

KOSSUTH LAJOS TUDOMÁNYEGYETEM
TERMÉSZETTUDOMÁNYI KAR

Gergely Lajos — Czellár Sándor

Elektronikai alkatrészek és műszerek

I.

KÉZIRAT

2. változatlan kiadás

TANKÖNYVKIADÓ, BUDAPEST, 1985

Lektorálták

Dr. Szentirmay Zsolt
a fizikai tudományok kandidátusa,
egyetemi docens

Dr. Vasváry László
egyetemi adjunktus

ELLENÁLLÁSOK

Villamos- és elektronikus műszerekben, elektroakusztikai berendezésekben nagy mennyiségben kerülnek felhasználásra a különböző típusu és méretű ellenállások. Ezek általában a következő csoportokba oszthatók:

1. Állandó értékű ellenállások, amelyek értéke sem kézzel, sem mechanikai eszközökkel nem változtatható és lehetőség szerint független a hőmérséklettől vagy a rajta levő feszültségtől és áramtól.
2. Változtatható ellenállások, amelyek értéke valamilyen mechanikai eljárással vagy kézzel állítható be és az így beállított érték független a kapcsolás tulajdonságaitól vagy a hőmérséklettől.
3. Változó ellenállások, amelyek értéke az ellenállásra kapcsolt feszültség, áram vagy az ellenállás hőmérséklete szerint változik.

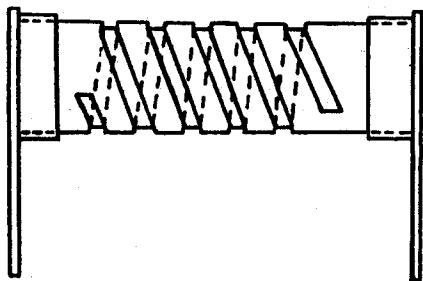
Az ellenállás típusok tovább csoportosíthatók az ellenállást képező anyag szerint is és így beszélhetünk réteg-, huzal- és tömör ellenállásokról.

1—1. Állandó értékű ellenállások

1-1.1. Rétegellenállások

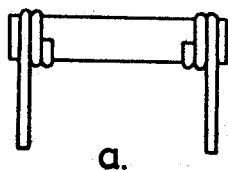
A rétegellenállás kerámia hengerre vagy rudra felvitt vékony vezető rétegből áll. A kerámia test nagyságát a terhelésnél keletkező hő szabja meg; olyan nagyra kell méretezni, hogy névleges terhelés esetén az ellenállás test legfeljebb $70-80^{\circ}\text{C}$ -kal legyen magasabb, mint a 25°C környezeti hőmérséklet. A vezető réteg felvitele után a pontos értéket legtöbbször a vezető rétegbe köszörült spirális horony segítségével állítják be (1-1. ábra), ezáltal meghosszabbodik az ellenállás pályája.

A köszörülést forgó gépben nagy sebességgel forgó vékony köszörűkövel végzik. A köszörülés ideje alatt az ellenállás mérőhidba van kap-

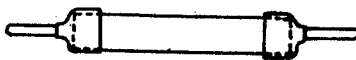


1-1. ábra
Köszörült rétegellenállás

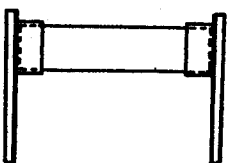
(1-2. ábra). A kivezetővel ellátott rétegellenállást lakkréteg védőbevonattal látják el: ez egyrészt a mechanikai sérülések, másrészt a nedveség behatolása ellen nyújt védelmet.



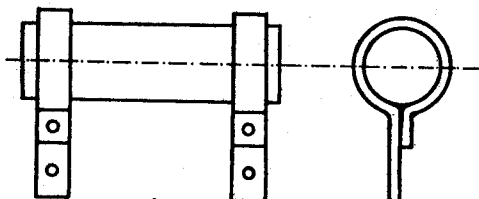
a.



b.



c.



d.

1-2. ábra

Különféle kivezetésekkel ellátott rétegellenállások:

- a) huzalkiezetés, b) és c) mélyhuzott kivezető sapka
d) bilincs kivezető

Az áramvezető réteg minősége szerint a következő rétegellenállás típusok ismeretesek:

- szénréteg-ellenállások
- kristályos szénréteg-ellenállások
- bórkarbon-rétegellenállások
- fémréteg-ellenállások.

A szénréteg-ellenállások gyártásához kis fajlagos ellenállású grafitból, koromból és bakelit-lakk keverékből masszát készítenek [2]. A massa fajlagos ellenállása az összetételtől függően kb. $3 \cdot 10^3 - 10^6$ ohm mm²/m között változtatható - az előállítandó ellenállás értékének megfelelően. Ezt a masszát szórópisztollyal viszik fel a kerámia testekre. Beszórás után a rudakat bevonó réteget megszáritják, majd 200°C-on a bakelit-lakkot bakelitté alakítják át. Az így előállított rétegellenállások időbeni stabilitása elég rossz, ma már nem nagyon gyártják.

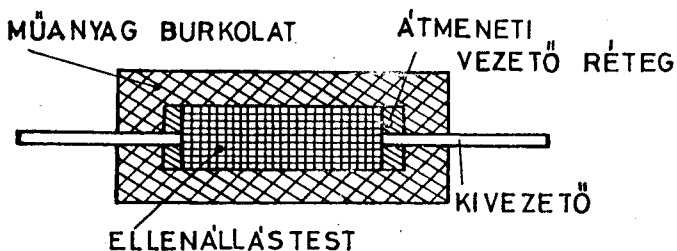
A kristályos szénréteg-ellenállás gyártása során vákuum kemencében magas hőmérsékletű szénhidrogén gőzökből jól tapadó kristályos szénréteg rakódik le a kémiailag tiszta kerámia testekre. A fényes, szürke szénréteg vastagsága a gőzök hőmérsékletének valamint a gőzölési idő változtatásával $10^{-2} - 10^{-6}$ mm között pontosan beállítható. Mivel kötőanyagot nem tartalmaz, ezeknek az ellenállásoknak a stabilitása nagy.

A bórkarbon-rétegellenállás előállítása a kristályos szénréteg-ellenállás gyártásánál leirtakhoz hasonlóan történik, azonban a szénhidrogénekhez bőrt tartalmazó vegyületet is adagolnak. A bőr beépül a kristályos szerkezetű szénrétegbe. Az így keletkezett bőrkarbon réteg hőmérsékleti tényezője kb. egy nagyságrenddel kisebb mint a kristályos szénrétegé és fajlagos terhelhetősége is nagyobb. Ez lehetővé teszi a geometriai méretek csökkentését, a stabilitásuk is jobb.

A legjobb mechanikai és villamos tulajdonságokkal a fémréteg-ellenállások rendelkeznek. A nemes vagy félnemes fémréteget vákuumgőzlögtetéssel, katódporlasztással vagy kémiai uton viszik fel a kerámia vagy üveg testre. Vastagságuk 10^{-6} mm nagyságrendű. Stabilitásuk különösen jó, több ezer Mohm értékű ellenállások is készíthetők ilyen módon.

1-1.2. Tömör ellenállások

A tömör ellenállások őse az első rádiókészülékekben használatos unszilitellenállás. Anyaguk szilíciumkarbid volt, amelyet kötőanyaggal rudacskákká préseltek. Stabilitásuk, hőfoktényezőjük, zajfeszültségük igen rossz volt. A ma használatos tömör ellenállások anyaga grafit-korom-kötőanyag massa vagy különböző fémoxidok, grafit és préspor keveréke. Ebből rudacskákat sajtolnak, amelyek végébe egyidejűleg bepréselik a kivezető huzalvégeket is, majd szigetelő csőbe (bakelit vagy porcelán) helyezik (1-3. ábra). Mivel teljes vastagságukban résztvesznek az áram vezetésében, sokkal jobban terhelhetők. Egyszerű felépítésük miatt tömeggyártásra kiválóan alkalmasak, de hátrányuk az, hogy az ellenállás értéket utólag nem lehet beállítani.



1-3. ábra
Tömör ellenállás

Ellenállások színjelölése

1-1. táblázat

A gyűrűk színe	A két sapka közötti részen					Egyik sapkán
	1.gyűrű	2.gyűrű	3.gyűrű	4.gyűrű	5.gyűrű	6.gyűrű
	a névleges ellenállásérték				névleges terhelhetőség W	kiviteli jelzés
	első szám-jegy	második szám-jegy	szorzó-szám	tűrés %-ban		
Ezüst	-	-	10^{-2}	$\pm 10\%$	0,125	különleges
Arany	-	-	10^{-1}	$\pm 5\%$	0,25	
Fekete	0	0	10^0	-	0,5	
Barna	1	1	10^1	$\pm 1\%$	1,0	
Vörös	2	2	10^2	$\pm 2\%$	2,0	
Narancs	3	3	10^3			
Sárga	4	4	10^4			
Zöld	5	5	10^5			
Kék	6	6	10^6			
Ibolya	7	7	10^7			
Szürke	8	8	10^8			
Fehér	9	9	10^9			
Nincs				$\pm 20\%$		Indukciósze-gény kivitel

A kész ellenállásokon a névleges értéket színjelöléssel vagy bélyegzéssel tüntetik fel. Az ellenállás-színskála színeit és az azoknak megfelelő számértékeket az 1-1. táblázatban ismertetjük.

Az első szingyűrű az, amely az egyik sapkához közelebb eső részén van. Indukciószegény kivitelnél az első az a szingyűrű, amely a sapkán levő jelzéssel ellentétes oldalon van, az utolsó pedig az, amely a sapkára kerül.

Az ellenállás névleges értékének megadásához szorosan hozzátartozik az értéktűrés is, amely azt adja meg, hogy az ellenállás tényleges értéke hány százalékkal térhet el az ellenálláson feltüntetett névleges értéktől. A leggyakrabban használt $\pm 5\%$; $\pm 10\%$ és $\pm 20\%$ értéktűréshez egy-egy értéksor tartozik. Az értéksor tagjait úgy határozzák meg, hogy az ellenálláérték alsó tűréshatárához tartozó érték közel azonos legyen az előző tag felső tűréshatárához tartozó értékkel. A sor tagjait a kívánt érték eléréséhez esetenként szorozni kell 10 ohm, 0,1 ohm, 1 kohm, 10 kohm és 1 Mohm-mal.

Ellenállások értéktáblázata

1-2. táblázat

Ellenállás értéktűrése	Ellenállás névleges értéke												
	5%	1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0
	10%	1,0		1,2		1,5		1,8		2,2		2,7	
	20%		1,0			1,5				2,2			
	5%	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
	10%	3,3		3,9		4,7		5,6		6,8		8,2	
	20%		3,3			4,7				6,8			

1-1.3. Állandó értékű huzalellenállások

A huzalellenállás két előnyös tulajdonságot mutat a rétegellenállással szemben: nagyobb a stabilitása és a terhelhetősége. A huzal anyaga kisebb értékű és stabilabb ellenállások esetében konstantán vagy mangánin, nagy terhelhetőségű és nagyértékű ellenállásokat krómnikkelből készítenek.

A nagy pontosságú és stabilitású normállenállásokat mangánin huzalból készítik egyrészt az igen kicsi hőfoktényezője, másrészt a rézhez viszonyított kis termofeszültsége miatt.

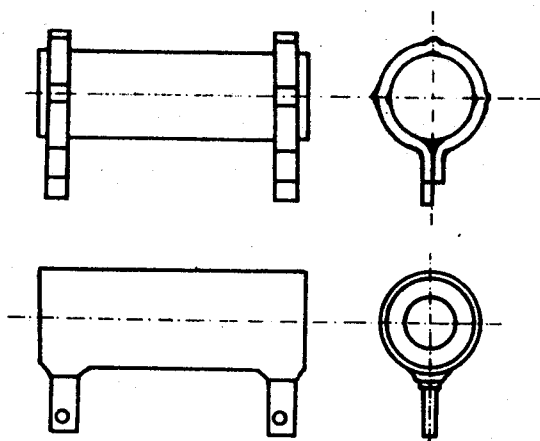
Mivel a huzalvastagságot a megfelelő mechanikai szilárdság miatt nem célszerű 0,05 mm alá csökkenteni, valamint az ellenállások geometriai méretei sem növelhetők korlátlanul, 100-200 kOhm az a felső határ, ameddig általában huzallenállásokat gyártanak. A forgalomban lévő huzallenállások terhelhetősége pedig 3-4 wattól néhány száz wattig terjednek.

