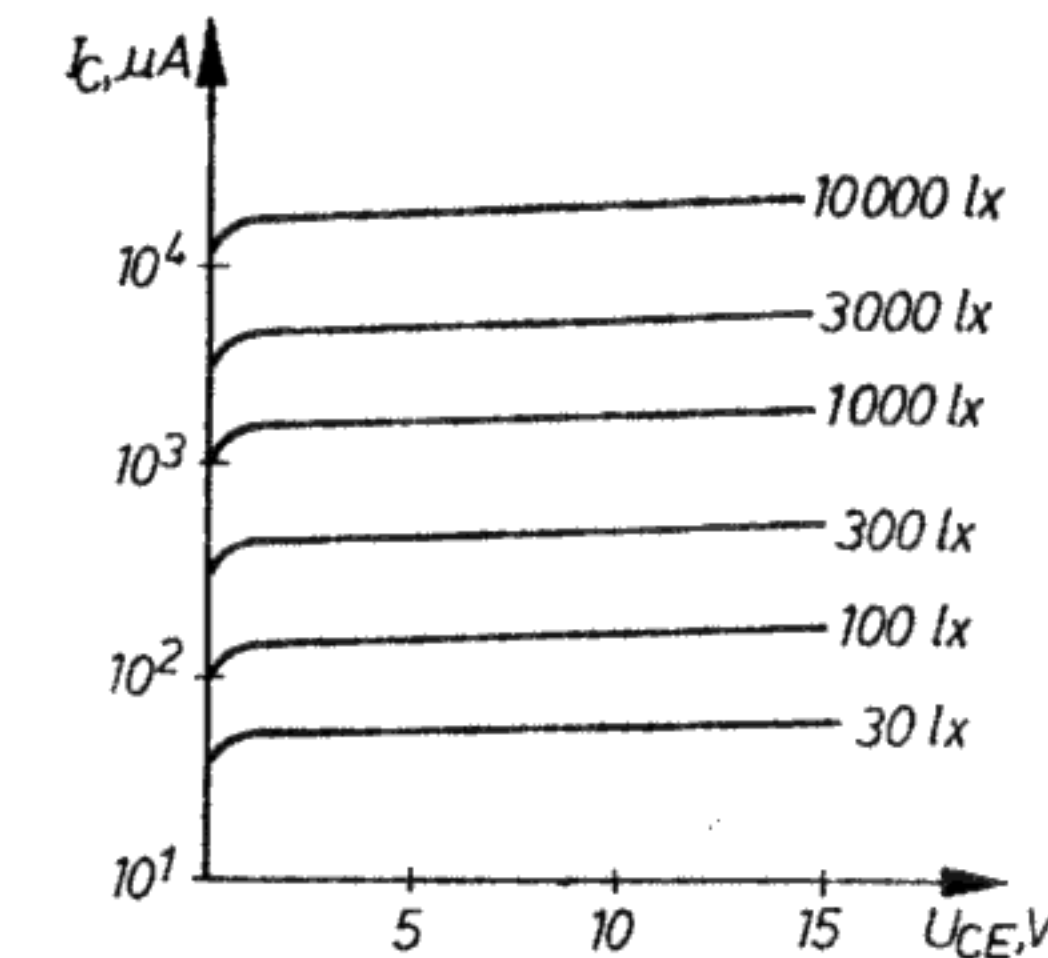
25.19. ábra. A fototranzisztorok rajzjelei



25.20. ábra. A fototranzisztor helyettesítő kapcsolása

A fototranzisztor fényérzékenysége lényegesen nagyobb, mint az ugyanakkora fényérzékeny felületű fotoelemé, mivel a fotoeffektus felerősödik. Az érzékenység növekedése nagyjából a fototranzisztor B egyenáramú erősítési tényezőjének felel meg. Ennek alapján a fototranzisztorokat elsősorban ott alkalmazzák, ahol a fényérzékeny felületnek a szükséges nagyobb alkatrészsűrűség miatt kicsinek kell lennie. A 25.21. ábra a fototranzisztor $I_{\text{C}}-U_{\text{CE}}$ jelleggörbéit ábrázolja a megvilágítás erősségének függvényében. A spektrális érzékenység a szilícium fotodióda érzékenységének felel meg.

A fényérzékenység maximuma $0,8$ és $0,85\ \mu\text{m}$ hullámhossz között van.



25.21. ábra. A fototranzisztor $I_{\text{C}}-U_{\text{CE}}$ jelleggörbéi

25.5.2. Jellemző adatok és határértékek

A fototranzisztorok adatai és határértékei részben a szokásos tranzisztorok adatainak és határértékeinek felelnek meg. A következő további adatokat adják még meg:

kollektoráram megvilágításkor (pl. $E = 1000 \text{ lx}$, $U_{\text{CE}} = 5 \text{ V}$ esetén)	I_{Cl} ,
kollektoráram sötétben	I_{Cd} ,
a maximális fényérzékenység hullámhossza	λ_{ES} ,
fényérzékenység	E .

Szokásos értékek

$$\begin{aligned}
 I_{\text{Cl}} &\approx 0,8 \text{ mA}, \\
 I_{\text{Cd}} &\approx 0,2 \text{ }\mu\text{A}, \\
 \lambda_{\text{ES}} &\approx 0,85 \text{ }\mu\text{m} \\
 E &\approx 0,15 \text{ }\mu\text{A/lx}.
 \end{aligned}$$

25.5.3. Alkalmazások

A fototranzisztorok felhasználási területe igen széles. Mindenhová beépíthetők a fotodiódák helyett; azonos feltételek között azonban nagyobb a kimeneti feszültségük, mint a fotodiódáknak. A fototranzisztorok igen kis méretben készülnek. Fototranzisztorból álló érzékelősort alkalmaznak lyukkártyák, lyukszalagok és képi dokumentációk optikai letapogatására.

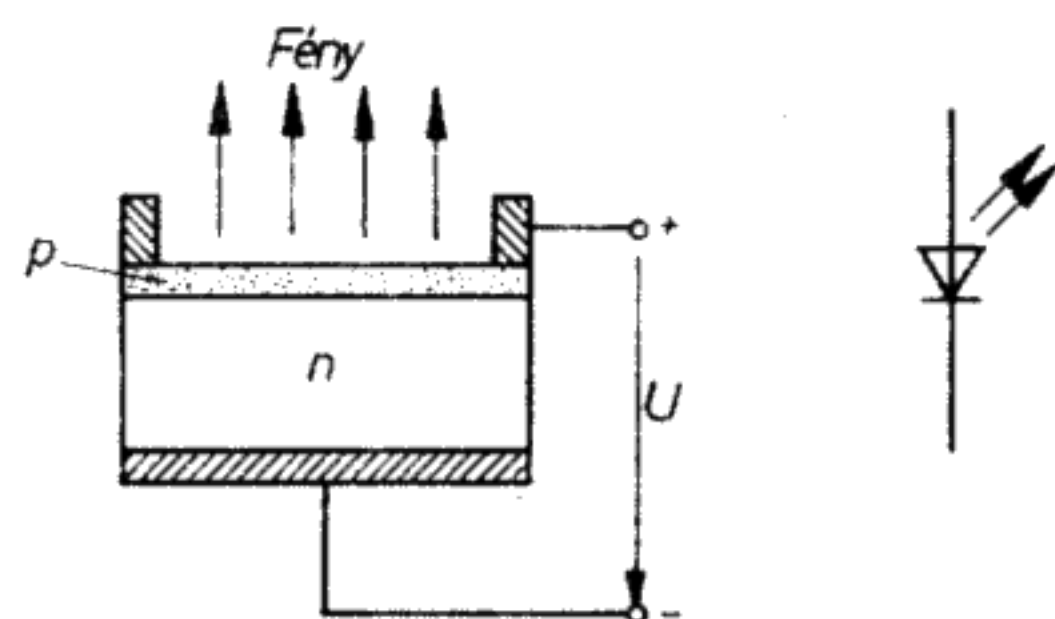
25.6. Világítódiódák

25.6.1. Felépítés és működés

A világítódiódákat fénykibocsátó diódáknak (LED) is nevezik. Vegyület típusú félvezetőkől állnak, mint pl. gallium-arszenid (GaAs), gallium-arszenidfoszfid (GaAsP), gallium-foszfid (GaP).

A világítódiódák az elektromos energiát fényenergiává alakítják.

A világítódiódák előállításának első lépése, hogy megfelelő szennyezéssel n vezető alapkristályt készítenek. Erre kb. $1 \mu\text{m}$ vastagságú, nagy szennyezettségű (nagyobb lyuksűrűségű) p zónát növesztenek (25.22. ábra).



25.22. ábra. A világítódióda felépítése és rajzjele

A világítódióda diódaszakaszt nyitóirányban működtetik.

Az elektronok az n zónából a p zónába vándorolnak. Ott gyakran rekombináció alakul ki. Elektronok kapcsolódnak össze lyukakkal. Minden egyes rekombináció során energia szabadul fel, és ez az energia meghatározott hullámhosszúságú fény formájában kisugárzódik.

Mivel a p zóna nagyon vékony, a fény tovaterjed. Az érzékelhető fény sugárzás kb. 2 mA áramerősségnél kezdődik, és erőssége az áramerősséggel arányosan nő. A fény hullámhossza elsősorban a kristály anyagától függ, de valamelyest a szennyezéstől is. Ma különösen elterjedtek és olcsók a vörös fényt kisugárzó világítódiódák ($\lambda = 0,66 \mu\text{m}$); felveszik a versenyt a kijelző izzólámpákkal. Vannak ezenkívül sárga, zöld és kék fényű világítódiódák, és az infravörös tartományban működő világítódiódák is. A kék fényt kibocsátó diódák viszonylag drágák és hatásfokuk is rossz.

A legnagyobb hatásfokúak az infravörös tartományban ($\lambda = 0,9 \dots 0,94 \mu\text{m}$) működő világítódiódák.

Sugárzási teljesítményük azonos teljesítményfelvétel esetén 20...50-szer nagyobb, mint a vörös fényt sugárzó világítódiódáké.

A világítódiódák majdnem késedelem nélkül reagálnak a vezérlőjelre.

Nagy reakciósebességük miatt a világítódiódák fénysugarak igen nagy frekvenciájú (GHz-es) modulációjára is alkalmazhatók. Élettartamuk kb. 10^6 óra.

25.6.2. Jellemző adatok és határértékek

A világítódiódák fontos jellemzője az A világítófelület, az I_V fényerősség, a Φ fényáram, továbbá a sugárzás λ_P hullámhossza és az α nyílásszög, amelyben a fény kisugárzódik.

Elektromos jellemzők az U_F nyitóirányú feszültség és C_S záróréteg-kapacitás.

Szokásos adatok

$$\begin{aligned} A &\approx 0,5 \dots 30 \text{ mm}^2, \\ I_V &\approx 2 \dots 5 \text{ mcd} \quad (I_F = 20 \text{ mA-nél}), \\ \Phi &= 2 \text{ mlm} \quad (I_F = 20 \text{ mA-nél}), \\ \lambda_P &\approx 660 \text{ nm}, \\ \alpha &\approx 25 \dots 60^\circ. \end{aligned}$$

Határérték a legnagyobb megengedett nyitóirányú egyenáram ($I_{F \max}$), a legnagyobb megengedett zárófeszültség ($U_{R \max}$) és a legnagyobb megengedett veszteségi teljesítmény (P_{tot}).

Határértékként ezeken kívül megadják a legkisebb és legnagyobb megengedett környezeti hőmérsékletet is.

Szokásos határértékek

$$\begin{aligned} I_{F \max} &\approx 50 \text{ mA}, \\ U_{R \max} &\approx 3 \text{ V}, \\ P_{\text{tot}} &\approx 120 \text{ mW}, \\ T_k &\approx -40 \dots +100 \text{ }^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

25.6.3. Alkalmazások

A világítódiódákat főként kijelzőlámpaként használják. A számok ábrázolására 7 szegmenses rendszert alakítottak ki, amely az egyes szegmenseket alkotó hét világítódiódából áll (25.23. ábra).