Huzallenállások anyagai

1-3. táblázat

	Fajlagos ellenállás	Hőfok együttható	Rézhez képest tanúsított termofeszültség 25°C-on
	$\text{ohm mm}^2/\text{m}$	$1/^\circ\text{C}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Manganin 87% Cu, 13% Mn	0,48	$\pm 10^{-5}$	2
Konstantán 57% Cu, 43% Ni	0,49	10^{-6}	43
Krómnikkel 80% Ni, 20% Cr	1,08	$1,3 \cdot 10^{-4}$	22

A gyártás során porcelán vagy kerámia csőre különlegesen pontos szálvezetővel ellátott tekercselőgéppel tekercselik fel az ellenálláshuzalt, majd kivezetőkkel látják el, amelyek az elektromos csatlakozáson túl felerősítésül is szolgálnak. A kivezetés céljára rendszerint csavaros vagy szegecselt bilincset alkalmaznak (1-4. ábra). A kész ellenállást lakk-, zománc- vagy cementburkolattal látják el. Ez egyrészt rögzíti a meneteket elmozdulás ellen (meggátolja a menetzárlatot), másrészt védelmet nyújt a nedvesség ellen. Az összefüggő, nagy felület jobb hűtést is biztosíthat.



1-4. ábra

Huzalellenállás védőlakk (a) és zománc (b) bevonattal

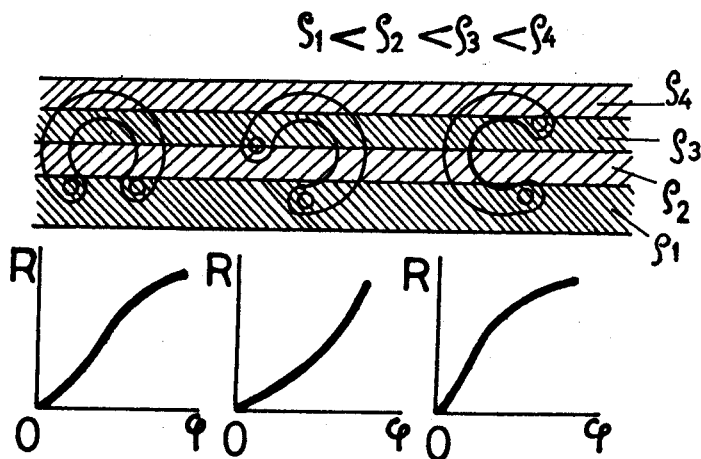
1-2. Változtatható ellenállások (potenciométerek)

A hiraadástechnikai és műszeriparban igen sokszor szükség van bizonyos határok között változtatható ellenállásokra. A forgalomban levő változtatható ellenállások többségénél a csuszó érintkező a középpontba szerelt tengelyen van és a szükséges ellenállást a tengely elforgatásával állítják be. Az utóbbi években kezdenek elterjedni a tolópotenciométerek, amelyeknél a csuszó érintkező egyenes mentén mozgatható el. Felhasználás és konstrukció szempontjából beállító és szabályozó potenciométerekről beszélhetünk.

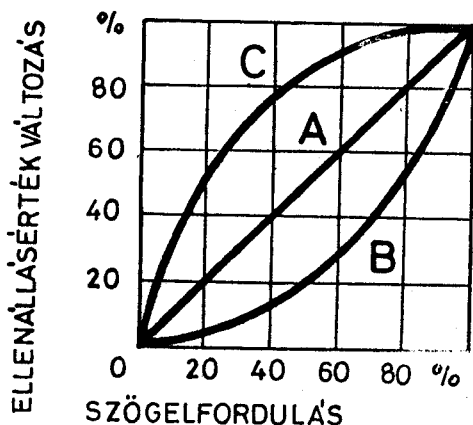
1-2.1. Változtatható rétegellenállások

A szénréteg-ellenállásoknál már ismertetett összetételű lakk-grafit-korom masszát szórópisztollyal vagy öntéssel viszik fel a vékony textílbakelit lemezre. Szárítás után bakelizáló hőkezelésnek vetik alá. Az ellenállástest lehet szalag vagy patkó alakú, ezen csuszik a bronzlemezről, grafitból vagy ezüstözött vörösréz huzalból készített csuszó érintkező, amely háromnegyed körmozgást végezhet. A zajmentes szabályozó érdekében az ellenálláspálya felületének tükörsimának kell lennie.

Különösen a hangerő és hangszinszabályozásnál van szükség nem lineáris jelleggörbéjű potenciométerekre. A nem lineáris jelleggörbe úgy biztosítható, hogy a patkó alakú lap különböző szakaszára más-más vezetőképességű vezetőréteget visznek fel az 1-5. ábrán látható módon.



1-5. ábra
Különböző karakterisztikájú ellenállás patkók előál-
litása

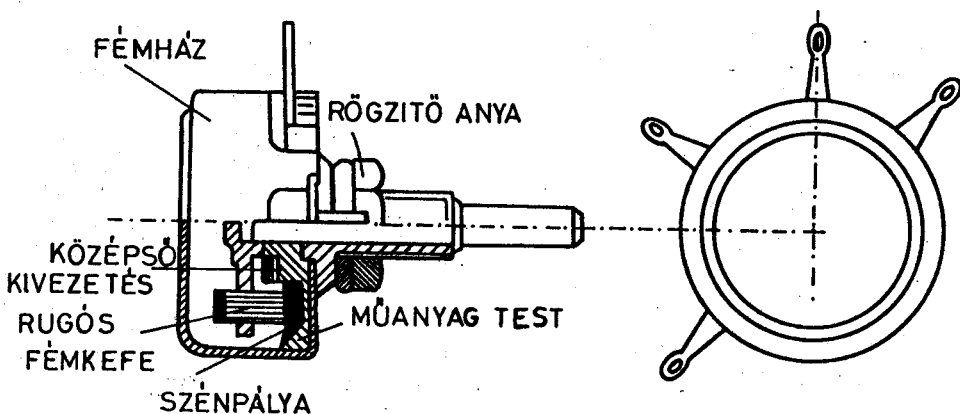


1-6. ábra
Rétegpotenciométerek
jelleggörbéi

A patkó kivágás forgatásával biz-
tosítható a kiváncsornak megfe-
lelő ellenállás karakterisztika.
A maradék ellenállás csökkenté-
se céljából a vezetőréteget mind-
két kivezetés közelében kis dara-
bon ezüstözték. A leggyakrabban
a lineáris, a logaritmus és a
fordított logaritmus jelleggör-
béjű potenciométereket gyártják
(1-6. ábra).

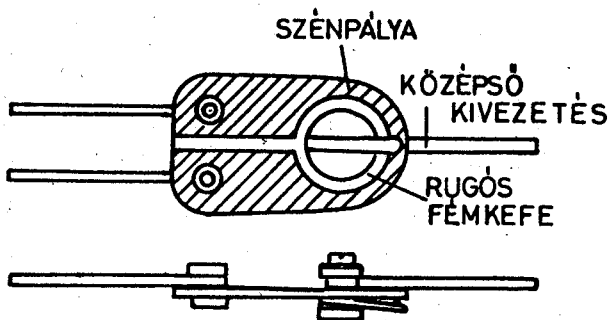
A potenciométereket a sé-
rülések és a por ellen bakelit-
vagy fémházba zárják, az utóbbi
egyben árnyékolásul is szolgál.
A csuszó érintkező mozgatója
általában 6 mm átmérőjű tengely-
vel történik, amelyre forgató
gombot erősítenek. A potencie-
méter felerősítése rendszerint
központos, 10 mm átmérőjű
metrikus anyával történik. A ki-
vezetések forrcsucsok képezik

(1-7. ábra). Több áramkör egyidejű szabályozására kettős, esetleg több-
szörös potenciométereket is gyártanak. Itt fontos követelmény lehet az
ellenállások pontos együttfutása. Gyakran építik egybe a potenciométe-



1-7. ábra
Szénréteg potenciométer

reket hálózati kapcsolóval is. Kisméretű tranzisztoros készülékek részére a rétegpotenciométert forgató gombba építik bele. Olyan áramkörök-höz, ahol a potenciométert nem állandó szabályozásra, hanem valamilyen villamos jellemző egyszeri beállítására használják, csavarhúzóval mozgatható rétegpotenciométert használnak (trimmer potenciométer, 1-8. ábra).



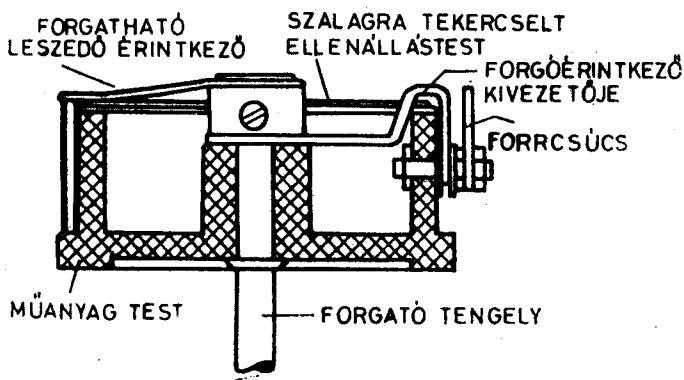
1-8. ábra
Miniatür beállító rétegpotenciométer

A rétegpotenciométerek névleges terhelhetősége méreteiktől függően 0,05-2 W lehet. Többi fizikai tulajdonságaik a szénréteg-ellenállásoknál leirtaknak megfelelő.

Végül megemlítjük, hogy gyártanak fémréteg potenciométereket is, mind beállító, mind szabályozó kivitelben, amelyeknél a fémréteget megfelelően kiképzett kerámia testre viszik fel.

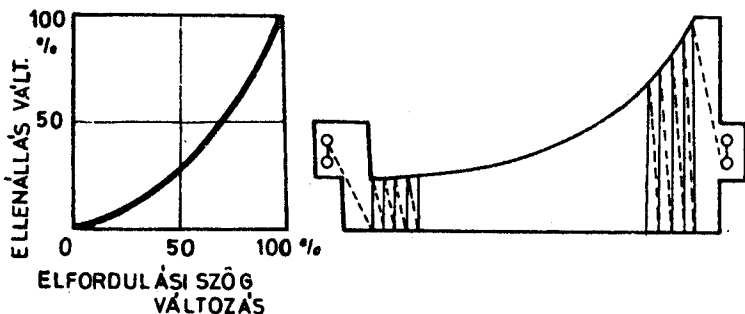
1-2.2. Változtatható huzellenállások

A huzal anyaga megegyezik a huzellenállások anyagával. Az ellenállástestet fenolfiberből, textilbakelitből vagy nagyobb terhelések esetén kerámiából készítik. A lemezeket szalag alakjában tekercselik és utólag hajlítják a végleges alakra. A Remix gyártmányu huzalpotenciométerek felépítését az 1-9. ábra mutatja.



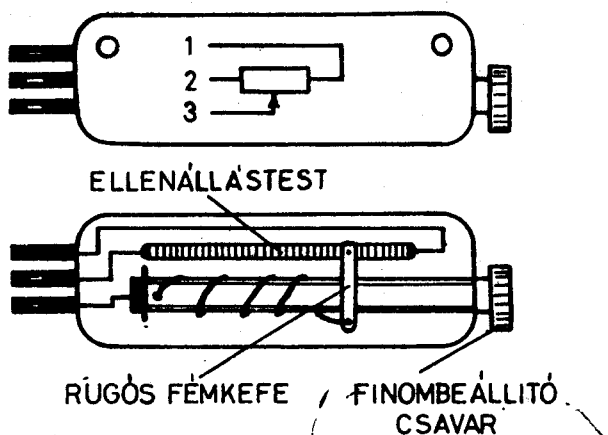
1-9. ábra
Remix gyártmányu huzalpotenciométer

A huzalpotenciométereket általában lineáris jelleggörbével készítik. Ezeknél a tekercs menetemelkedése állandó. Mérőműszerekben szükség lehet nem lineáris jelleggörbéjű huzal potenciométerekre is. Ezeket úgy készítik, hogy az ellenállástestet a jelleggörbének megfelelően képezik ki, vagyis a tekercsmenetek változó hosszúságúak (1-10. ábra).



1-10. ábra
Logaritmikus jelleggörbéjű huzalpotenciométer

A huzalpotenciométerek maximális értéke nem szokott nagyobb lenni, mint 30-50 kohm. Készülhetnek műanyagházas, fémházas, miniatűr és szigetelt tengelyű kivitelben (1-11. ábra).