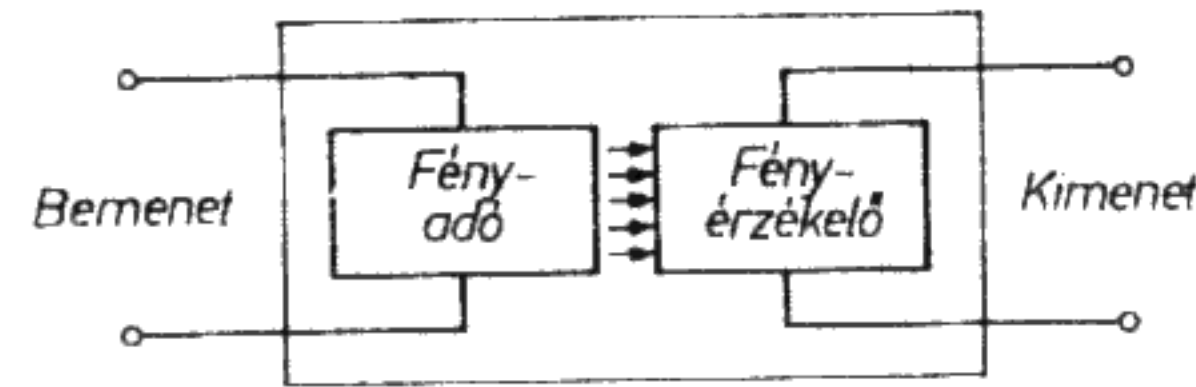
25.23. ábra. Világítódiódákból felépített 7 szegmenses kijelző

A zsebszámológépek több számjegyes kijelzői is többnyire világítódiódák. Erre a célra hat-, nyolc- és tizenkét jegyű kijelzőegységeket fejlesztettek ki. Egy 12 jegyű egység pl. 84 világítódiódából épül fel. A 12 jegyű kijelzőegységek áramigénye viszonylag nagy. A fénysorompókat főleg olyan fénydiódákkal készítik, amelyek infravörös sugarakat bocsátanak ki.

25.7. Optikai csatoló

25.7.1. Felépítés és működés

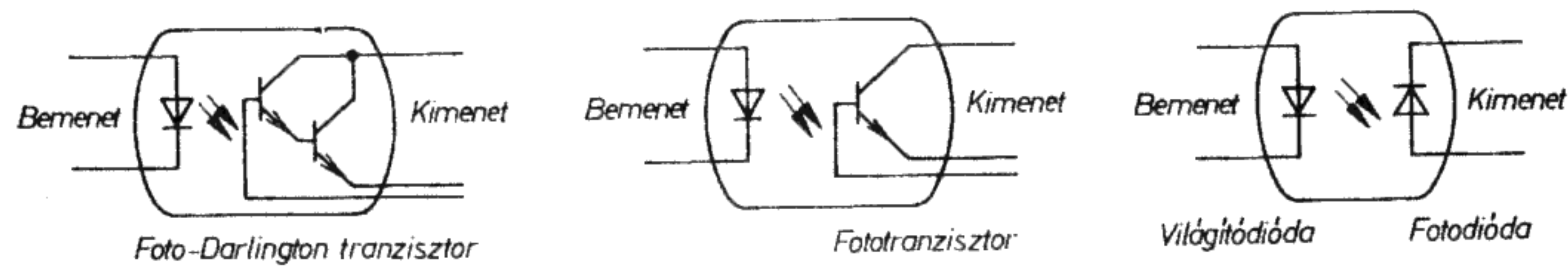
Az optikai csatolók fényadóból és fényérzékelőből állnak (25.24. ábra). Fényadóként főleg infravörös fényt kibocsátó világítódiodákat alkalmaznak. Jelenleg ezeknek a diódáknak a legjobb a hatásfokuk. Néha azonban olyan világítódiodákat is használnak, amelyek látható, többnyire vörös fényt bocsátanak ki. Fényérzékelőként fotodiódákat, fototranzisztorokat, ill. ún. foto-Darlington tranzisztorokat használnak. (Darlington-tranzisztoron a megfelelő erősítés elérése céljából összekapcsolt két tranzisztort értünk.) A legfontosabb optikai csatolókat a 25.25. ábra mutatja.



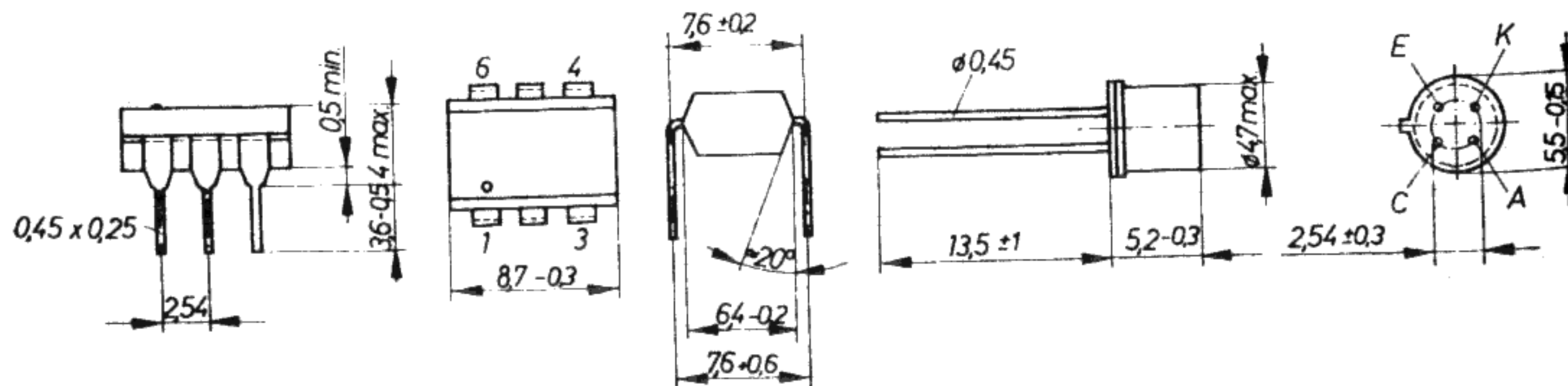
25.24. ábra. Az optikai csatoló felépítése

Az optikai csatoló elektronikus elemek közötti visszahatásmentes, galvanikusan elválasztott kapcsolatot tesz lehetővé.

Házként a tranzisztorok szokásos tokialakítását vagy az integrált áramköröknél szokásos dual-in-line (DIL) tokozást alkalmazzák (25.26. ábra).



25.25. ábra. Optikai csatolók



25.26. ábra. Az optikai csatolók kialakítási formái (Siemens)

25.7.2. Jellemző adatok és határértékek

Az adatok és határértékek megfelelnek a világítódiodára és a fényérzékelőre érvényes adatoknak.

Fontos határértékek

Világítódioda

zárófeszültség	$U_R \approx 3 \text{ V}$,
vezetési áram	$I_F \approx 60 \text{ mA}$,
vesztési teljesítmény	$P_{\text{tot}} \approx 100 \text{ mW}$.

Fényérzékelő (fototranzisztor)

kollektor – emitter-zárófeszültség	$U_{\text{CEO}} \approx 70 \text{ V}$,
emitter – bázis-zárófeszültség	$U_{\text{EBQ}} \approx 7 \text{ V}$,
kollektoráram	$I_{\text{Cmax}} \approx 100 \text{ mA}$,
vesztési teljesítmény	$P_{\text{tot}} \approx 150 \text{ mW}$.

Fontosabb jellemzők

Világítódioda

nyitófeszültség	$U_F \approx 1,5 \text{ V}$,
($I_F = 60 \text{ mA}$ -nél)	
zárási áram ($U_R = 3 \text{ V}$ -nál)	$I_R \approx 10 \text{ nA}$.

Fényérzékelő (fototranzisztor)

kollektor – emitter telítési feszültség	$U_{\text{CE sat}} \approx 0,3 \text{ V}$,
egyenáramú erősítés	$B \approx 300 \dots 700$.

Optikai csatoló

áramátviteli viszony	$\frac{I_C}{I_F} \approx 80 \dots 300$,
átütési szilárdság	$U_{\text{is}} \approx 4000 \text{ V}$,
határfrekvencia	$f_g \approx 10 \text{ MHz}$.

25.7.3. Alkalmazások

Optikai csatolót ott építenek be, ahol biztonsági okokból az elektronikai elemeknek galvanikusan külön kell válniuk. Alkalmazzák továbbá olyan kritikus áramkörökben, ahol a csatolt fokozatnak abszolút nem lehet visszahatása az előtte levő fokozatra.

26. Különleges tulajdonságú eszközök

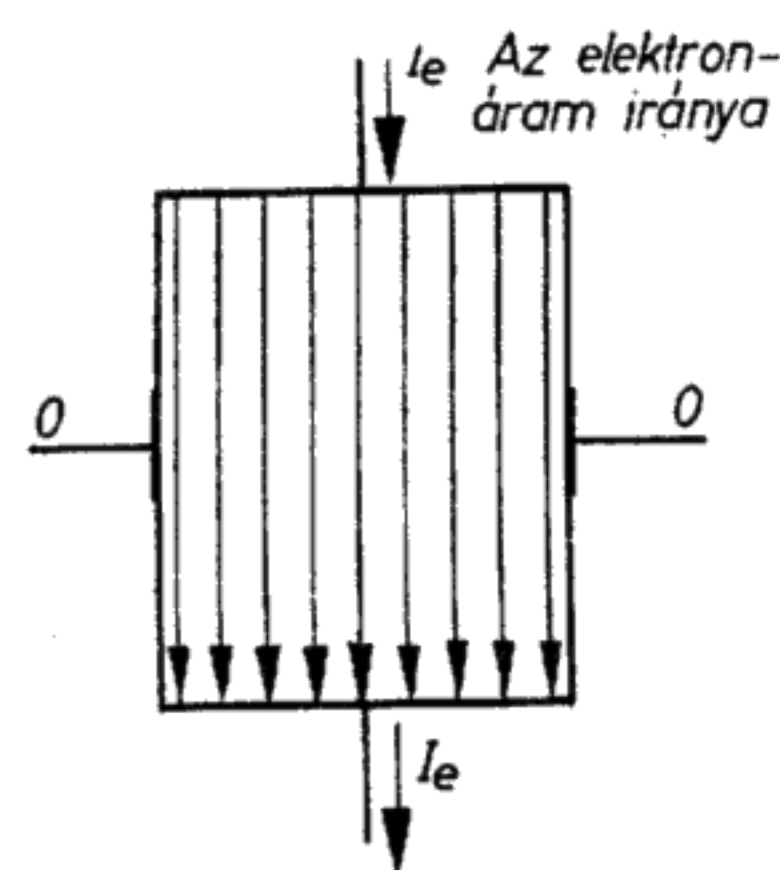
26.1. Hall-generátorok

26.1.1. Hall-effektus

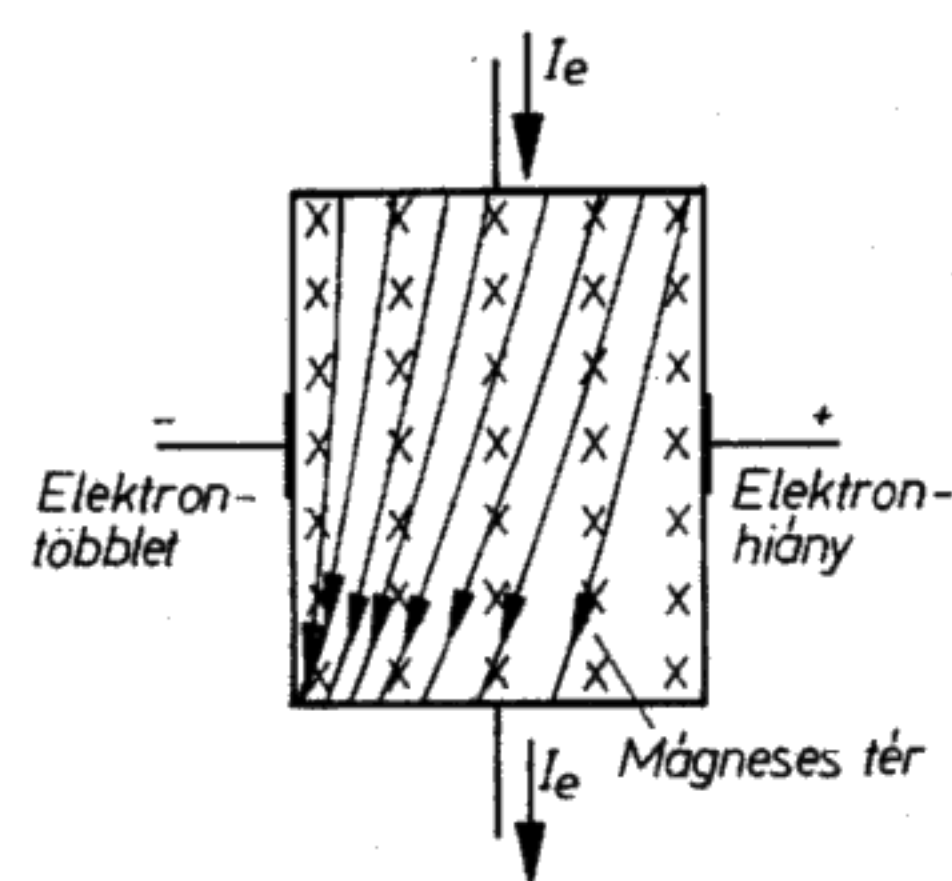
A mágneses tér az áramló elektronokra erőhatást gyakorol. Ezek az erők az árammal átjárt vezetőre való erőhatáshoz hasonló módon keletkeznek. Az áramló elektronok elektromos áramot képviselnek.