1-11. ábra

Finombeállító huzalpotenciométer nyomtatott huzalozáshoz

Külön kell megemlítenünk a precíziós huzalpotenciométereket (ismertebb néven helikális potenciométerek), amelyeket a mérés-, a szabályozás- és számítástechnika területén alkalmaznak. Jellemzőjük a nagyfokú linearitás ($\pm 0,1 \dots \pm 1\%$) és ohmikus ellenállás, a megbízható és reprodukálható beállíthatóság és hosszú élettartam.

A manganin huzalból készített ellenállástekercs a potenciométer műanyagházában általában 10 menetű spiráltekercs alakjában helyezkedik el szigetelt rézhordozóra csévélve. A potenciométer csuszóérintkezője kiképzésénél fogva követi a tekercs pályáját.

A pontos és reprodukálható beállíthatóság érdekében külön forgató szerkezetre van szükség, amely egyrészt mutatja a körülfordulások számát, másrészt 100 részre osztott körtárcsája segítségével egy meneten belül 1/100 körülfordulásnyi pontossággal állítható be az ellenállás. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy a körtárcsa egy beosztása a potenciométer ellenállás értékének egyezred részének felel meg.

Gyakori a számkijelzésű forgató szerkezet (mikrodiál), amely egytől ezerig terjedő számokkal jelzi az elfordulás mértékét. Megjegyezzük még, hogy a potenciométerek zaja és stabilitása a csuszó érintkező miatt rosszabb, mint az állandó értékű ellenállásoké.

1—3. Az ellenállások elektromos és fizikai tulajdonságai

Névleges és fajlagos terhelhetőség

Az ellenállás névleges terhelhetősége az a megengedett legnagyobb teljesítmény, amelyet adott környezeti hőmérséklet és folyamatos terhelés esetén az ellenállásra adhatunk. Ennek értékét úgy állapítják meg, hogy tartós üzem esetén az ellenállás vezető rétege, tartóteste, szigetelése ne károsodjon.

Réteg- és huzalellenállásoknál az ellenállás geometriai méreteivel arányos az ellenállás terhelhetősége, amely az ellenállás 1 cm^2 felületére adható maximális teljesítményt jelenti. Mértékegysége W/cm^2 . A fajlagos terhelhetőség az áramvezető anyagától és a burkolat minőségétől függ. Néhány ellenállás típus fajlagos terhelhetőségét az 1.4. táblázatban adjuk meg.

Ellenállások fajlagos terhelése

1-4. táblázat

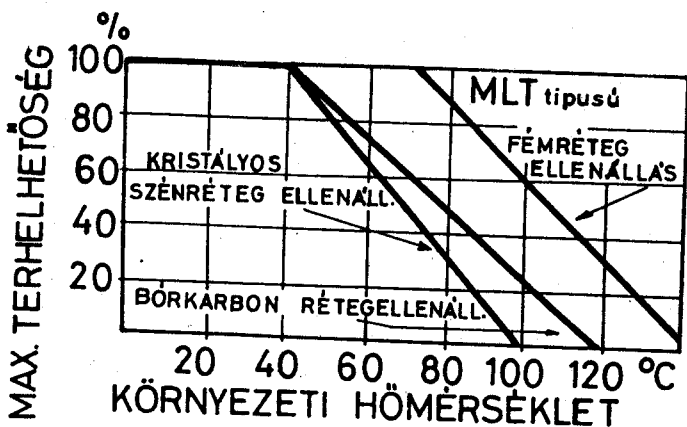
Áramvezető anyaga	fajlagos terhelhetőség W/cm^2
Kristályos-szén és szénréteg ellenállás	0,22 - 0,33
Bórkarbon-, huzalellenállás lakk bevonattal	0,4 - 0,6
Huzalellenállás zománc vagy cement bevonattal	1 - 1,5

Rétegellenállások a következő terhelhetőségre készülnek:
0,05-0,1-0,25-0,5-1-2-3-5-10-20 W.

Adott ellenállás tényleges terhelhetősége azonban függ attól a környezeti hőmérséklettől, amelyen folyamatosan üzemeltetjük. Magasabb üzemi hőmérsékleten a terhelhetőség csökken (1-12. ábra).

Ellenállások öregedése

Öregedésnek az ellenállásoknak azt a tulajdonságát nevezzük, amely az ellenállás értékét raktározás vagy normális üzemszerű terhelés hatására megváltoztatja.



1-12. ábra

Rétegellenállások terhelhetősége a hőmérséklet függvényében

Az ellenállások öregedése függ a vezető anyag illetve az ellenállás minőségétől, a hőmérséklettől, a levegő páratartalmától, a terhelés mértékétől. Egy ellenállás annál stabilabb, minél kisebb a százalékos ellenállásváltozása egy adott idejű terhelés és raktározási vizsgálat után.

A stabilitási vizsgálatnál az ellenállást normál atmoszférán a névleges teljesítménnyel terhelik 5000 órán keresztül, majd 5000 órán keresztül tárolják 50% relatív páratartalmu helyen. Az így bekövetkezett relatív ellenállásváltozás alapján minőségi osztályokba sorolják az ellenállásokat.

A legkisebb a változás a fém és kristályos-szén valamint bórkarbon ellenállásoknál, a lakkréteg- és tömör ellenállásoknál nagyobb.

A műszer és a precíziós ellenállások stabilitása mesterséges öregítéssel fokozható, ezek az ellenállások azonban csak a névleges teljesítmény felével terhelhetők.

A minőségi osztályok a következő számszerű értékeket írják elő:

Minőségi osztály	Relatív ellenállásváltozás	Felhasználási terület
0,5	$\leq 0,5\%$	precíziós és mérési célok
2	$\leq 2\%$	műszer célokra
5	$\leq 5\%$	általános rádió, TV és áramköri felhasználás

Hőmérsékleti tényező

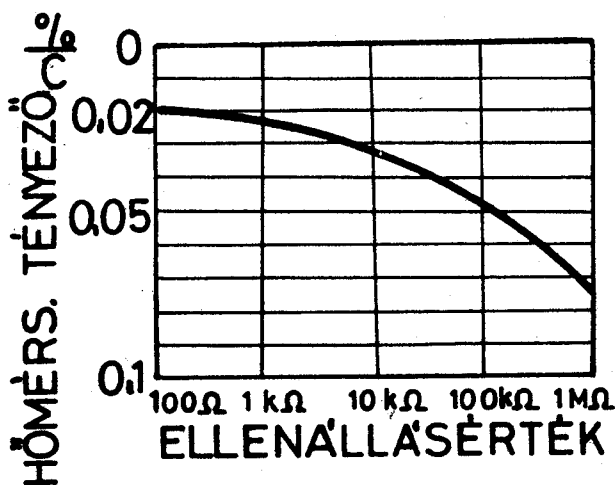
Az ellenállásoknak azt a tulajdonságát, hogy hőmérséklet hatására ellenállásértéküket átmenetileg megváltoztatják, hőmérséklet-függőségnek nevezzük:

$$R_T = R_{20} (1 + \alpha \Delta T)$$

ahol α a hőmérsékleti tényező.

A szén alapú rétegellenállások hőmérsékleti tényezője negatív. A hőmérsékleti tényező a minőségi osztálytól és az ellenállás névértékétől függően nem haladhatja meg a 0,5...0,15%/°C-ot.

Példaként bemutatjuk a kristályos szénrétegellenállás hőmérsékleti tényezőjét a 20...70 °C hőmérséklet tartományban (1-13. ábra).



1-13. ábra

A kristályos szénréteg ellenállások hőmérsékleti tényezője +20 és +70 °C hőmérséklet közötti tartományban

Ellenállások határfeszültsége

Azt a maximális feszültséget, amellyel az ellenállás még üzemeltethető, az ellenállás határfeszültségének nevezzük. Az ellenállásokra kapcsolható legnagyobb feszültség az ellenállásértékből és a névleges teljesítményből számítható: $U = \sqrt{P R}$, de nem lehet nagyobb az 1-5. táblázatban megadott értékeknél. (A táblázatban megadott feszültség

egyenfeszültséget vagy a váltakozó áramu feszültség amplitúdóját jelenti.) A lökésfeszültség túllépése esetén a spirálmenetek élei vagy esetleg a kivezetések között átütés jöhet létre.

Rétegellenállásokra kapcsolható maximális feszültségek

1-5. táblázat

	Névleges terhelés									
	0,05W	0,1W	0,25W	0,5W	1W	2W	3W	5W	10W	20W
Kristá- lyos szén- réteg	150V	200V	350V	500V	750V	750V	1000V	1500V	1500V	1500V
Bór- karbon	-	150V	200V	350V	500V	750V	750V	1000V	-	-

Az ellenállások feszültségfüggési tényezője

Az ellenállásoknak azt a tulajdonságát, hogy a kivezetőikre kapcsolt feszültségtől függően ellenállásukat megváltoztatják, feszültségfüggésnek nevezzük.

A feszültség hatására fellépő ellenállásváltozás (ΔR) arányos az ellenállás értékkel (R) és a feszültséggel (U)

$$\Delta R = K_f R U \text{ (ohm)}, \quad (1-1)$$

ahol K_f az ellenállás feszültségfüggési tényezője.

A huzalellenállások többsége feszültségfüggetlen. A fémréteg- a kristályos szénréteg- és bórkarbon-rétegellenállásoknál K_f értéke kicsi, míg a lakkréteg- és a tömör ellenállásoknál viszonylag nagyobb értéket mutat. A réteg egymással többé-kevésbé lazán érintkező szénszemcsékből áll. Az ilyen réteg ellenállása két komponensből tevődik össze:

a szénszemcsék saját ellenállása és a szemcsék közötti átmeneti ellenállás, amely az előzőnél sokkal nagyobb. Az átmeneti ellenállás fordított arányos a részecskék közötti feszültséggel, ezért minden olyan változtatás, amely csökkenti az egyes szemcsék közötti távolságot és szigetelő anyagot, csökkenti egyúttal a feszültség-tényező értékét is.

Az ellenállások zaja

Az ellenállások kivezetései között, attól függetlenül, hogy folyik-e áram rajta vagy nem, kis váltófeszültség mérhető, amit zajfeszültségnek nevezünk.

A zajfeszültség oka lehet:

a) Johnson-zaj (hőzaj), ami az elektronok szabálytalan hőmozgásából ered. Ez a terheletlen ellenálláson is jelentkezik és független a vezető anyagától, formájától. A hőmozgásból származó zajfeszültség effektív értéke:

$$U_{\text{zaj}} = \sqrt{4 k_B T R \Delta f} \quad (1-2)$$

ahol k_B a Boltzman-féle állandó, T az R ellenállás abszolút hőmérséklete, Δf az a sáv szélesség, amellyel a zajfeszültséget mérjük (Nyquist-féle összefüggés);

b) Az áramzaj az ellenálláson átfolyó áram hatására keletkezik. Ezt széntartalmu ellenállásoknál a szénszemcsék közötti érintkezés-ingerdozások és kisülések okozzák, ami pedig erősen függ a szemcsék közötti feszültségtől. Az áramzaj az ellenálláson átfolyó áram növelésével nő.

Kimutatható, hogy a széntartalom növelésével csökken a zajfeszültség. A kristályos-szén- és bórkarbon-rétegellenállások zajfeszültsége kisebb, mint a tömör és lakkréteg ellenállásoké. Fémréteg és huzalellenállásoknál gyakorlatilag csak hőzaj figyelhető meg.

Az áramzaj frekvencia-spektruma nem egyenletes és a hallható frekvenciatartományban nagyobb amplitúddal jelentkezik, mint a hőzaj.

Az áramzaj függ a vezető elem hosszától, szerkezeti felépítésétől, a réteg és az ellenállás kivezető közötti kontaktus kialakításától, az ellenállásértéktől.

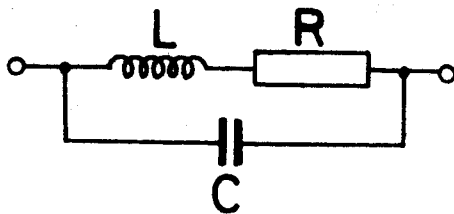
A zajfeszültséget $\mu V/V$ -ban adják meg, ami a zajfeszültség effektív értékének és az ellenálláson levő egyenfeszültségnek a hányadosa. Ennek értéke nem lehet nagyobb - az ellenállás minőségi osztályától függően - mint 1-3 $\mu V/V$.

Ellenállások frekvenciafüggő viselkedése

Amíg a huzal- vagy rétegellenálláson csak egyenáram folyik át, addig tiszta ohmos ellenállást képeznek. Megváltozik a helyzet azonban akkor, ha váltóáram folyik rajtuk keresztül, főleg ha nagyfrekvenciás áramkörben alkalmazzuk azokat. Ennek magyarázatát a következőkben adjuk meg:

A huzalellenállás menetei tekercset képeznek, amelynek induktív ellenállása már a szokásos rádiófrekvenciás tartományban az ohmos ellenállással azonos nagyságrendű vagy annál jóval nagyobb is lehet.

A huzal egyes menetei között ezenkívül még kis kapacitások - ún. menetkapacitások - is fellépnek, amelyek szintén nem elhanyagolhatók. Ezek figyelem-



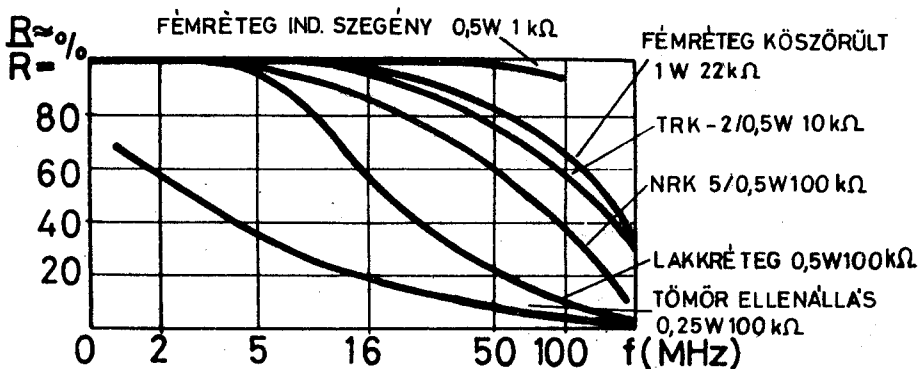
1-14. ábra

Ellenállások helyettesítő kapcsolása

bevételével az ellenállás helyettesítő képe az 1-14. ábrán látható, ahol az egyes reaktáns összetevőket első közelítésben koncentrált paraméterekkel helyettesítettük. A helyettesítő kép alapján látható, hogy az ellenállás rezgőkörként viselkedhet és adott rezonanciafrekvenciával rendelkezik. Ennek következtében közönséges huzalellenállásokat rádiókészülékekben is csak óvatosan szabad használni. Meg kell azonban említenünk, hogy a huzalellenállások reaktanciája különleges tekercselési eljárásokkal jelentős mértékben csökkenthető.

A rétegellenállások frekvenciafüggésének vizsgálatánál figyelembe kell venni, hogy szintén rendelkeznek osztott kapacitással és induktivitással, ezen kívül a kivezetőknek egymáshoz és a szerelőlemezhez is van kapacitásuk. Tömör és szénréteg-ellenállásoknál jelentős szerepet játszik még az egyes szénszemcsék közötti kapacitás valamint a szigetelő maszsa veszteségei is. A kis (kb. 100 ohm alatti) ellenállásoknál főleg az induktív hatás érvényesül, a kapacitív hatás pedig elhanyagolható. A frekvencia növekedésével és az ellenállás csökkenésével az impedancia egyre jobban nő. Magasabb frekvenciáknál még a kivezetések induktivitása is szerepet játszik. Nagy ellenállásoknál csak a kapacitív szűrő hatás érvényesül, ami viszont impedancia csökkenést eredményez, így az induktív hatás elhanyagolható. A mérési eredményekből (1-15. ábra) látható, hogy a legjobb nagyfrekvenciás viselkedést a fémréteg ellenállások mutatják és utánuk következnek a kristályos-szén és a bőrkarbon rétegellenállások.

Az indukciószegény ellenállásoknál spirális köszörülést nem alkalmaznak, mert az indukción kívül a spirálmenetek között fellépő szórt kapacitás is jelentős.



1-15. ábra

Különböző vezetőanyag ellenállások frekvenciafüggősége

1-4. Feszültségfüggő ellenállások

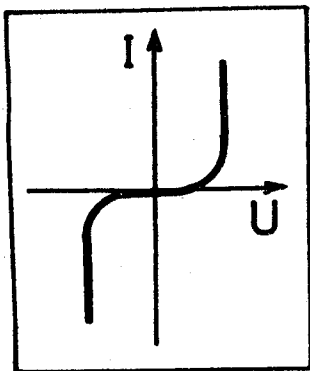
A feszültségfüggő ellenállás elektromos ellenállása a rákapcsolt feszültség pillanatnyi értékétől függ. Angol nevének (Voltage Dependent Resistor) kezdőbetűivel jelölik: VDR, ismertebb neve: varisztor.

Alapanyaga félvezető szilíciumkarbid por, amelyet valamilyen kötőanyaggal keverve tárcsa, lemez vagy rud alakú formába préselnek, majd magas hőmérsékleten kiégetnek. A szilíciumkarbid szemcsék közötti átmeneti ellenállás a szemcsék közötti feszültség hatására csökken, vagyis a feszültség növekedésével a varisztor ellenállása csökken. Feszültség-áramerősség jelleggörbéje polaritástól független (1-16. ábra).

A varisztoron átfolyó áram és a feszültség közötti összefüggést az alábbi egyenlettel lehet megadni:

$$U = C I^{\beta} \quad (1-3)$$

ahol C a varisztor méreteitől függő állandó, szokásos értéke 20-1000 V/A között van, β anyagi állandó, értéke 0,14-0,5 között változhat.



1-16. ábra

Varisztor feszültség -
- áramerősség jelleg-
- görbéje

A varisztor nemlineáris karakterisztikája miatt a kivezetéseire kapcsolt szinusz alakú váltakozó feszültség által létrehozott áram

nem lesz szinuszos. E tulajdonságát televíziós készülékek eltérítő áramának torzítására is felhasználhatják. Nagy képszögű képcsövek eltérítő árama ugyanis meghatározott mértékben eltér a lineáris fűrészfogalaktól. A megfelelő nagyságú torzítást az áramkörbe kapcsolt varisztor ellenállásával lehet előállítani.

Rövid idejű, nagy feszültségcsúcsok levágására is előnyösen felhasználható a varisztor. Kapcsolóval párhuzamosan kötve a kikapcsoláskor felleépő feszültséglökéseknek nagymértékben csökkenti.

Végül használható a varisztor egyenfeszültség stabilizálásra, mivel a kapcsain levő feszültség változása sokkal kisebb a rajta átfolyó áram megváltozásánál.

1-5. Hőmérsékletfüggő ellenállások

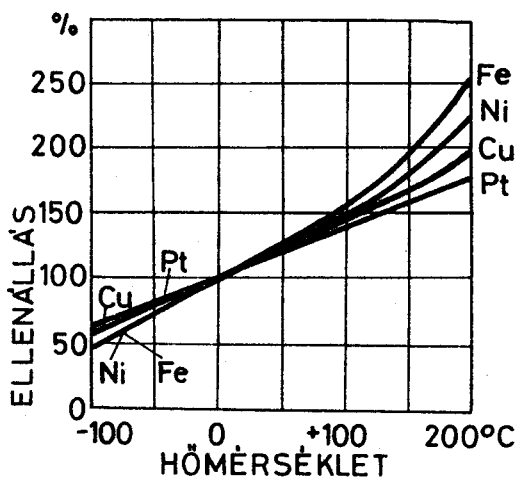
Az előzők során már utaltunk arra, hogy az ellenállások anyagi minőségüktől függően különböző hőfokfüggést mutatnak. Ezt nemkívánatos jelenségeként kezeljük, mivel kedvezőtlenül befolyásolják a berendezések üzembiztonságát, pontosságát.

A mérés- és szabályozástechnikában azonban egyre gyakrabban alkalmazunk ellenállásokat - fémeket és félvezetőket -, amelyek ellenállása és hőmérséklete között jól meghatározott összefüggés mutatható ki, és éppen ezen tulajdonságaik alapján kerülnek felhasználásra [29]. Egyik legfontosabb alkalmazási területük a hőmérsékletmérés. Néhány fém és félvezető ellenállásának hőmérsékletfüggése az 1-17. ábra alapján hasonlítható össze.

1-5.1. Fém ellenálláshőmérsék

A fémek fajlagos ellenállásának hőmérsékletfüggése a következő egyenlettel írható fel:

$$\varrho(T) = \varrho_p(T) + \varrho_i \quad (1-4)$$



1-17. ábra
Néhány fém és félvezető ellenállásának hőmérsékletfüggése

ahol $\varrho_p(T)$ jellemzi a tiszta fém termikus tulajdonságait, nagysága csak a hőmérséklettől függ és 0 K hőmérséklet felé közeledve nullához tart. A ϱ_i az esetleges szennyezőktől, a rácsszerkezet hibáitól függő állandó (Matthiessen szabály). Ebből látható, hogy az ellenálláshőmérők jelleggörbéinek egyöntetűsége elsősorban a nagy tisztasággal és mechanikai feszültség-mentességgel biztosítható. Különösen az alacsony hőmérsékleti tartományban nő meg ezeknek a hibáknak a befolyása az ellenállás-hőmérséklet karakterisztika alakjára.

A leggyakrabban alkalmazott fémek főbb adatait az 1-6. táblázat tartalmazza.

Ellenálláshőmérőkhöz használt fémek jellemzői

1-6. táblázat

Anyag	Hőmérsékletté- nyező deg^{-1}	Fajlagos ellen- állás $\text{ohm mm}^2 \text{ m}^{-1}$	Alkalmazási tartomány $^{\circ}\text{C}$
Platina	$3,85 \dots 3,927 \cdot 10^{-3}$	0,0981	-183...+630 (-260...+1400)
Réz	$4,25 \cdot 10^{-3}$	0,017	- 50...+180
Nikkel	$6,17 \cdot 10^{-3}$	0,12	- 60...+200
Vas	$6,57 \cdot 10^{-3}$	0,10	- 50...+180

Gyakorlati kivitelezésük során a 0,02-0,05 mm átmérőjű ellenállás huzalból készített bifiláris tekercset üveg vagy kerámia tartótestre helyezik és a mechanikai valamint korróziós károsodás ellen megfelelő védőburkolattal látják el.

1-5.2. Termisztorok

Az utóbbi évtizedekben előtérbe kerültek a különböző félvezető anyagokból készített negatív hőfoktényezőjű ún. NTC (Negativ Temperature Coefficient) ellenállások vagy másneven termisztorok (thermally sensitive resistors) alkalmazása. Különböző fénoxidok keverékéből készítik, mint pl. vasferrit és cinktitánoxid, vagy nikkeloxid és lithiumoxid keveréke [29].

A poralakban előállított oxidokat képlékeny kötőanyaggal elkeverik és egy jól alakítható masszát kapnak. A masszából különböző alaku tár-

csákat, rudakat, gyöngyöket préselnek, majd magas hőmérsékleten kiégetik és kivezetésekkel valamint védelemmel látják el (1-19. ábra).

A termisztorok ellenállásának hőmérsékletfüggését az

$$R_T = A e^{\frac{B}{T}} \quad (-15)$$

egyenlettel lehet felírni, ahol A a termisztor alakjától és méretétől függő tényező; B a hőmérséklettől független anyagi állandó. B értéke általában 3000-4000 K között mozog, ennek 25 °C-on -3,6%/°C illetve -4,5%/°C ellenállásváltozás felel meg.

A termisztor hőmérsékletváltozása és ennek hatására az ellenállás változása két okból adódhat:

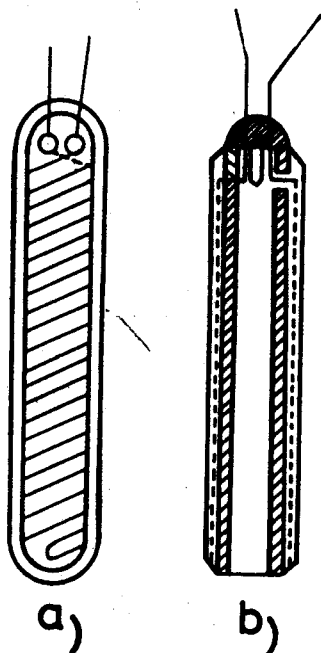
- a) a környezeti hőmérséklet megváltozásának hatása
- b) a termisztoron átfolyó áram hatása.

A környezeti hőmérséklet hatása - amennyiben a termisztor saját disszipációja elhanyagolható - az 1-20. ábrából közvetlenül leolvasható.

A saját disszipáció hatására előálló jelleggörbét log--log skálán láthatjuk az 1-21. ábrán. A görbe kezdeti szakaszán - kis áramerősségeknél - az áram növekedésével lineárisan nő a feszültség is. Ekkor a termisztor hőmérséklete megegyezik a környezet hőmérsékletével, a belső disszipáció nem okoz kimutatható hőmérséklet növekedést. Nagyobb áramerősségnél - amikor a belső disszipáció hatására a termisztor melegeedik és így ellenállása csökken - a kapcsolain mérhető feszültség lassabban növekszik, mint az áramerősség, sőt az áramerősség további növekedése feszültség csökkenéssel jár együtt.