A 26.1. ábrán kis vezetőképes lemez látható, amelyen áram folyik keresztül. Az áramlási vonalak egyenlő távolságban futnak, az áramlási tér homogén.

Ha ezt a lemezt mágneses térbe helyezük (26.2. ábra), akkor minden egyes elektronra erő fog hatni (Lorentz-erő), és az elektronok az egyik oldalra húzódnak. Inhomogén áramlás keletkezik.



26.1. ábra. Homogén elektronáramlás a Hall-generátor vezetőlapján keresztül



26.2. ábra. Külső mágneses tér okozta inhomogén elektronáramlás

A 26.2. ábrán bemutatott lemez bal oldali külső rétegében elektrontöbbit, a jobb oldali külső rétegében pedig elektronhiány keletkezik. A két külső réteg között feszültség lép fel. Ezt a jelenséget Hall-effektusnak nevezzük (Edwin Herbert Hall, amerikai fizikus után).

A Hall-effektus 1879 óta ismert.

A Hall-generátorok mágneses gerjesztés hatására elektromos feszültséget hoznak létre.

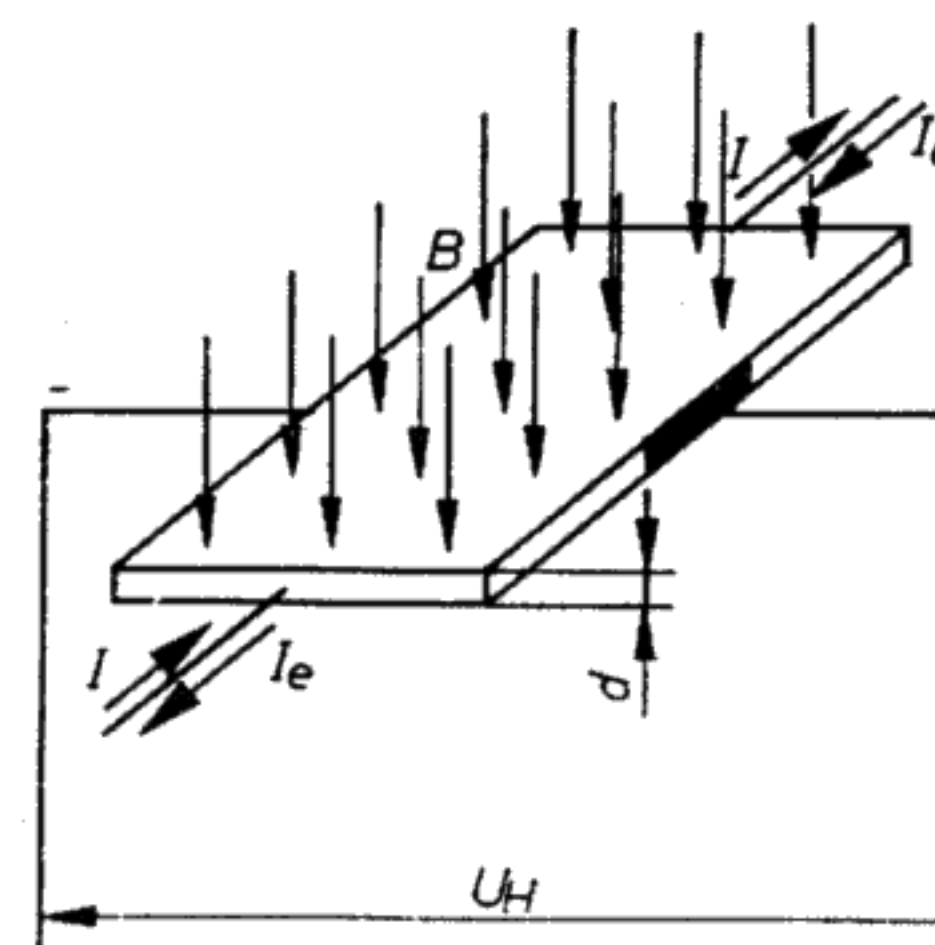
26.1.2. Hall-feszültség

A szélső zónák között fellépő U_H feszültség (Hall-feszültség) annál nagyobb, minél vékonyabb a lemez, továbbá minél nagyobb az áramerősség és a mágneses fluxussűrűség. A keletkező feszültség jelentős mértékben függ a lemez anyagától (26.3. ábra).

A következő egyenlet érvényes:

$$U_H = R_H \frac{IB}{d},$$

ahol R_H a Hall-állandó; I az áram; B a mágneses fluxussűrűség és d a lemez vastagsága.



26.3. ábra. Hall-feszültség keletkezése

A Hall-állandó az anyag Hall-feszültség keletkezése szempontjából jelentős tulajdonságait egyesíti. Ezekhez az anyagtulajdonságokhoz tartozik a töltéshordozók mozgékonyasága és a térfogategységre eső szabad töltéshordozók száma.

Fémekre $R_H \approx 10^{-9} \text{ m}^3/\text{As}$, így a fémekben fellépő Hall-feszültség csekély.

A következő félvezető anyagok Hall-állandója viszont nagy:

indium-antimonid (InSb)	$R_H \approx 240 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3/\text{As}$,
indium-arszenid (InAs)	$R_H \approx 120 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3/\text{As}$.

Ezen anyagok alkalmazásával néhány V-os Hall-feszültség érhető el.

A Hall-állandó hőmérsékletfüggő.

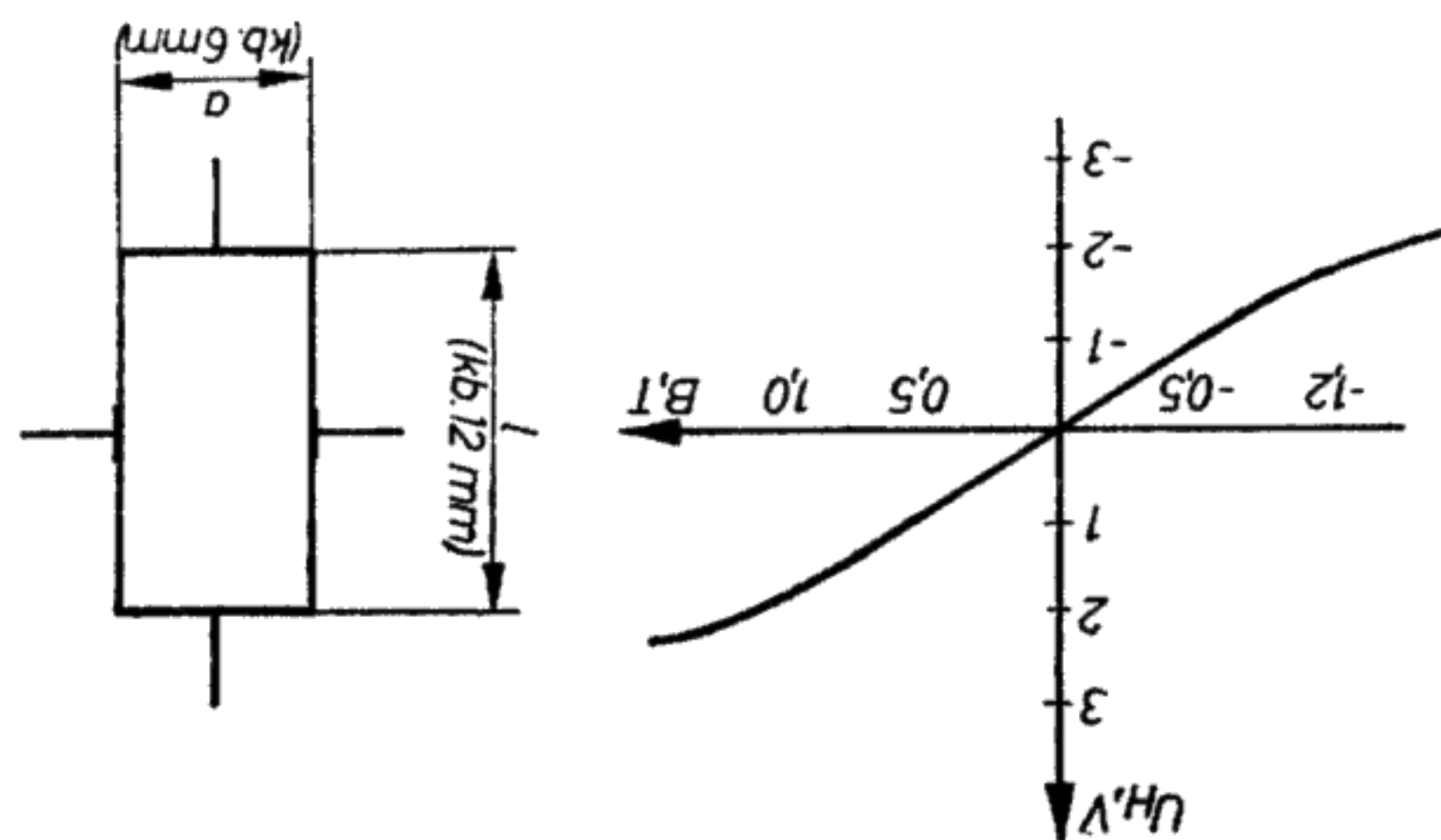
26.1.3. Felépítés

Hall-generátorok esetén az előző egyenlettel számítható Hall-feszültség teljes egészében csak akkor alakul ki, ha az l az a -hoz képest nagy (26.4. ábra).

Ha $l = a$, akkor a teljes Hall-feszültségnek csak 75%-a keletkezik. A Hall-generátorok lemezeinek tehát többnyire hosszúknak és lehetőleg vékonyknak kell lenniük.

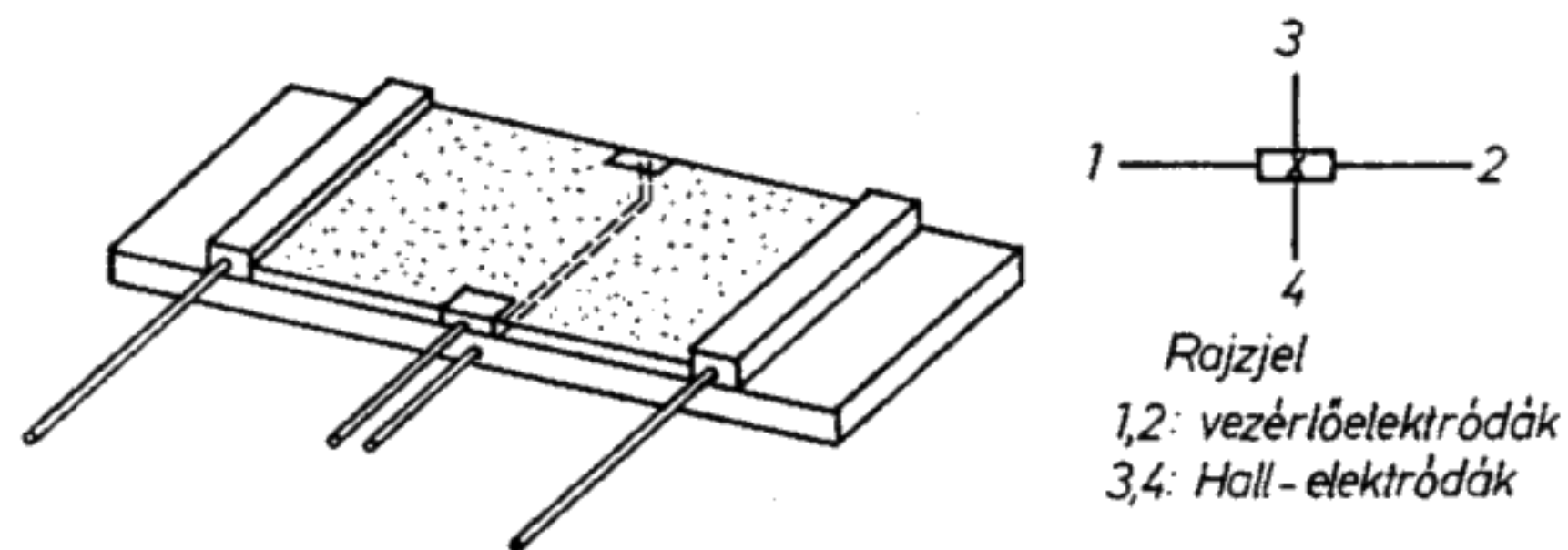
Az InSb, ill. InAs félvezető anyagot többnyire a hordozóanyagra gőzölik fel, így néhány μm -es rétegvastagságot (d) érnek el.