Kiegészítésként megjegyezzük, hogy elterjedőben vannak a pozitív hőfoktényezőjű (PTC) termisztorok is. Ezek fizikai tulajdonsága azonban két szempontból is különbözik a negatív hőfoktényezőjű termisztorokétól:

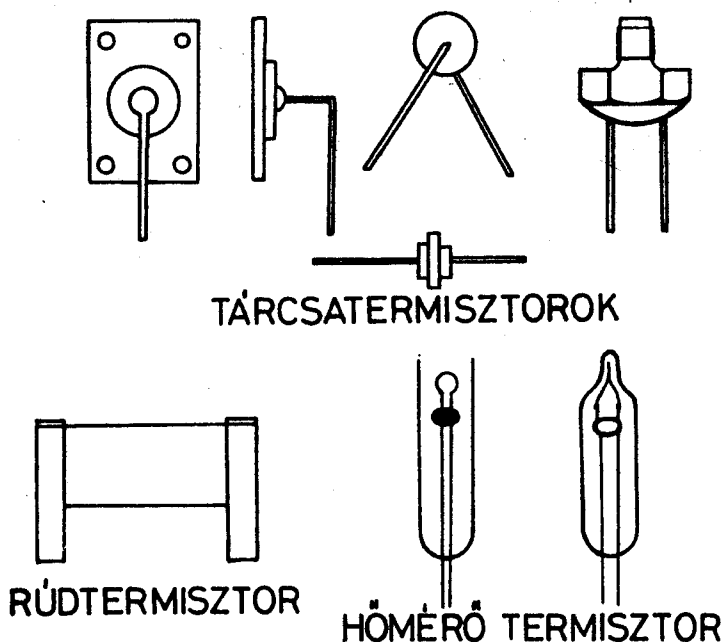
- a) A PTC termisztorok hőfoktényezője csupán egy bizonyos hőmérsékleti tartományban pozitív, azon kívül negatív vagy zérus,



1-18. ábra

Technikai platina hőérzékelő ellenállások

- a) Üvegbe forrasztott 100 ohmos ellenállás,
- b) Kerámia csőre tekercselt 100 ohmos ellenállás.



TÁRCSATERMISZTOROK

RÚDTERMISZTOR

HŐMÉRŐ TERMISZTOR

1-19. ábra
Termisztorok

b) A PTC termisztorok hőfoktényezőjének abszolút értéke lényegesen nagyobb, mint az NTC termisztoroké. Ezeket báriumtitanát vagy báriumtitanát-sztronciumtitanát alapanyagú masszából készítik az NTC termisztoroknál leírt módon. Ellenállás-hőmérséklet függését a következő egyenlettel adhatjuk meg:

$$R_T = A + C e^{\frac{BT}{T_1 - T_2}}, \text{ ha } T_1 < T < T_2 \quad (1-6)$$

ahol A , B és C mérettől és anyagi minőségtől függő állandók, T_1 ill. T_2 az a legkisebb, ill. legnagyobb hőmérséklet, amelyek között az összefüggés érvényes. Az 1-22. ábrán egy NTC és egy PTC termisztor ellenállás-hőmérséklet függését mutatjuk be.

A termisztorokat igen sokféle célra használják fel. Az alábbiakban néhányat megemlítünk.

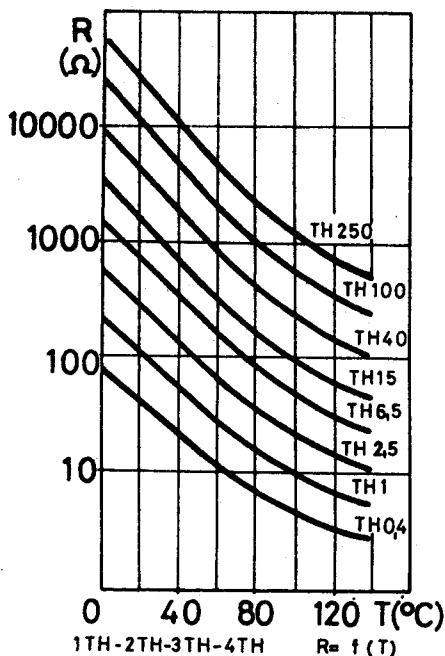
a) Termisztorok ellenálláshőmérőként való alkalmazása esetén ügyelni kell arra, hogy lehetőleg kicsi legyen a hőkapacitása és jó hővezető kapcsolatban legyen a mérendő testtel. Csak olyan kis árammal

szabad terhelni, amely még nem befolyásolja észrevehetően a termisztor hőmérsékletét. Megfelelő mérőerősítő alkalmazásával 10^{-4}

$^{\circ}\text{C}$ nagyságrendű hőmérsékletváltozás kimutatására is alkalmas. Alkalmazhatóságaik felső határa 250°C .

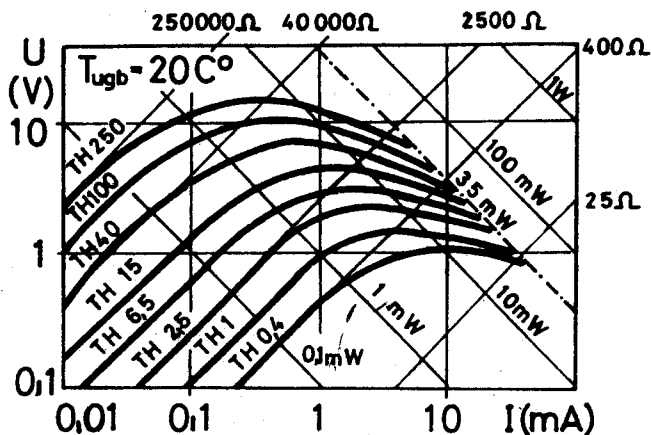
b) Egyik fontos alkalmazási területe a kisfogyasztású wattmérőként való felhasználása. Különösen a GHz-es frekvenciatartományban, ahol más mérési mód nincsen, használnak speciális termisztorokat (gyöngytermisztorokat), amelyek kis méreteikből kifolyólag μ watt teljesítmény kimutatására is alkalmasak.

c) Erősítők önműködő erősítés-szabályozójaként, állandó kimenőfeszültség vagy teljesítmény beállítására alkalmas. Itt már a feszültség-áramerősség karakterisztika nem lineáris szakaszán állítjuk be a munkapontot.



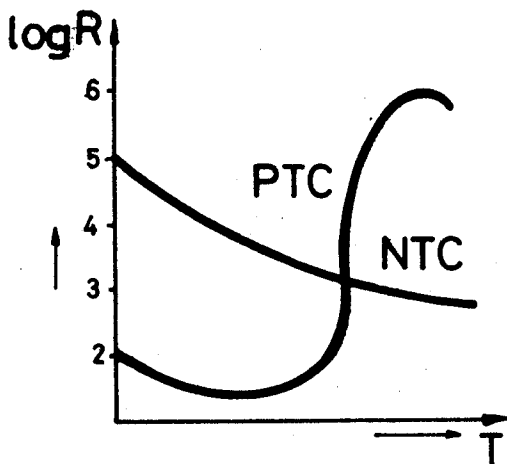
1-20. ábra

Hőmérő termisztorok ellenállás - hőmérséklet karakterisztikái



1-21. ábra

Hőmérő termisztorok áram - feszültség karakterisztikái



1-22. ábra
Negatív és pozitív hőfoktényezőjű
termisztorok ellenállás - hőmér-
séglet karakterisztikája

d) Soros fűtésű rádiócsö-
vek bekapcsolásakor a hideg fű-
tőtestek rövid ideig igen erős
áramot engednek át, amely
egyes csövek fűtőszálának erős
felvillanásához, kiégéséhez ve-
zethet. Ha a körben termisztor
is van bekapcsolva, ez az áram
lökés elmarad.

e) PTC termisztorokat
előnyösen lehet alkalmazni áram
korlátozóként motorok és keme-
cék túláramvédelmének.

Már itt meg kell emle-
tünk, hogy az elektronikus alka-
részek gyártásánál (szerkezeti
felépítésénél, burkolásánál) fi-
gyelembe kell venni azokat a
körülményeket, amelyek között
felhasználásra kerülnek. Az
ezekkel kapcsolatos követelmé-
nyeket nemzetközi szabványok

írják elő és környezetállósági jellemzőknek (klímaállósági és mechanikai
jellemzők) nevezik. Ilyen különleges követelménynek számít, ha az al-
katrészeket alacsony hőmérsékleten (-55°C -ig), száraz melegben (max.
 155°C -ig) vagy tartósan nedves melegben (trópusi körülmények között)
akarjuk üzemeltetni.

Lényegesek a várható mechanikai hatások is (rázás, ejtegetés, a ki-
vezetések huzása, hajlítása, csavarása) a kivitelezés szempontjából.
Különösen szigorú előírások vannak a katonai berendezésekben haszná-
latos alkatrészekkel szemben. A katalógusokból ezen követelmények ki-
elégítéséről részletes felvilágosítást kapunk.

2. fejezet

KONDENZÁTOROK

Az elektronikában az ellenállások mellett leggyakrabban használt passzív kapcsolási elem a kondenzátor. A kondenzátor vezetőfelületekből (fegyverzetek) és ezek között elhelyezett szigetelőrétegből (dielektrikum-ból) áll. A kondenzátoron a fegyverzetekre kapcsolt feszültség hatására a feszültséggel arányos Q elektromos töltés tárolódik. A kondenzátor kapacitása a töltés és a feszültség viszonyával kifejezett pozitív mennyiség:

$$C = \frac{Q}{U} . \quad (2-1)$$

Sík lemezekből álló kondenzátor kapacitása kiszámítható a kondenzátor geometriai méreteinek és a dielektromos állandó ismeretében a

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2-2)$$

összefüggés alapján,

ahol: ϵ_0 a vákuum dielektromos állandója, ϵ_r a lemezek közötti szigetelő anyag relatív dielektromos állandója, dimenzió nélküli arányszám, A a szembenálló lemezfelület m^2 -ben és a d a lemezek közötti távolság m -ben. Ekkor a kapacitás értékét Faradokban kapjuk. A híradás- és műszertechnikában állandó és változtatható kapacitású kondenzátorokat használnak. Mivel a kondenzátorok minőségét elsősorban a fegyverzetek között elhelyezett dielektrikum tulajdonságai szabják meg, a kondenzátorokat a dielektrikum anyaga alapján csoportosíthatjuk, amelyek a következők lehetnek: levegő, gáz vagy vákuum, csillám, kerámia, papír, műanyagfólia, valamint az elektrolitkondenzátoroknál fém-oxid rétegek. A változtatható kapacitású kondenzátorok esetében azonban csak levegő vagy szilárd dielektrikum jöhet szóba szigetelőanyagként.

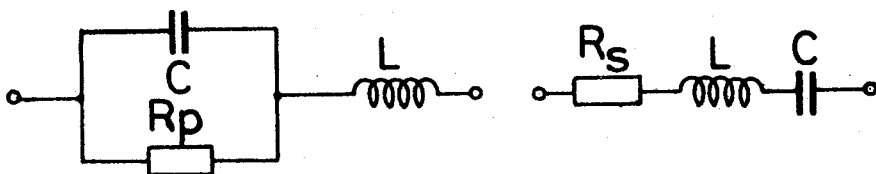
2-1. A kondenzátorok elektromos jellemzői

A kondenzátorok veszteségei

A kondenzátorokon még a teljes feltöltés után is folyik át áram, azonkívül kisütéskor sem kapható vissza a feltöltésre fordított teljes energia. A kondenzátorok veszteségei három összetevőből erednek:

- a hozzávezetés és a fólia ellenállása
- a dielektrikum átvezetése
- a dielektrikum vesztesége.

Járulékos tényező még a kondenzátor szórt inductivitása is. A veszteségeket a kondenzátor kapacitásával párhuzamosan vagy sorosan kapcsolt helyettesítő ellenállással lehet figyelembe venni. A hozzávezetések inductivitását pedig a helyettesítő kapcsolásban a veszteséges kondenzátorral sorbakapcsolt inductivitással adhatjuk meg. Ilyen megfontolással a veszteséges kondenzátornak kétféle helyettesítő kapcsolása van (2-1. ábra). Egyik kapcsolás sem adja meg általában teljesen hűen a veszteséges kondenzátor viselkedését, a soros kapcsolás inkább a hozzávezetők és a fegyverzetek veszteségét, a párhuzamos kapcsolás inkább a dielektrikum átvezetési veszteségeit adja meg helyesen.



2-1. ábra
Kondenzátorok helyettesítő kapcsolása

A veszteségeket a veszteségi tényezővel (D) vagy a jósági tényezővel (Q) szokás jellemezni. A veszteségi tényező megadásánál eltekintünk a kondenzátor szórt inductivitasától.

A veszteségi tényező a kondenzátor váltakozó feszültségű üzemére jellemző szám. A kondenzátor kisütésekor a felvett energia egy kis része visszamarad, hővé alakul, míg a nagyobbik része visszanyerhető. Ezek időegységre jutó része a veszteségi (P_v) ill. meddő teljesítmény (P_m). E két teljesítmény hányadosa a veszteségi tényező

$$D = \frac{P_v}{P_m}.$$

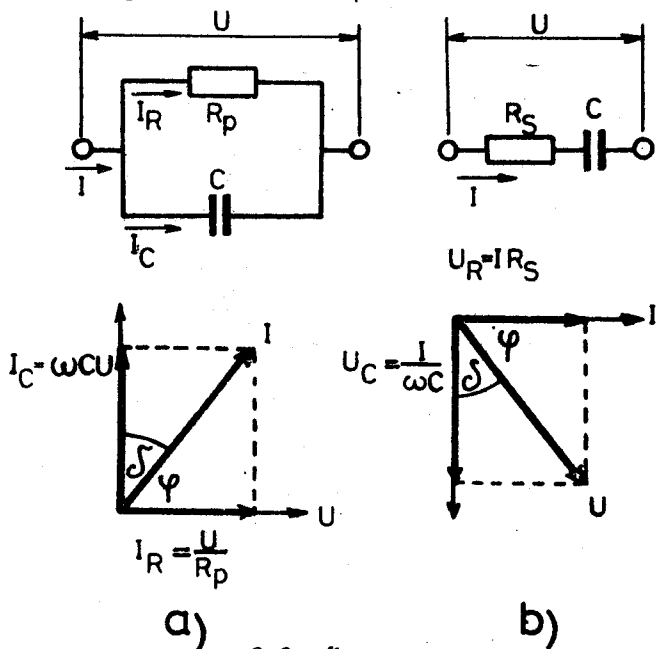
Párhuzamos kapcsolás esetén:

$$D = \frac{P_V}{P_m} = \frac{U^2/R_p}{U^2 \omega C} = \frac{1}{\omega R_p C} \quad (2-3)$$

Soros helyettesítő kapcsolás esetén

$$D = \frac{I^2 R_s}{I^2 \frac{1}{\omega C}} = \omega R_s C \quad (2-4)$$

A veszteségi tényező egyben tangense annak a δ szögnek, amely az áram és a feszültségvektor közötti φ fázisszög pótszöge (2-2. ábra).



2-2. ábra

Veszteséges kondenzátor helyettesítő kapcsolása

a) párhuzamos kapcsolás, b) soros kapcsolás

Párhuzamos kapcsolásnál

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{U/R_p}{\omega C U} = \frac{1}{\omega R_p C} = D \quad (2-5)$$

Soros kapcsolásnál

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{IR_s}{I/\omega C} = \omega R_s C = D \quad (2-6)$$

(D értéke általában 10^{-2} - 10^{-4} nagyságrendű.)

A kondenzátor veszteségi tényezőjének reciprok értékét mint a kondenzátor Q jósági tényezőjét szokás definiálni. Az előbbiek szerint a soros illetve párhuzamos helyettesítő kép alapján a jósági tényező:

$$Q = \frac{1}{\omega R_s C} \quad \text{illetve} \quad Q = \omega C R_p \quad (2-7)$$

Mivel mindkét helyettesítő kapcsolás a tulajdonképpen veszteséges kondenzátor helyett alkalmazható, ezért mind a soros, mind a párhuzamos kapcsolásnak egyenértékűnek kell lenni egymással. Kis veszteségű kondenzátoroknál - bármelyik helyettesítő kapcsolással is dolgozunk -, a kapacitás értéke jó közelítéssel a tényleges kapacitásértéknek felel meg, a soros és párhuzamos veszteségi ellenállás pedig egymásba könnyen átszámítható.

A kondenzátor veszteségi teljesítménye elsősorban a dielektromos veszteségből adódik. A váltakozó erőter hatására jelentkező veszteségi teljesítmény a párhuzamos helyettesítő kapcsolásra felírt (2-2) egyenlet, valamint a (2-5) összefüggés alapján:

$$\begin{aligned} P_v &= \frac{U^2}{R_p} = U^2 \omega C \operatorname{tg} \delta = U^2 \omega \epsilon_o \epsilon_r \frac{A}{d} \operatorname{tg} \delta = \\ &= \epsilon_o \epsilon_r \omega \operatorname{tg} \delta \left(\frac{U}{d} \right)^2 A d = \epsilon_o \epsilon_r \omega \operatorname{tg} \delta \left(\frac{U}{d} \right)^2 V \end{aligned} \quad (2-8)$$

ahol V a kondenzátor szigetelőanyagának köbtartalmát jelenti. Látható, hogy a keletkező veszteség annál nagyobb, minél nagyobb a dielektikum köbtartalma, a dielektromos állandó, a veszteségi tényező, ezen kívül a veszteségek a frekvenciával egyenesen és a térerősséggel négyzetes arányban növekednek. Mivel egy adott kondenzátor hőátadó képességét a konstrukciós megoldás és a külső burkolat határozza meg, a túlmelegedés elkerülése végett növekvő frekvencián a kondenzátorra adható feszültséget csökkenteni kell, attól függetlenül, hogy mekkora az átütési szilárdság által meghatározott maximális üzemi feszültség.

Ha a kondenzátor szórt induktivitása nem hanyagolható el, akkor hatását a soros helyettesítő kapcsolás segítségével tanulmányozhatjuk.

A számítások mellőzésével is megemlíthetjük, hogy az induktivitásból és a kapacitásból meghatározható Thomson frekvencián

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-9)$$

a reaktancia zérus, a kondenzátor ohmos ellenállásként viselkedik. Ezt a frekvenciát a kondenzátor felső határfrekvenciájának nevezzük. A kondenzátor látszólagos kapacitása annál jobban megközelíti a tényleges kapacitásértéket, minél alacsonyabb frekvencián dolgozik a határfrekvenciához képest.

A továbbiakban ismertetjük azokat a fontosabb fogalmakat, amelyek a kondenzátorok elektromos jellemzéséhez hozzátartoznak.

Névleges feszültség: az a kondenzátoron feltüntetett általában egyenfeszültség, amelyen a kondenzátor legfeljebb +40 °C környezeti hőmérsékleten tartósan használható. Ha a környezet hőmérséklete ennél nagyobb, az üzemi feszültséget csökkenteni kell.

Vizsgálati feszültség: az az előírt egyenfeszültség, amelyet a kondenzátornak adott ideig átütés és átívelés nélkül bírnia kell.

Szigetelési ellenállás: az egyenfeszültséggel feltöltött kondenzátor fegyverzetel között véges nagyságú, mérhető ohmikus ellenállás jelentkezik. (Ennek nagysága nem egyezik meg a helyettesítő kapcsolás segítségével számított veszteségi ellenállással.) A szigetelési ellenállást a fegyverzetek között az előírt vizsgáló feszültség és ennek hatására a töltődés befejezése után átfolyó áramerősség hányadosával mérjük. A szigetelési ellenállás értéke jóminőségű kondenzátorok esetén Gohm nagyságrendű.

Felületi ellenállás: a környezet behatásaitól szennyeződő szigetelő felületi vezetési árama jóval nagyobb lehet, mint a szigetelőn belül folyó vezetési áram, és amennyiben az eltolási áram 10^{-4} - 10^{-3} -szorosát megközelíti, úgy a szigetelő nagyfrekvenciás tulajdonságait jelentősen leronthatja. Hasonló jelenség lép fel a kondenzátor kivezetései között is, amely megfelelő konstrukcióval és gondos szereléssel elhanyagolható értéken tartható. A felületi ellenállást a szigetelő felületére fektetett két meghatározott méretű, egymással párhuzamos elektróda között mérik. Értéke jó minőségű szigetelőknél 10 Gohm nagyságrendű.

A kapacitás hőmérsékletfüggése. A kondenzátor hőmérsékletének megváltozása kapacitásváltozást eredményez. Ennek elsődleges oka a szigetelő dielektromos együtthatójának hőfokfüggése. Jellemzője a kapacitás hőmérsékleti tényezője (TK_c) amely az 1 °C-ra vonatkoztatott relatív kapacitásváltozás az induló kapacitáshoz képest, annak feltételezésével, hogy az adott hőmérsékleti tartományban a változás lineárisnak tekinthető.

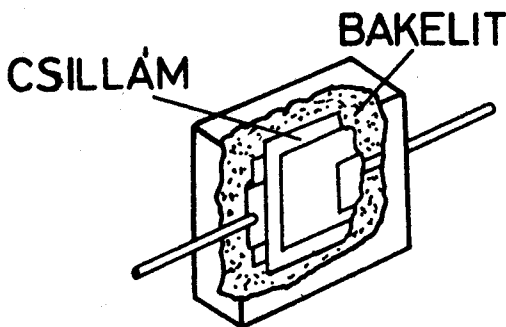
$$TK_c = \frac{1}{\Delta T} \frac{\Delta C}{C}.$$

A dielektrikum átütési térerőssége (villamos szilárdsága). Az a térerősség, amelynél a dielektrikum anyagában lejátszódó folyamatok hatására a szigetelő vezetővé válik és átüt. Az átütés rendszerint hő és fényjelenség kíséretében megy végbe és a szigetelő anyag tönkremeneteléhez vezet. Értékét általában kV/mm-ben adják meg.

2-2. Kondenzátorok szilárd szigetelőanyaggal

2-2.1. Csillámkondenzátorok

A csillámkondenzátorok dielektrikuma a természetben található kiváló elektromos tulajdonságokkal rendelkező muszkovit-csillám. A réteges, tömb alakban bányászott csillámot éles pengével 0.02-0.2 mm vastag lemezekre hasítják, majd osztályozás után négyszögletes vagy kerek lapocskákat vágnak ki belőlük. A lapocskák mindkét oldalát vákuumgőzöléssel vékony ezüstreteggel vonják be. A lapocska szélein azonban néhány tizedmilliméter széles ezüstözetlen csikot hagynak az átívelési feszültség növelése érdekében. Amennyiben egy lapocska nem biztosítja a szükséges kapacitást, úgy megfelelő számú ezüstözött csillámlapot helyeznek egymásra, és vékony vezetőfóliákkal párhuzamosan, illetve sorba kapcsolják azokat. Az így nyert köteget mindkét végén szegeccsel vagy



2-3. ábra
Bakelit-házas csillám kondenzátor

bilinccsel összeszorítják és lemez vagy huzalkivezetésekkel látják el. A kivezetők alakja és mérete olyan, hogy nagyfrekvencián se legyen számottevő ellenállása. A lemezcsomagot vazelinben, cerezinben vagy olajban impregnálják, majd védőburkolattal látják el (2-3. ábra).

A csillám dielektromos állandója viszonylag nagy (6-8), kicsi a veszteségi tényezője ($1, 2 \dots 2 \cdot 10^{-4}$) és a hőmérséklet együtthatója ($+6 \dots +40 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$) átütési térerőssége pedig

42 kV/mm. Ezért a csillámkondenzátorok stabilitása nagy. Rendszerint nagyfrekvenciás áramkörökben és szűrőkörökben használjuk azokat. Általában csak 30 nF névleges kapacitásnál kisebb értékű kondenzátorokat gyártanak csillámból.

2-2.2. Keramikus kondenzátorok

A mesterséges szigetelő anyagok között egyre nagyobb szerepük van a különböző keramikus szigetelőeknek, amelyek összetételük szerint a legkülönbözőbb elektromos tulajdonságokkal rendelkeznek. Egyik csoportjuk magnézium szilikát alapú keverékből áll, amelyhez a mechanikai szilárdság növelésére gyakran alumíniumoxidot is kevernek. Dielektromos állandójuk 4...8 között van, és megfelelő keverési aránnyal kis veszteségi tényezőjű kerámia állítható elő.