Működés közben a mágneses erővonalak a hordozóanyagon is áthaladnak. Sok alkalmazásban ezért kedvező, ha mágnesesen vezető a hordozóanyag. A lágymágneses ferritek hordozóanyagként kiválóan alkalmasak. A Hall-generátornak, mint



26.4. ábra. A Hall-generátor lemezének méretei

minden feszültségforrásnak, belső ellenállása van. A belső ellenállás nagysága a félvezető réteg méreteitől és a fluxussűrűségtől függ. A belső ellenállás szokásos értéke kb. $1 \pm 4 \Omega$. A 26.5. ábra egy modern Hall-generátor szerkezetét mutatja.



26.5. ábra. A Hall-generátor szerkezete és rajzjele

26.1.4. Jellemző adatok és határértékek

Szokásos értékek

- a legnagyobb megengedett vezérlőáram
- a legnagyobb megengedett üzemi hőmérséklet
- a vezérlőáram névleges értéke
- a vezérlő mágnes tér névleges értéke
- az üresjárás Hall-feszültség (I_n és B_n mellett)
- a vezérlőelektrodák közötti belső ellenállás
- a Hall-elektrodák közötti belső ellenállás
- hőmérséklet-tényező

- $I_{\max} \approx 600 \text{ mA}$,
- $T_{\max} \approx 100 \text{ }^\circ\text{C}$,
- $I_n \approx 100 \text{ mA}$,
- $B_n \approx 1 \text{ T}$,
- $U_H \approx 0,4 \text{ V}$,
- $R_b \approx 3 \Omega$,
- $R_{bH} \approx 1,5 \Omega$,
- $\beta \approx -0,002 \text{ 1/}^\circ\text{C}$
- InAs-nél,
- $\beta \approx -0,01 \text{ 1/}^\circ\text{C}$
- InSb esetén.

A legnagyobb megengedett vezérlőáram az, amely a Hall-generátor túlmelegedése nélkül folyhat. Az I_n és B_n értékét úgy állapították meg, hogy csak kis saját melegedés lépjen fel. A névleges értékek tartományában I , B és U_H között igen jó lineáris összefüggés van.

A β hőmérséklet-tényező segítségével a Hall-feszültség hőmérséklet-változás hatására bekövetkező változása számítható ki.

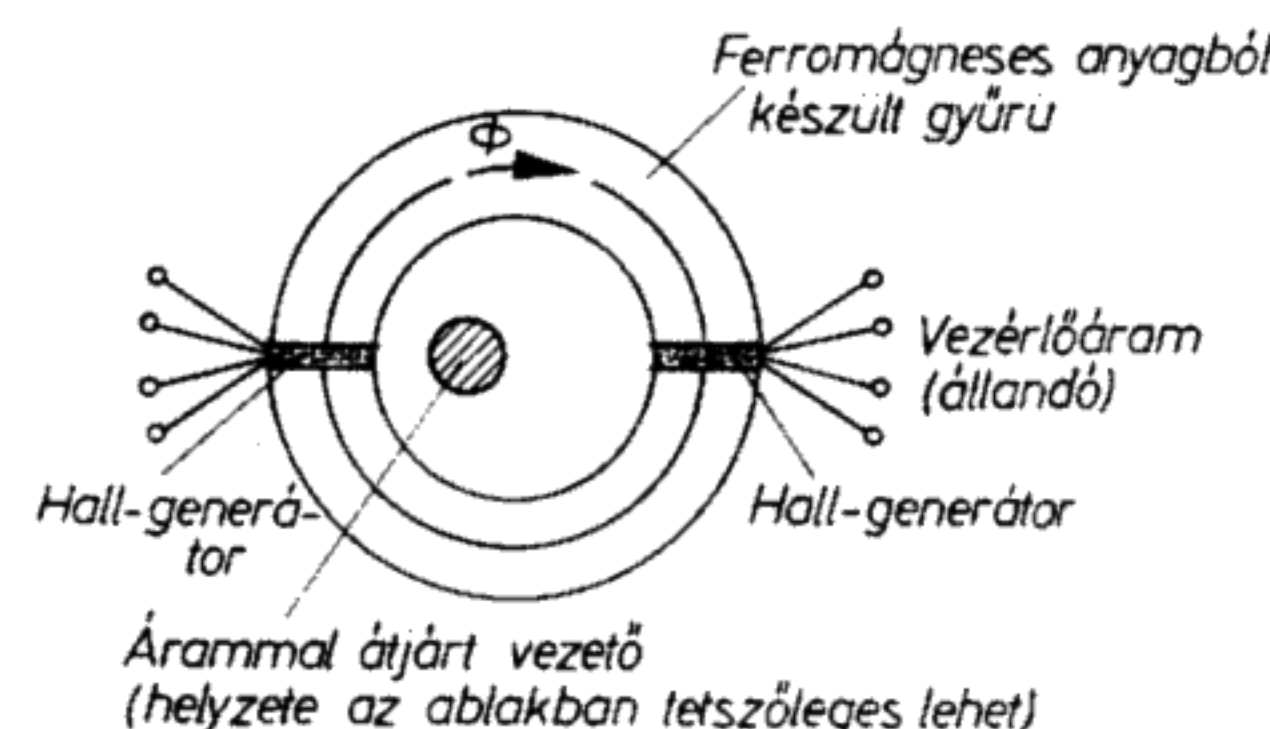
$$\Delta U_H = U_{H20} \beta \Delta T$$

ahol ΔU_H a Hall-feszültség változása, U_{H20} a Hall-feszültség szobahőmérsékleten ($20 \text{ }^\circ\text{C}$), β a hőmérséklet-tényező és ΔT a hőmérséklet-változás.

26.1.5. Alkalmazások

Öt alkalmazási terület különböztethető meg.

1. A mágneses fluxussűrűség (B) mérése. Állandó vezérlőáram esetén U_H a B mágneses fluxussűrűséggel arányos. A kis Hall-generátorok (kb. $2 \times 1 \text{ mm}^2$) térszondaként használhatók és inhomogén mágneses terek mérését teszik lehetővé. Közvetve, a mágneses téren keresztül, pl. nagy egyenáramok megmérhetők velük. A 26.6. ábra az egyenáram mérési elrendezését mutatja. A két Hall-feszültség összege az áramerősséggel arányos. Az eredő feszültség független a keretben levő, árammal átjárt vezető helyzetétől.

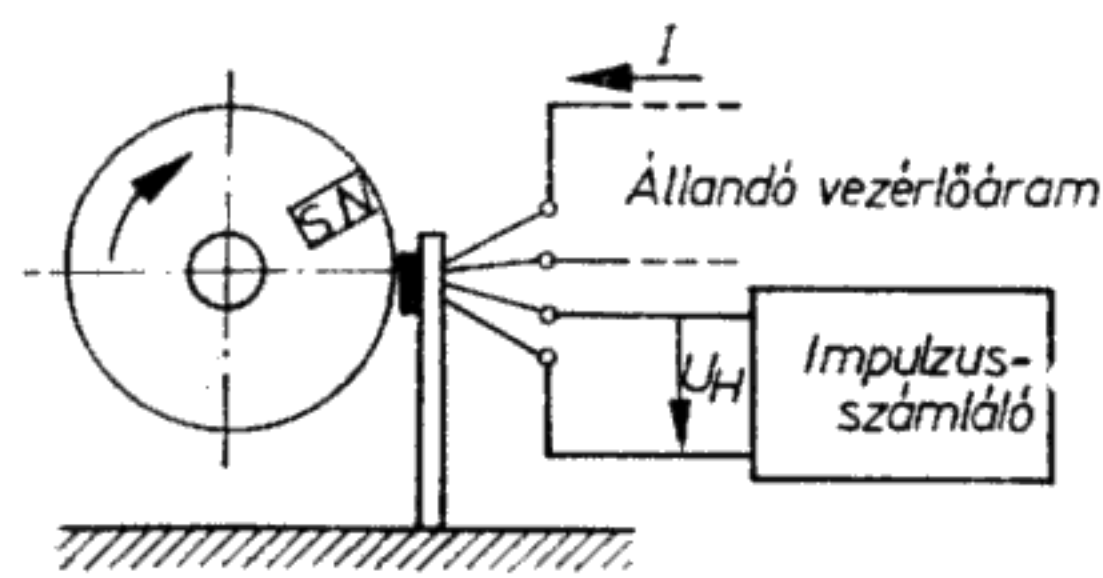


26.6. ábra. Egyenáram méréséhez tartozó elrendezés

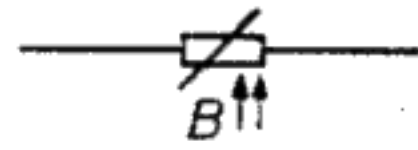
2. Az IB szorzat mérése. A Hall-feszültség arányos mind az I vezérlőárammal, mind a B mágneses fluxussűrűséggel. Nagysága az IB szorzattól függ. A Hall-generátor szorozóműként működik. A mágneses fluxussűrűség arányos lehet egy I_M árammal. Ebben az esetben a Hall-generátor két áramot szoroz össze egymással. Az effajta analóg szorzókra az analóg számítástechnikában, a vezérlés- és szabályozástechnikában van szükség.
3. Ha a Hall-generátort állandó amplitúdójú változó mágneses térbe helyezzük, akkor a vezérlő egyenáram mellett váltakozó Hall-feszültség keletkezik, ami a B mágneses fluxussűrűséggel arányos. A Hall-generátor modulátorként vagy érintkező nélküli egyenáram-váltakozó áram-átalakítóként működik.
4. A B mágneses fluxussűrűség kis teljesítménnyel vezérelhető. A Hall-generátorról nagyobb teljesítmény vehető le. A Hall-generátornak ekkor erősítő jellege van.
5. A Hall-generátor alkalmas mágneses terek kimutatására. Ha a Hall-generátor közelében pl. állandómágnes mozgatunk, akkor Hall-feszültség keletkezik. Ezen a módon egyszerű fordulatszám-mérés valósítható meg (26.7. ábra).

26.2. Mágnes térlemezek

A térlemezek olyan félvezető ellenállások, amelyeknek az ellenállása mágneses térrel vezérelhető. A 26.8. ábra a mágnes térlemez kapcsolási jelét ábrázolja.