A kondenzátor gyártás szempontjából legfontosabbak a titánoxid (TiO_2) másnéven rutil-alapanyagú kerámiák. A rutil dielektromos állandója egyik kristálytengely irányában 90, erre merőlegesen 180. Por alakú keverékének átlagos dielektromos állandója 120. Hőfoktényezője negatív. Tiszta formában nem lehet belőle kerámiát égetni, ezért magnéziumszilikáttal keverik. A keverési aránytól függően dielektromos állandója 8...80, dielektromos állandójának hőfoktényezője pedig $-10...+2 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$ között van.

Fontosak a különböző alkáli és földfémekkel képzett titanátok. A magnéziumtitanát dielektromos állandója 18, hőfoktényezőjének értéke $4 \cdot 10^{-5}/^\circ\text{C}$. Igen kis veszteségi tényezőjükkel ezért nagymértékben pótolják a csillámkondenzátorokat.

A báriumtitanát és különösen a bárium- és stronciumtitanát alapú kerámiák kitűnnek többeszes dielektromos állandójukkal, amely nem lineárisan függ a hőmérséklettől és nagy a veszteségi szögük is. Belőlük kisméretű, nagykapacitású kondenzátorok készíthetők.

A 2.1. táblázatban összefoglaltuk néhány, a kondenzátorgyártásnál felhasznált fontosabb kerámiaanyag jellemző adatát. (ϵ_r a relatív dielektromos állandó, α a dielektromos állandó hőfoktényezője, ϱ a fajlagos ellenállás, R_f a felületi ellenállás.)

A gyártás során az alapanyagot tisztítás után vízzel és kötőanyaggal keverik, majd a kondenzátortest alakjának megfelelő henger, tárcsa stb. alakra préselik. A nyers masszát gondosan szárítják és 1200-1400 °C között üvegszerűvé égetik.

A vezetőréteget (ezüstoxidpor tartalmu massa) szórással vagy késsel viszik fel a tisztított kerámiafelületre. Szárítás után 600-700 °C-on az ezüstoxid fémezüstté redukálódik. Erre a rétegre forrasztják a ki-vezetőket, majd lakkoldatba mártják és a lakkot ráégetik (2-4. ábra).

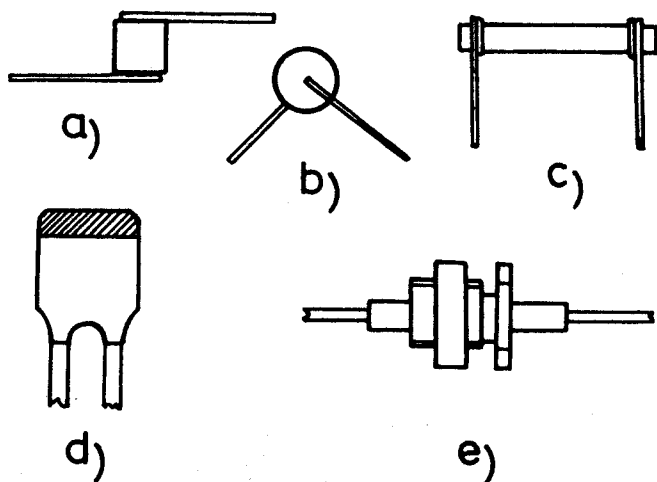
Fontosabb keramikus szigetelőanyagok jellemző
adatai

2-1. táblázat

Megnevezés	ϵ_r	$10^4 \cdot \alpha$	$10^4 \cdot \text{tg} \delta$	$\frac{\rho}{(\Omega \cdot \text{m})}$	R_t (Ω)	
Minidelt	6...7	1,2...1,6	5	10^{10}	10^{11}	nagyfrekvenciás és szűrőkon- denzátor
Rutikond N750	80...85	-6,5...-8,5	8	10^9	10^{10}	nagyfrekvenciás kondenzá- tor
Izokond N47	35...40	-0,47	6	10^8	10^{10}	nagyfrekvenciás kondenzá- tor
Izokond P33	14...18	0,33	6	10^7	10^{10}	nagyfrekvenciás kondenzá- tor
Terakond T2000	2000	nemlin.	35...200	10^7	10^{10}	kisméretű, nagyfrekvenciás szűrőkon- denzátor
Terakond T4000	4000	nemlin.	150...200	10^7	10^{10}	kisméretű, nagyfrekvenciás szűrőkon- denzátor

A nemzetközi szabványok a keramikus kondenzátorokat két csoportba sorolják:

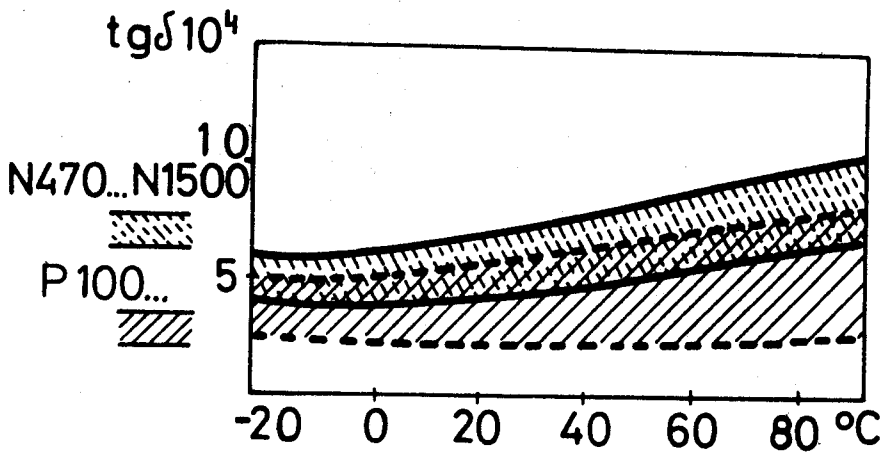
I. típus: frekvenciameghatározó áramkörök kondenzátorai, amelyek elsősorban rezgőkörökben és szűrőkörökben kerülnek felhasználásra. Jellemző tulajdonságuk a kisértékű és lineáris hőfokfüggés, alacsony veszteségi tényező (2-5. ábra), nagyfokú kapacitás-stabilitás. Negatív,



2-4. ábra

Kerámia kondenzátorok:

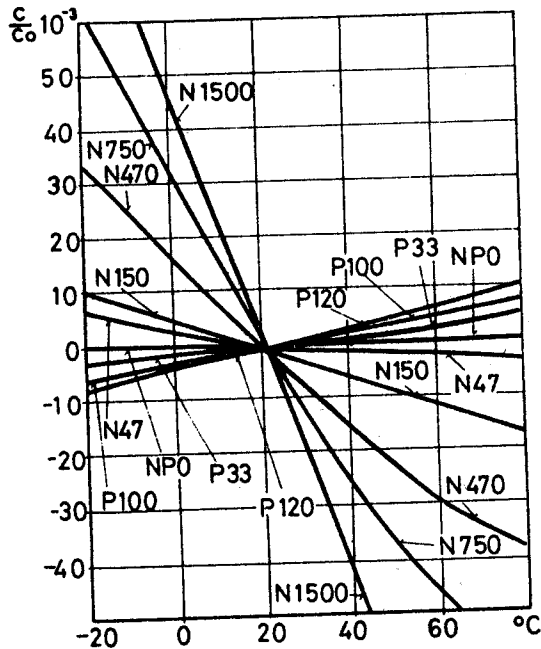
- a) és b) tárcsakondenzátorok, c) csőkondenzátor,
 d) átvezető kondenzátor, e) fólia
 kondenzátor



2-5. ábra

1. csoportba tartozó kerámiák veszteségi tényezőjének hőfokfüggése

pozitív hőfoktényezővel készíthetők, de vannak olyan kombinációk is, amelyeknek hőfoktényezője 0. Megfelelő hőfoktényező választásával elérhető, hogy a rezgőkör induktivitásának hőfokfüggését kompenzálni tudjuk. $0.5 \dots 10^{-4}$ közötti értéktartományban gyártják (2-6. ábra).



2-6. ábra
Különböző összetételű kerámiákból készült kondenzátorok kapacitásának hőfokfüggése

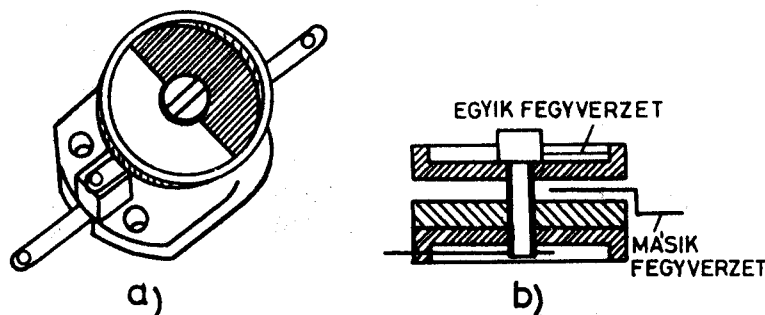
II. típus: kisméretű, nagy kapacitású kondenzátorok. Jellemző tulajdonságuk, hogy nagy a veszteségi tényezőjük (10^{-2}), hőfokfüggésük nem lineáris. Csak olyan áramkörökben alkalmazhatók, ahol ezek zavaró hatása kicsi, mint pl. tápegységek szűrőkondenzátorai, hidegítő kondenzátorok. Kis méretek mellett több tízezer pF értékek is előállíthatók.

Példaként megemlítjük az ún. záróréteg kondenzátort. A II. típusu báriumtitanát alapú kerámiatárcsa két fegyverzete ezüst, amely megfelelő hőkezelés hatására p-n átmenetet képez a kerámiatesttel. A létrejövő határréteg igen jelentős kapacitásértéket képvisel, amelynek nagysága független a két fegyverzet közötti kerámia vastagságától. A záróréteg kapacitása feszültségfüggő, így csak a megengedett maximális üzemi feszültségig állandó a kapacitása. További fejlődést jelentettek az alufóliakondenzátorok. I. és II. típusu kerámia anyagból 0,3...0,4 nm vastag fóliákat öntenek, amelyre palládium pasztát visznek fel és együtteségítéssel nagy fajlagos kapacitású kondenzátor-lapocskákat nyernek, amelyekből tömböket készítenek. Hőmérsékleti tényezőjük eléri a

$10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ -t, a $\text{tg } \delta = 10^{-4}$ és szigetelési ellenállásuk Gohm nagyságrendű.

Az ellenállásokhoz hasonlóan a kerámia kondenzátorokat is szokás színezéssel jelölni. A színskála értékszámozás szempontjából teljesen azonos az ellenállásoknál ismertekkel. Itt azonban az első (az összes többinél nagyobb méretű) színes gyűrű rendszerint a hőmérsékleti együtthatót adja meg, a második és harmadik a kapacitás számértékét, a negyedik a nagyságrendet, az ötödik a tűrést jelenti.

Megemlítjük, hogy kerámia szigeteléssel gyártanak beállító (trimmer) kondenzátorokat is, melyek kapacitása néhány tíz pF értékig terjedhet (2-7. ábra).



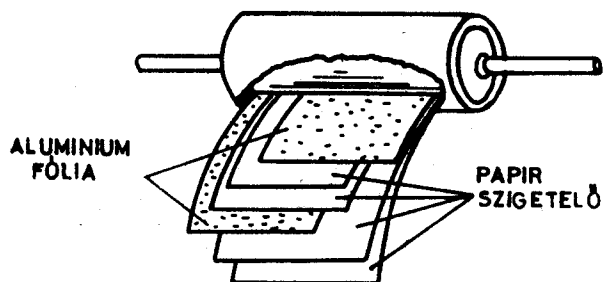
2-7. ábra
Beállító kondenzátor

2-2.3. Papirkondenzátorok

A műanyagfóliák megjelenése előtt igen elterjedten használták - és még ma is használják a papírszigetelésű tekercselt kondenzátorokat. A papír olcsó, de aránylag nagy veszteségi tényezőjű szigetelőanyag. $6 \dots 25 \mu$ vastagságú rétegekben készítik, de a gyártás során elkerülhetetlenül keletkező lukacsok és zárványok miatt legalább két-három réteget kell alkalmazni. A fegyverzet $6 \dots 8 \mu$ vastag alumíniumfólia. A kondenzátor-gyártásnál lényeges követelmény az, hogy a maradék ill. szórt inductivitás a lehető legkisebb legyen. Ezért általában $1 \mu\text{F}$ kapacitásig minden kondenzátort un. inductívitásmentes, s ezen felül inductívításszegény kivitelben gyártanak. Ez attól függ, hogyan készítik el a kötegek elektromos kivezetéseit. Az inductívításszegény kivitelnél az alumíniumfóliák keskenyebbek, mint a papírszalagok és az elektródákra helyezett lemezcsikók kivezetései. A kivezetéseket a tekercs mentén úgy helyezik el, hogy a befolyó áram elágazva, olyan menetirányba folyjék, hogy a keletkező mágneses mezők egymást kölcsönösen lerontsák.