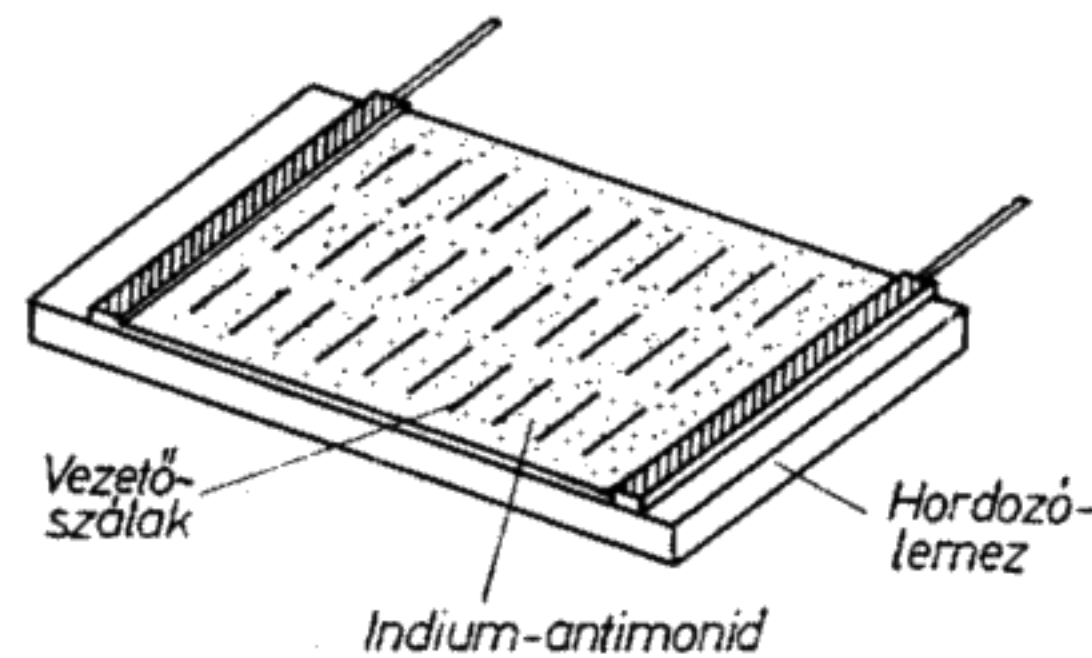
26.7. ábra. Hall-generátoros fordulatszám-mérés



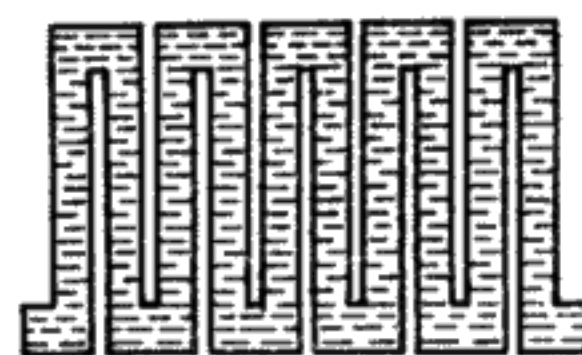
26.8. ábra. A térlemez rajzjele

26.2.1. Felépítés

A térlemezek lehetnek fémes típusúak (E típus) és műanyag típusúak (K típus). Az E típus hordozóanyaga nagy permeabilitású ferromágneses anyag. Az ebből készült hordozóalapra szigetelőanyagot visznek fel, és ezen van a félvezető réteg. A K típus hordozóanyaga műanyag vagy kerámia. A hordozóra, amely rendszeren kb. 0,1 mm vastagságú, indium-antimonid réteget visznek fel (szokásos rétegvastagság 25 μm). Az indium-antimonid nikkel-antimonid szálakat tartalmaz, amelyek nagyon jó vezetőképességűek (fémes vezeték). Ezeket a szálakat a 26.9. ábra szerint rendezik el. Sok térlemez rétegének meander alakja van (26.10. ábra). A méretek megválasztásától függően az ellenállás értéke mágneses tér nélkül néhány Ω -tól néhány k Ω -ig terjed.



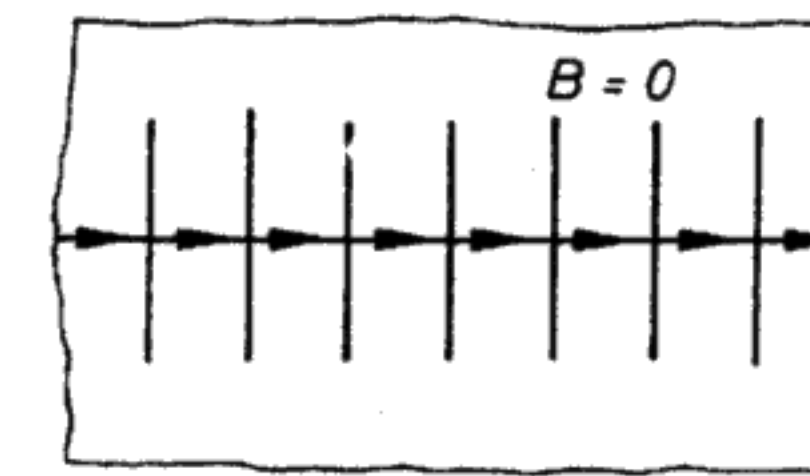
26.9. ábra. A térlemez szerkezete



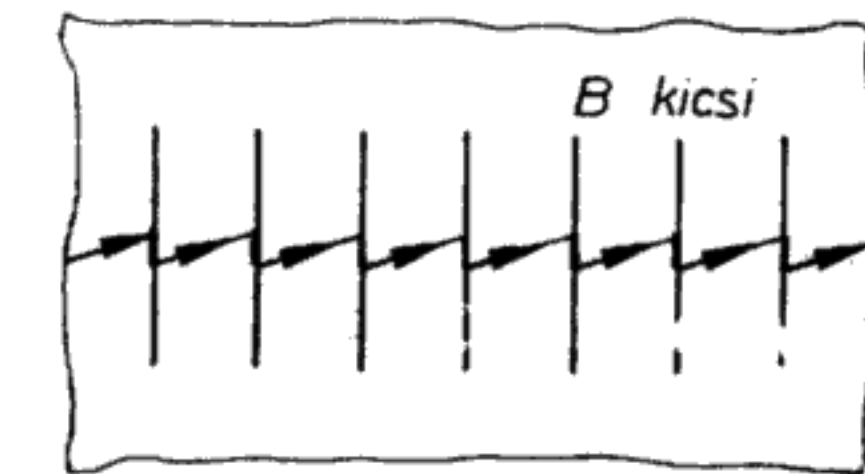
26.10. ábra. Meander alakú térlemezréteg

26.2.2. Működés mód

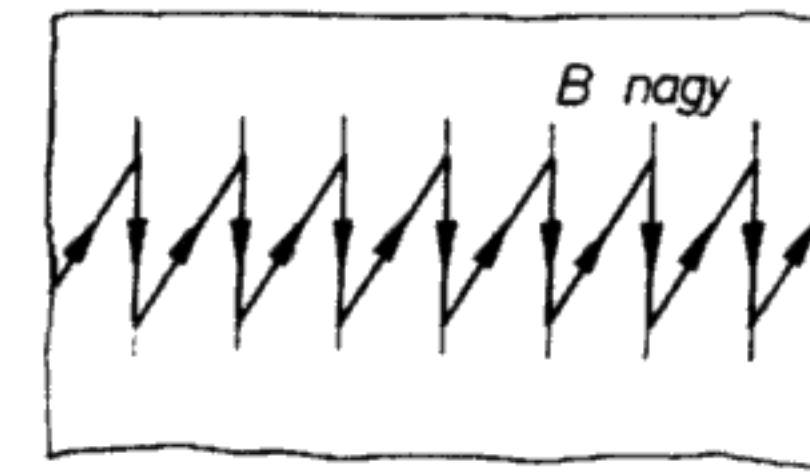
Ha nincs jelen mágneses tér, akkor az áram útja a 26.11. ábrán bemutatottak szerint egyenes vonalú. Mágneses tér hatására a töltéshordozók lefelé kényszerülnek (l. a Hall-generátort). Az egyik fémes vezetőszárról a másikra ferde pályán lépnek át (26.12. ábra). A vezetőszalak rövidzárási hidakat képeznek. Az eltérő töltéssűrűség a hidakon keresztül azonnal kiegyenlítődik. Az elektronokat eltérítő erő annál nagyobb, minél nagyobb a mágneses fluxussűrűség. A fluxussűrűség növekedésével az áram útja egyre ferdebb lesz, az út hossza pedig egyre nagyobb (26.13. ábra). Az áram úthosszának növekedése azonban a térlemez ellenállásának növekedését jelenti.



26.11. ábra. Rétegmetszet és áramút mágneses tér nélkül



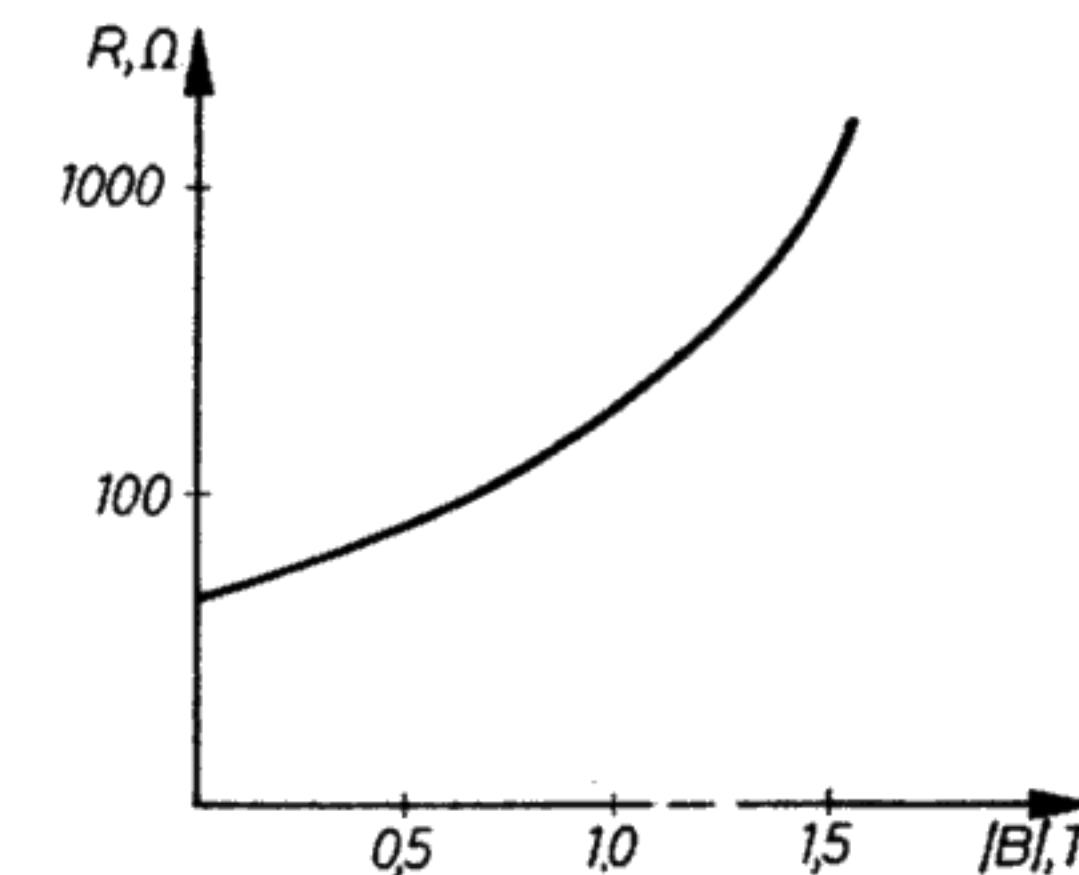
26.12. ábra. Rétegmetszet és áramút kis mágneses fluxussűrűség esetén



26.13. ábra. Rétegmetszet és áramút nagy mágneses fluxussűrűség esetén

A térlemezek ellenállása a fluxussűrűség növekedésével nő.

A 26.14. ábra egy térlemez ellenállásának változását mutatja a B mágneses fluxussűrűség függvényében. A mágneses tér irányának az ellenállás nagyságára nincs hatása. Az adott mágneses térerősség esetén keletkező ellenállás ohmos ellenállás, azaz az áram és a feszültség között lineáris összefüggés áll fenn.



26.14. ábra. A térlemez ellenállásának változása a mágneses fluxussűrűség függvényében

26.2.3. Jellemző adatok és határértékek

Szokásos értékek

a legnagyobb megengedett terhelés
a maximális üzemi hőmérséklet
a térlemezréteg és a fémes hordozó közötti legnagyobb megengedett feszültség alapellenállás

$$P_{\text{tot}} \approx 0,5 \text{ W},$$

$$T_{\text{max}} \approx 95 \text{ }^\circ\text{C},$$

az alapellenállás értékének tűrése
adott fluxussűrűsége vonatkozó ellenállásérték R_B , relatív ellenállás-változás adott fluxussűrűség esetén (pl. 1 T-nál)
hőmérséklet-tényező (B -től függ)

$$U_I \approx 100 \text{ V},$$

az R_0 típus szerint
10 Ω ...10 k Ω ,
 $\Delta R_0 \pm 20\%$,

$$R_B/R_0 \approx 10.$$

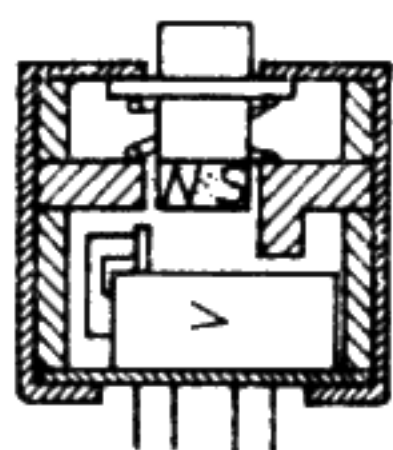
$$\alpha \approx -0,0041/^\circ\text{C}.$$

26.2.4. Alkalmazások

A térlemezeket gyakran alkalmazzák érintkező nélküli jeladóként. Segítségével per-gésmentes kapcsológomb készíthető (26.15. ábra).

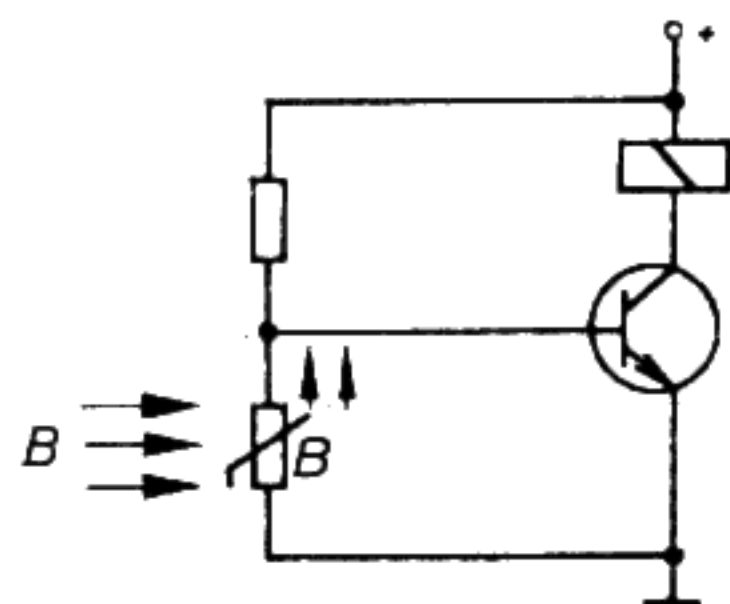
Fokozat nélkül szabályozható ellenállásként alkalmazzák a vezérlés- és szabályozás-technikában és az általános elektronikában.

A térlemezekből mágneses terek mérésére alkalmas mérőszondák készíthetők. Ezek beépíthetők vasmagokba, légrésekbe; lehetővé teszik a mágneses fluxus folyamatos mérését az elektromos berendezésekben.



26.15. ábra. Pergésmentes nyomógomb

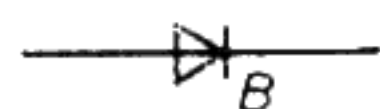
Súlyponti felhasználási területük a tranzisztoros fokozattal és Schmitt-triggerrel felépített érintkező nélküli jeladó. Ezeket az áramköröket már kis mágneses térerősség-változás is meg tudja szólaltatni. Egy érintkező nélküli érzékelő kapcsolása a 26.16. ábrán látható.



26.16. ábra. Tranzisztoros kapcsolófokozat érintkező nélküli jeladóval

26.3. Mágnesdiódák

A mágnesdiódák olyan diódák, amelyeknek az ellenállását külső mágneses térrel változtatni tudjuk (26.17. ábra).



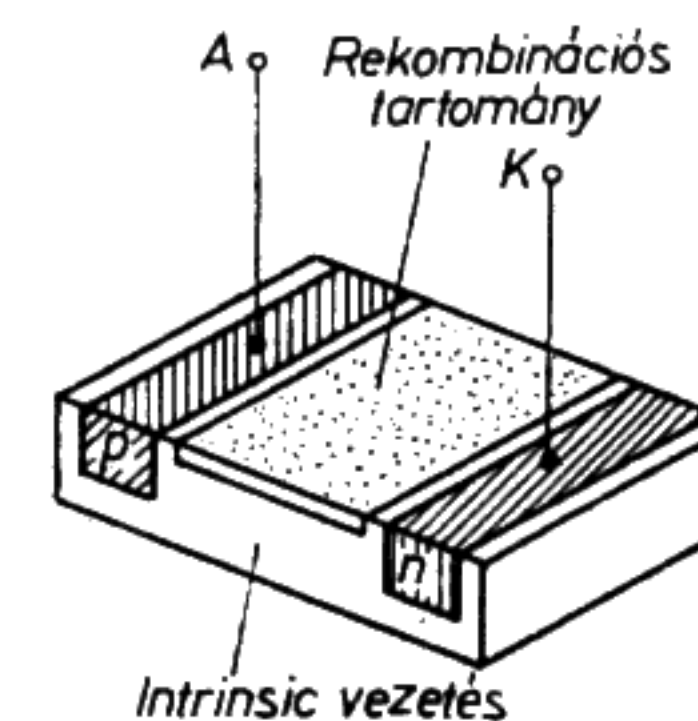
26.17. ábra. A mágnesdióda rajzjele

26.3.1. Felépítés

A mágnesdiódák germániumból készített félvezető alkatrészek. A kisgermániumlap egyik végébe p zónát, a másikba pedig n zónát visznek be dotálással. A két zóna között viszonylag nagy tisztaságú réteg marad (26.18. ábra). Ennek a zónának csak kicsi vezetőképessége van, ez az ún. saját vezetőképesség vagy i vezetőképesség.

Az i vezetőképesség egyik szélét oly módon szennyezik, hogy ott a töltéshordozóknak erős rekombinációja mehessen végbe. Ez az ún. rekombinációs zóna (R zóna) elnyeli a töltéshordozókat.

A kristálylapot érintkezőkkel látják el és tokozzák. Egy tokba gyakran két diódát helyeznek el, mivel a mágnesdiódákat sokszor kettős diódaként építik be.

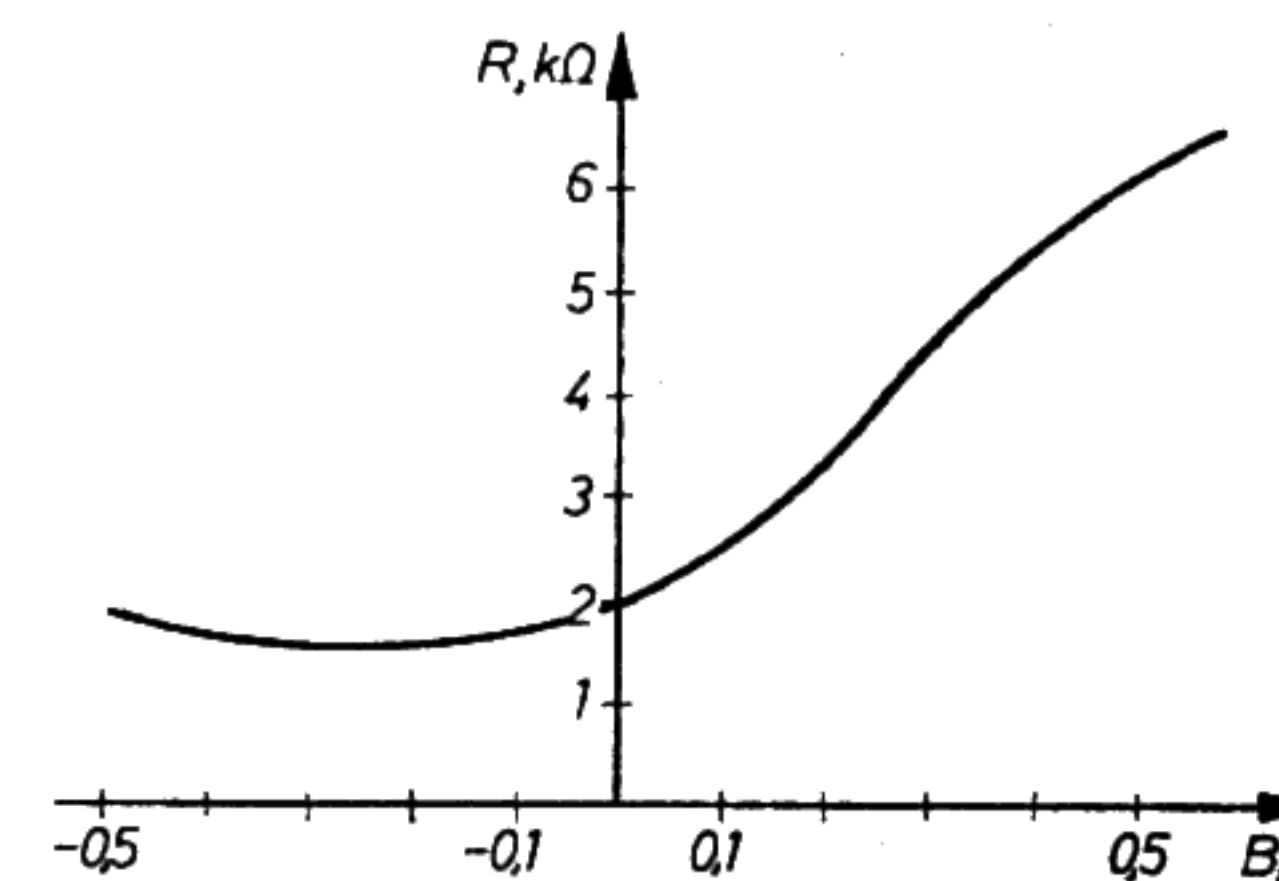


26.18. ábra. A mágnesdióda felépítése

26.3.2. Működés

Mágneses tér hatására az elektronok az R zóna felé vagy az azzal ellentétes irányba elhajlanak (a mágneses tér polaritásától függően). Az R zónában kerülő töltéshordozók rekombinálódnak, azaz az elektronok és lyukak egyesülve megsemmisítik egymást. Az elektronok és lyukak ezzel mint szabad töltéshordozók megszűnnek. Minél több szabad töltéshordozó tűnik el, annál nagyobb lesz a mágnesdióda ellenállása.

A B mágneses fluxussűrűséggel a rekombináció gyakorisága vezérelhető. A rekombináció gyakoriságának növekedése töltéshordozó-ritkuláshoz és ezáltal a mágnesdióda ellenállásának növekedéséhez vezet. A 26.19. ábra az ellenállásnak a mágneses fluxussűrűség függvényében való változását mutatja.



26.19. ábra. A mágnesdióda ellenállásának változása a mágneses fluxussűrűség függvényében

A mágnesdiódák ellenállása erősen hőmérsékletfüggő. Kb. 17 °C-os hőmérséklet-emelkedés az ellenállás feleződéséhez vezet.

26.3.3. Jellemző adatok és határértékek

Szokásos értékek

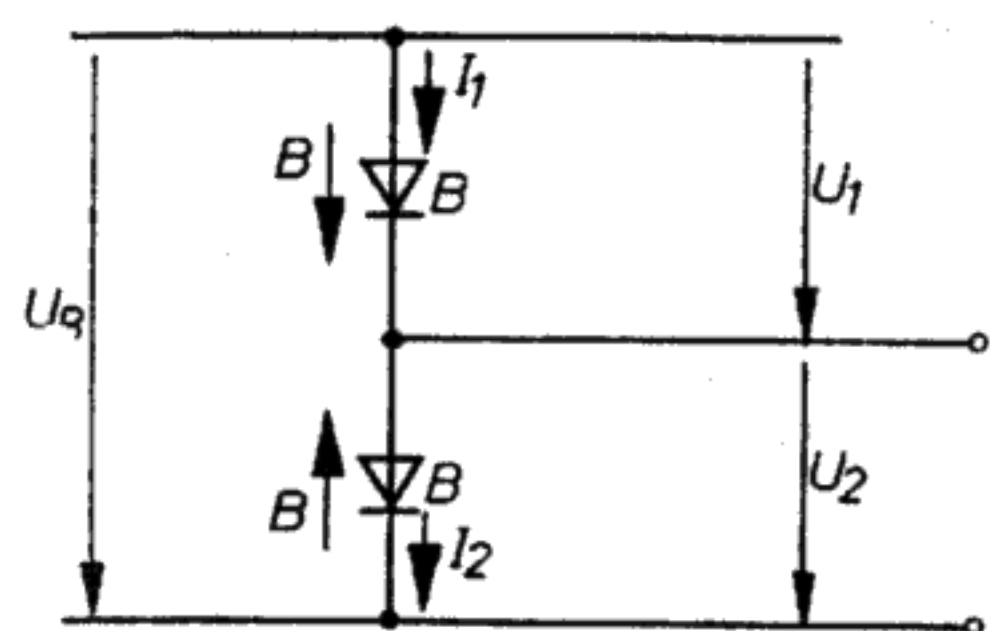
maximális üzemi feszültség
maximális veszteségi teljesítmény
maximális üzemi hőmérséklet
üzemi feszültség
alapellenállás ($B = 0$ -nál)

$U_{B \max} \approx 20 \text{ V}$,
 $P_{V \max} \approx 50 \text{ mW}$,
 $T_{\max} \approx 60 \text{ °C}$,
 $U_B \approx 4 \text{ V}$,
 $R_0 \approx 2 \text{ k}\Omega$.

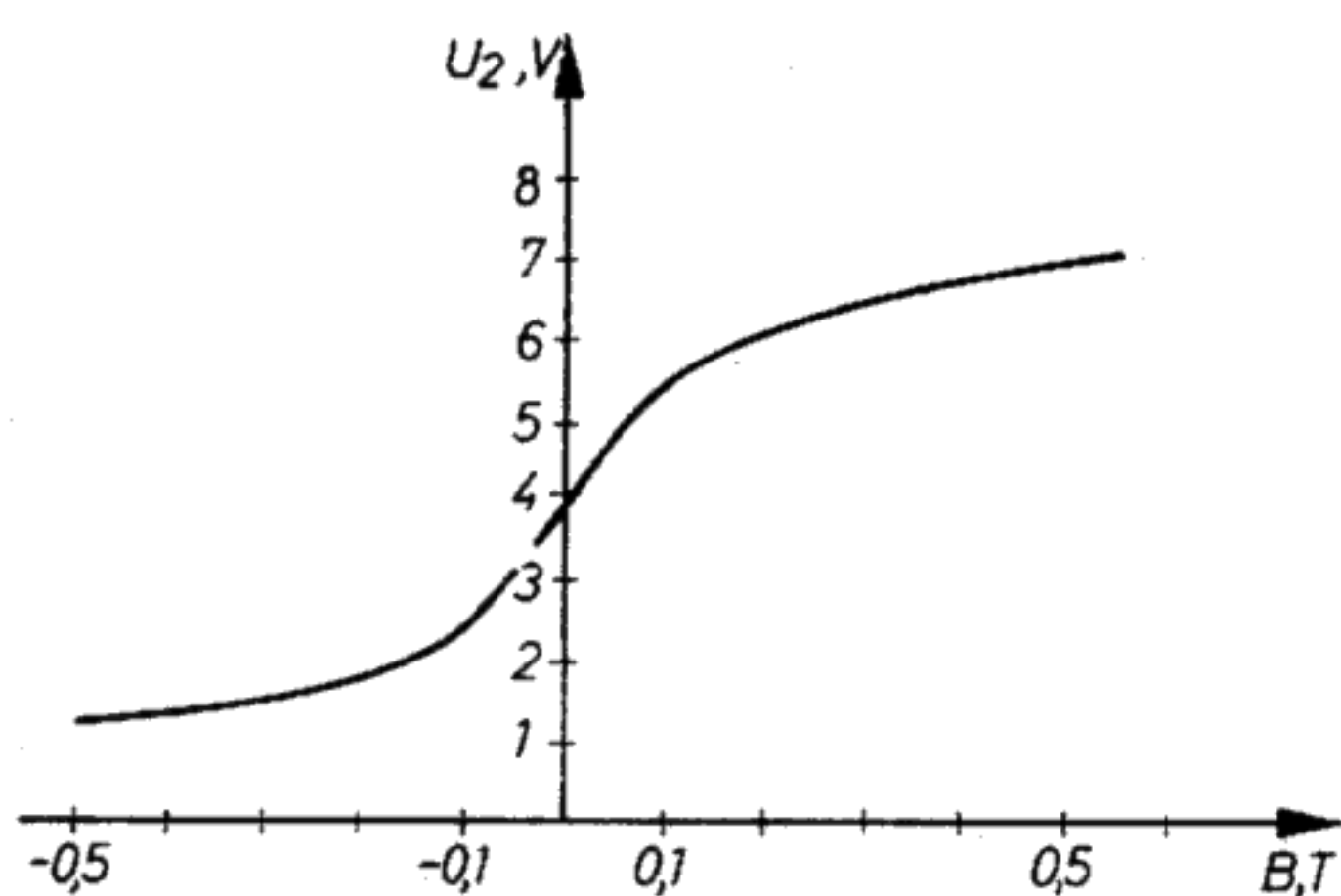
26.3.4. Alkalmazások

A mágnesdiódákat erős hőmérsékletfüggésük miatt többnyire kettős diódaként építik be.

A 26.20. ábrán a két mágnesdiódát a mágneses tér ellentétes irányban metszi. A hőmérséklet változása a két dióda ellenállását egyenlő mértékben változtatja meg. Az U_2 feszültség ezáltal közelítőleg állandó marad, de a mágneses fluxussűrűség változása az egyik dióda ellenállását jobban megváltoztatja, mint a másikat. Az U_2 feszültség a 26.21. ábrán látható módon változik a mágneses fluxussűrűség függvényében.

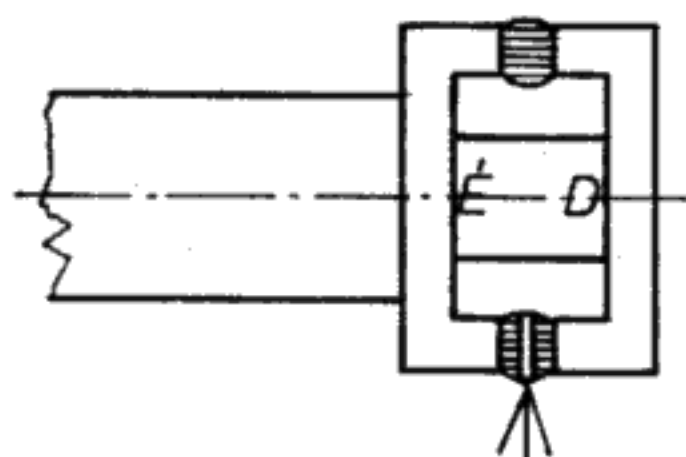


26.20. ábra. Két mágnesdióda összekapcsolása



26.21. ábra. Az U_2 feszültség változása a mágneses fluxussűrűség függvényében

A mágnesdiódákat túlnyomórészt érintkező nélküli jeladókhöz használják. Segítségükkel tranzistoros kapcsolófokozatok és Schmitt-triggerok takaríthatók meg. A mágnesdiódák igen jól alkalmazhatók fordulatszám mérők jeladóiként (26.22. ábra) és pergésmentes, érintkező nélküli nyomógombok készítését is lehetővé teszik.



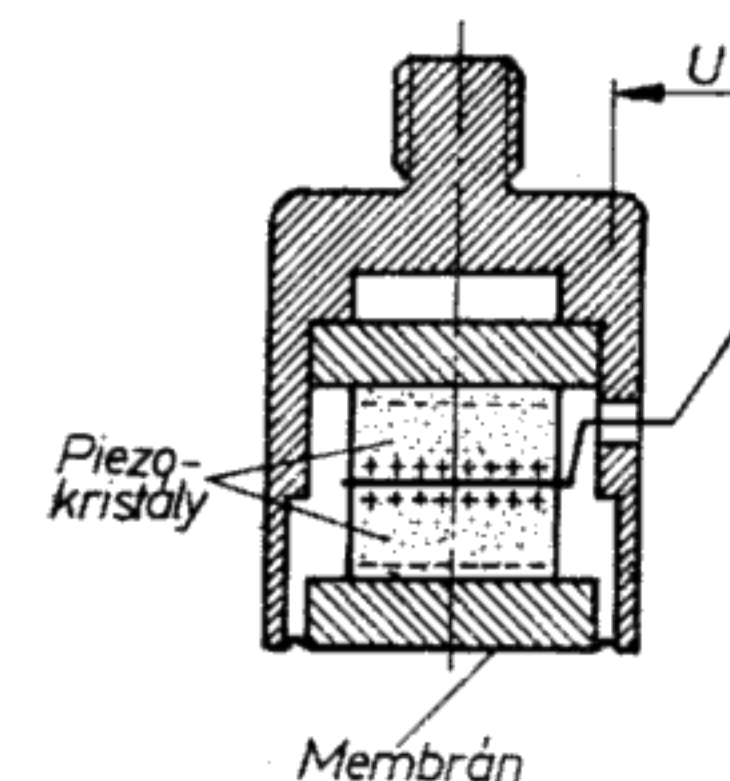
26.22. ábra. A mágnesdiódás fordulatszám mérő felépítése

26.4. Nyomásfüggő félvezető elemek

26.4.1. Piezoelektromos hatás

Bizonyos kristályokban nyomásváltozás hatására töltéshordozó-szétválasztás jön létre. Két kristályfelület között a nyomásváltozás időtartamára elektromos feszültség keletkezik. A nyomásváltozás a kristály belsejében, a kristály hajlítása által is bekö-

vetkezhet. A piezokristályokat az elektronikában túlnyomóan érzékelőként, ill. átalakítóként alkalmazzák. A 26.23. ábrán egy piezoelektromos nyomásváltozás-érzékelőt ábrázolunk.



26.23. ábra. A piezoelektromos nyomásérzékelő elve

26.4.2. Piezofélvezető

Az utóbbi időkben olyan félvezető kristályokat fedeztek fel, amelyek rendkívül erős piezoelektromos hatást mutatnak.

Ezek a piezoxidok (Valvo) ólom-cirkonát-titanát bázison keletkezett polikristályos anyagokból állnak. Ezt az anyagot bonyolult szinterelési eljárásnak vetik alá, amely során nagy térerősségű elektromos tér hatására polarizáció jön létre.

Az eddig ismert piezokristályokban (kvarc, Seignette-só, bárium-titanát és mások) erős nyomásváltozás hatására is csak néhány volt feszültség keletkezik. A piezoxidok segítségével több kV-os feszültség állítható elő. A piezoxidok nagyon alkalmasak a nyomásváltozás érzékelésére, egészen az ultrahangtartományba eső változási frekvenciákig. Mikrofonokban (főként ultrahangmikrofonokban), szűrő áramkörökben és hangszedőkben alkalmazzák.

Különleges alkalmazása a gázgyújtó. A gázgyújtóban levő piezoxid kristályban – viszonylag kis mechanikai energia hatására – 15 kV-os vagy még nagyobb feszültség keletkezik, ami lehetővé teszi a szikrával való gázgyújtást.

26.5. Folyadékkristályos alkatrészek

26.5.1. Folyadékkristályok

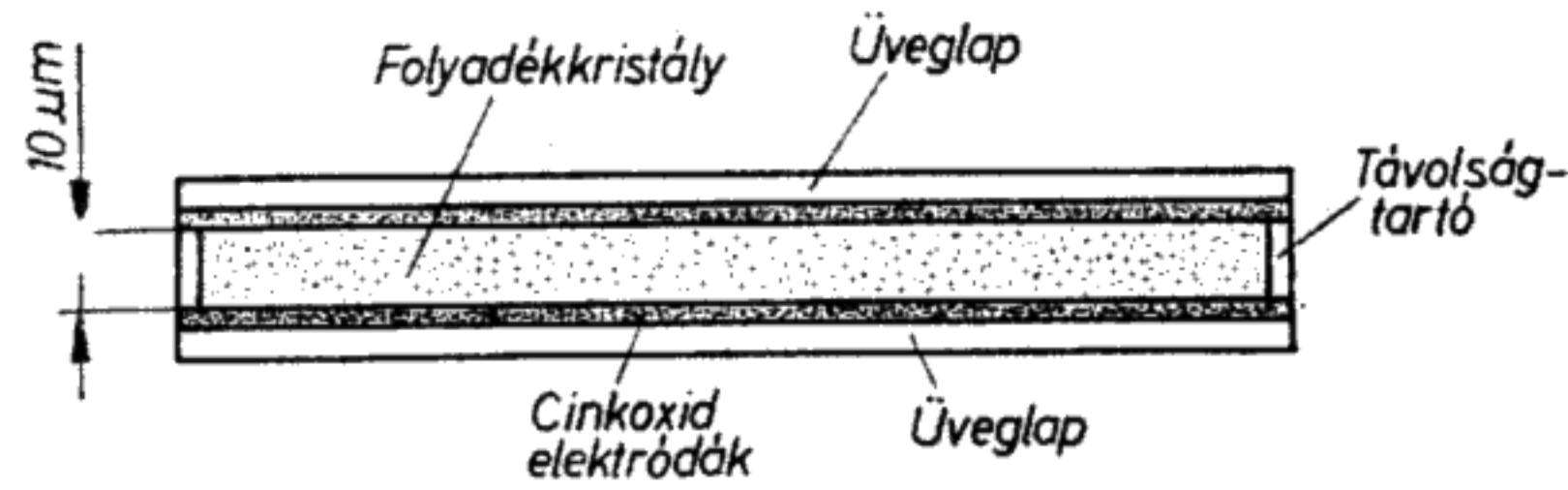
Azt a testet, amely a terhelésekkel szemben minden irányban azonosan viselkedik és minden irányban azonosak a tulajdonságai, izotropnak nevezzük. Ha valamely test bizonyos tulajdonságai vagy viselkedése a terhelés irányától függ, akkor a test anizotrop. A kristályok anizotrop testek. Kitüntetett irányai vannak. A folyadékok rendszeresen mindig izotropok. Van néhány szerves vegyület, amelynek szilárd állapotban kristályos a szerkezete és megolvadás után anizotrop fázison megy keresztül, azaz olvadt állapotban is van bizonyos kitüntetett iránya. Ezek a folyadékok – legalábbis részben – úgy viselkednek, mint a kristályok. Pl. optikai kettős törési jelenséget mutatnak. Ha a hőmérsékletet tovább növeljük, akkor az anizotrop folyadék izotrop állapotába megy át.

26.5.2. A kijelzőelemek felépítése

Tervezrlésű technika

Vannak olyan folyadékok, amelyek a kb. $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$ -tól $65\text{ }^{\circ}\text{C}$ -ig terjedő hőmérséklet-tartományban anizotrop fázisban vannak. Ha ezeket a folyadékokat elegendően nagy térerősségű elektromos térbe helyezzük, akkor a molekulák átrendeződnek. Az előbb még tiszta folyadék az elektromos tér hatására tejszerűen zavaros lesz. Az elektromos tér kikapcsolása után újra visszaáll a tiszta állapot. Az ilyen folyadékok elektromosan nem vezetők.

Ezeket a folyadékkristályokat kijelzők előállítására használják fel. Két üveglap közé vékony folyadékréteget helyeznek. A két üveglap belső felületén átlátszó vezetőréteget hoznak létre cink-oxidból. A két fegyverzetre feszültséget kapcsolva állítják elő a szükséges elektromos teret (26.24. ábra).



26.24. ábra. A folyadékkristályos kijelző elvi felépítése

A lemezek távolsága kb. $10\text{ }\mu\text{m}$. A zavaros állapot eléréséhez kb. $0,1\text{ V}/\mu\text{m}$ térerősség szükséges. Ha a térerősséget növeljük, akkor a zavarosság intenzívebb lesz. Kb. $3\text{ V}/\mu\text{m}$ térerősségnél érjük el a maximális zavarosságot. A zavaros állapot eléréséhez csak igen kis teljesítményre van szükség. A szokásos fajlagos vezérlő teljesítmény kb. $0,1\text{ mW}/\text{cm}^2$. A zavaros állapot áthatóvá tételéhez megfelelő világítás kell. Ez történhet rávilágítással vagy átvilágítással.

Decimális számjegyek kijelzéséhez 7 szegmenses kijelzőt alkalmaznak (26.25. ábra). Az alkatrész állhat egy vagy több 7 szegmenses rendszerből (26.26. ábra). A zavaros tartományok megfelelő kialakításával betűk, számok és tetszőleges jelek kijelzésére alkalmas kijelzők készíthetők.

Adatok és határértékek

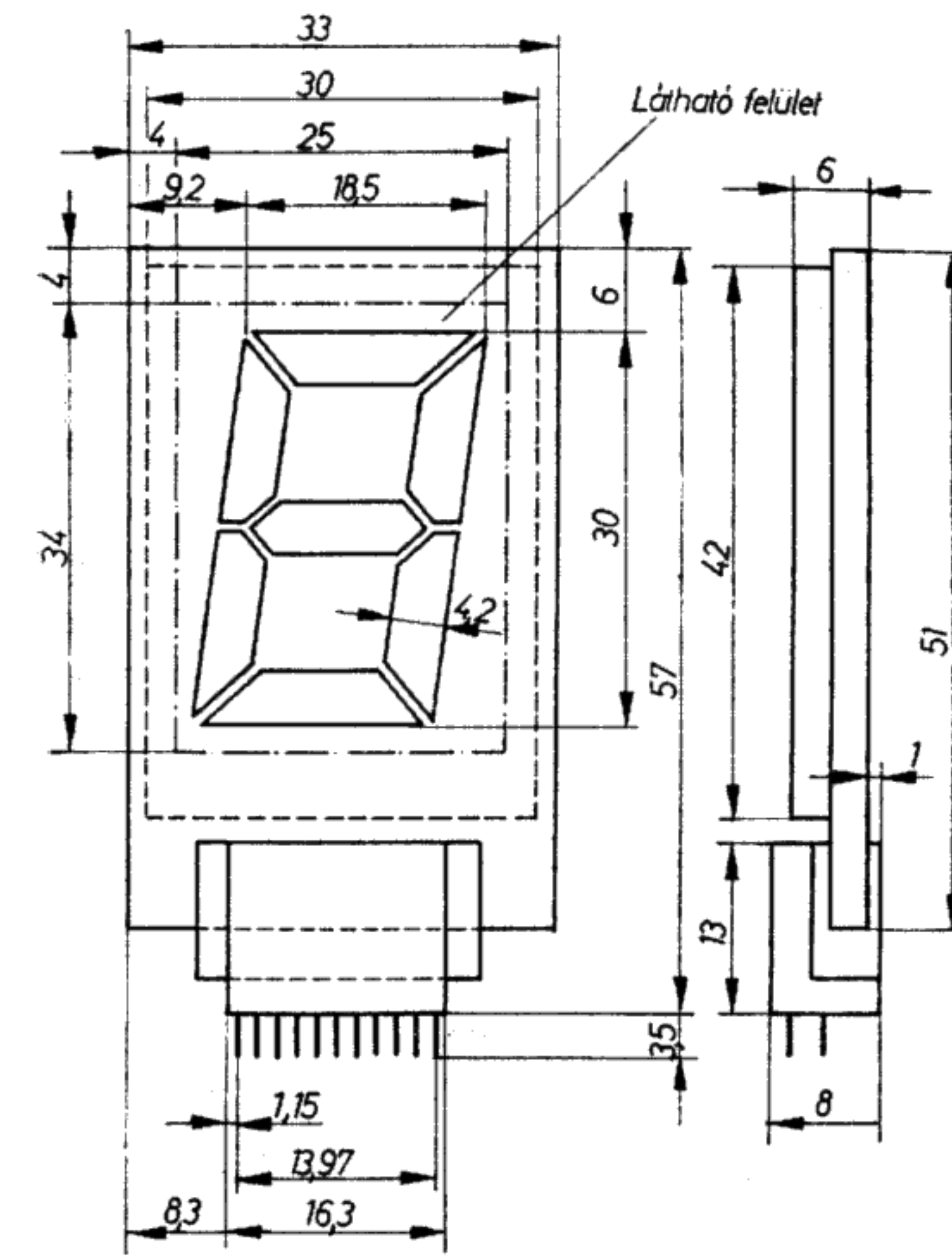
maximális tápfeszültség
tápfeszültség
frekvencia
hőmérséklet
szegmensenkénti áram
eredő áram
eredő kapacitás
bekapcsolási késleltetési idő
bekapcsolási idő
kikapcsolási idő
tárolási hőmérséklet-tartomány

Szokásos értékek

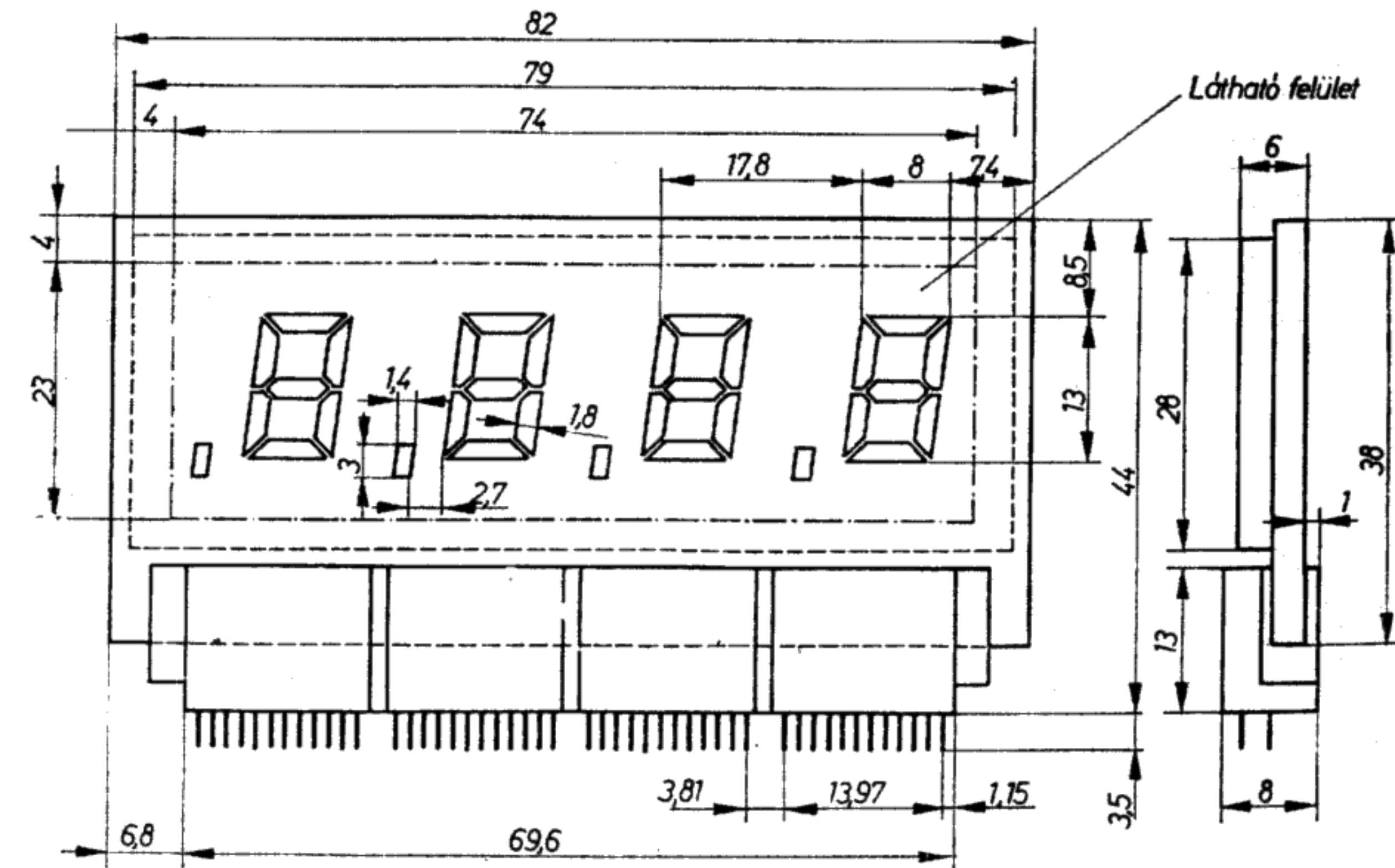
$U_{T\text{ max}} \approx 8\text{ V}$,
 $U_T \approx 3\text{ V}$,
 $f \approx 50\text{ Hz}$,
 $T \approx 25\text{ }^{\circ}\text{C}$,
 $I_S \approx 1\text{ }\mu\text{A}$,
 $I_{\text{össz}} \approx 7\text{ }\mu\text{A}$,
 $C_{\text{össz}} \approx 700\text{ pF}$,
 $t_{\text{be k}} \approx 80\text{ ms}$,
 $t_k \approx 100\text{ ms}$,
 $t_{\text{ki}} \approx 200\text{ ms}$,
 $T_{\text{tár}} \approx -20\text{...}80\text{ }^{\circ}\text{C}$.

A dinamikus szórás elve

Vannak elektromosan vezető folyadékkristályos anyagok. Ha ezeket váltakozó feszültségre kapcsoljuk, akkor a folyadékkristályok belsejében a turbulens áramláshoz



26.25. ábra. 7 szegmenses folyadékkristályos kijelző (Siemens)



26.26. ábra. Négyjegyű, 7 szegmenses folyadékkristályos kijelző (Siemens)

hasonló részecskemozgás indul meg. E részecskemozgás következtében a folyadékkristályos anyag zavaros lesz. A zavaros részek az áthatoló fényben tejfehérnek látszanak. A feszültség kikapcsolásakor a részecskemozgás megnyugszik, és a folyadék-