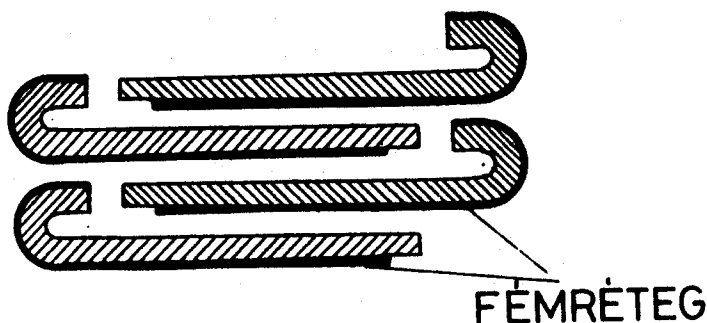
Jobb megoldás az, amikor az alumínium fóliát úgy helyezik el, hogy a papírszigetelő egyik oldalán az egyik, a másik oldalán a másik fólia álljon ki (2-8. ábra). A kondenzátor elkészülte után a kiálló alumínium rétegeket összehajtják és a kivezető vörösréz huzalhoz forrasztják. Így elérhető, hogy áram egyáltalán nem folyik a fóliák mentében, alig keletkezik mágneses tér és induktívásmentes kondenzátorokat nyerünk.

A papirkondenzátorok másik csoportja a fémezett papirkondenzátor. Ennél a kondenzátorpapírt igen vékony, $0,1\mu$ nagyságrendű fémréteggel vonják be egyik oldalán, és a kondenzátort két ilyen fémezett papírból tekercselik meg. E vékony fémréteg következtében a kondenzátor mérete lényegesen kisebb, mint a közönséges papirkondenzátoré. Ezen kívül különleges tulajdonsága, hogy meghibásodása esetén az átütés helyén a



2-8. ábra
Induktívásmentes papirkondenzátor

a kondenzátor energiája a fegyverzet egy részét elpárologtatja és ezzel regenerálja önmagát. A fémezett papirkondenzátor tekercselésénél az egyik szalagot az egyik oldalán, a másik szalagot a másik oldalon kihajtják (2-9. ábra), és a tekercselés után a kihajtott részhez forrasztják a kivezetőket.

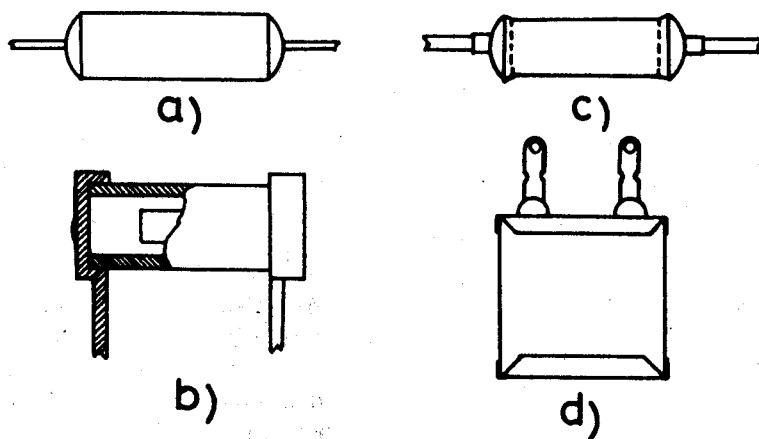


2-9. ábra
Fémezett papirkondenzátor tekercselési módja

A kivezetések hozzáferrasztása után a kondenzátort impregnálni kell. Impregnálás céljából a tekercseket zárt edénybe helyezik, majd $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ körüli hőmérsékleten vákuumban tartják, hogy a nedvesség a papirból eltávozzon. Ezután a vákuum alatt levő edényt az impregnáló anyaggal feltöltik, amelyet a papir magába szív. Az impregnáló anyag feladata egyrészt, hogy megvédje a kondenzátort a külső behatásoktól, másrészt javítsa a dielektrikum minőségét, növelve a dielektromos állandó nagyságát és csökkentve a veszteségi szöveget.

Impregnáláshoz használatos anyagok: paraffin, vazelin, olaj, klór-naftalin, klórdifenil.

Az impregnált kondenzátortekercseket nedvességálló burkolattal kell ellátni; amely lehet egyszerű műanyagház, légmentesen zárt porcelán-cső, vagy fémház (2-10. ábra).



2-10. ábra

Papirkondenzátorok

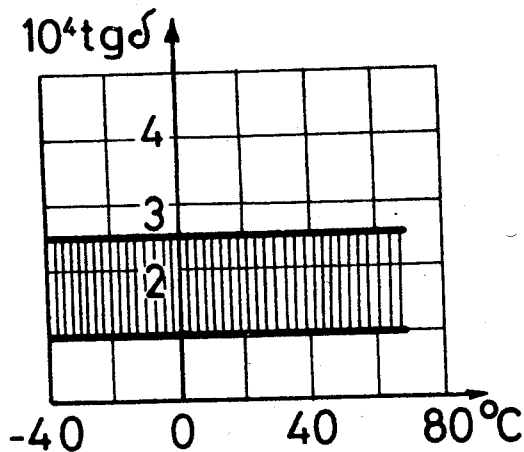
- a) műanyag burkolatban, b) légmentesen lezárt porcelán-csőben, c) hengeres, és d) szögletes fémdobozban

A papirkondenzátorokat fokozatok közötti csatoló kondenzátornak, hitelesítő kondenzátornak használhatjuk, valamint olyan általános hangfrekvenciás célokra, ahol a kondenzátor veszteségi tényezőjével szemben követelmény nincs.

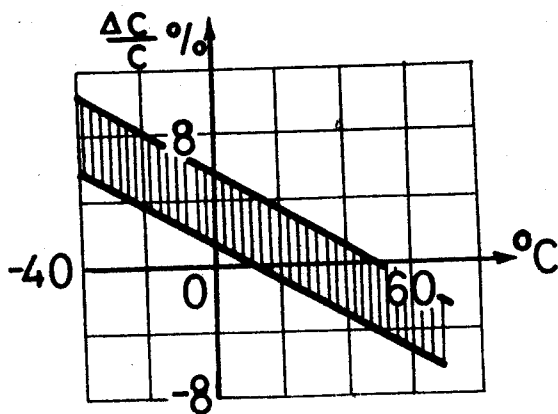
2-2.4. Műanyag kondenzátorok

Műanyag dielektrikum felhasználásával egyszerű technológiai eljárással kisméretű és jó villamos tulajdonságú kondenzátorok készíthetők. Legelterjedtebbek a polisztirol (más néven Styroflex) és a poliészter fóliával gyártott kondenzátorok.

A polisztirol dielektromos állandója nem nagy (3...5), veszteségi tényezője igen kicsiny, megközelíti a csillámét. Kisértékű (10^{-4}) és lineáris hőmérsékleti együtthatója valamint nagyfokú időstabilitása miatt alkalmas igen pontos kondenzátorok gyártására (2-11. és 2-12. ábrák).



2-11. ábra
Polisztirol kondenzátor veszteségi tényezőjének hőfokfüggése

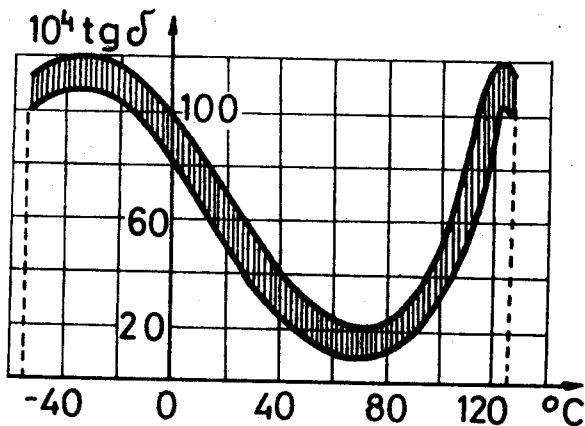


2-12. ábra
Polisztirol kondenzátor kapacitásának hőfokfüggése

A műanyagfóliás kondenzátorok készíthetők fémfóliával tekercselve vagy fémezett műanyagfóliából, a papirkondenzátorokhoz hasonlóan. A műanyag fólia szélesebb, mint a fegyverzet, ezért a tekercselés során a fémfóliához több kivezető lemezt hegesztenek.

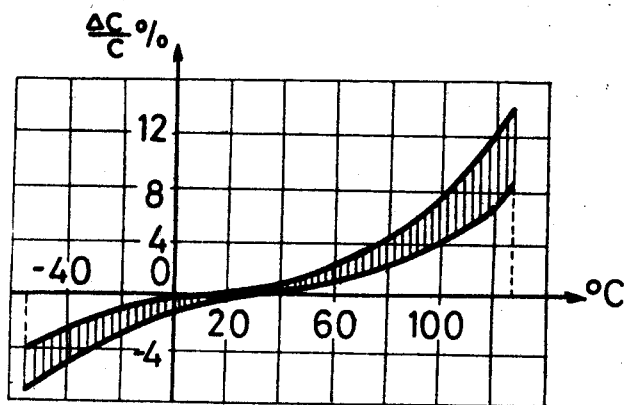
Impregnálásra nincsen szükség, mivel a műanyag nem nedvszívó. Az elektródákat a külvilágtól úgy zárják el, hogy a kondenzátor-teker-
cseket a lágyulási hőmérsékletig melegítik, ekkor a műanyag megfolyik
és az egyes menetek összeolvadása révén lezárják a kondenzátort. Kül-
önböleges klíma-követelmények esetén ugyancsak légmentesen zárt porce-
láncsóba helyezik.

Az előbbieken már említett kedvező tulajdonságaik miatt elősze-
retettel alkalmazzák minden olyan hang-, rádió- és nagyfrekvenciás
áramkörökben, ahol a kondenzátor stabilitásával és veszteségi tényező-



2-13. ábra

Poliészter kondenzátor veszteségi tényezőjének
hőmérséklet függése



2-14. ábra

Poliészter kondenzátor relatív kapacitás válto-
zása a hőmérséklet függvényében

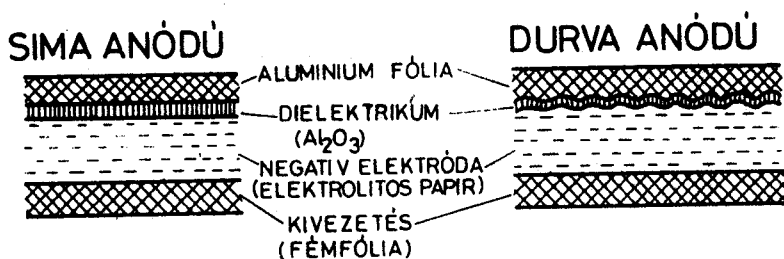
jével szemben magasak a követelmények. $10 \text{ pF} \dots 10 \mu\text{F}$ közötti értéktartományban gyártják. Míg a polisztirol kondenzátorok csupán $60-70^\circ\text{C}$ külső hőmérsékleti tartományig üzemeltethetők, addig a poliészter kondenzátorok 100°C vagy még annál is magasabb hőmérsékleten használhatók. Veszteségi tényezőjüket vagy hőmérsékleti együtthatójukat tekintve azonban nincsenek olyan jók, mint az előbbiek (2-13. és 2-14. ábra)

2-2.5. Elektrolit kondenzátorok

Az eddig tárgyalt dielektrikumok felhasználásával elfogadható méretben csak néhány μF kapacitásértékig lehet kondenzátorokat gyártani. Kisméretű, nagy kapacitású kondenzátorokhoz igen nagy átütőfeszültségű dielektrikumra van szükség. Egyes fémek molekuláris rétegben előállított oxidjának átütési térerőssége nagyságrendekkel nagyobb az előbbiekénél. Az elektrolitkondenzátorokban molekuláris fémoxidot használnak dielektrikumként.

Jelenleg kétféle elektrolitkondenzátort készítenek: az aluminium és a tantál elektrolitkondenzátort.

Az aluminium elektrolitkondenzátor egyik elektródja - az anód - 99.99% tisztaságú aluminiumlemez. Ezt az elektródot a felület növelése érdekében fluorsavval vagy sósavval maratják, ezáltal a hatásos felület a sima aluminium felületének 5-6-szorosára növekszik. Ugyanígy aránban növekszik meg a kondenzátor kapacitása is (2-15. ábra). A durvított



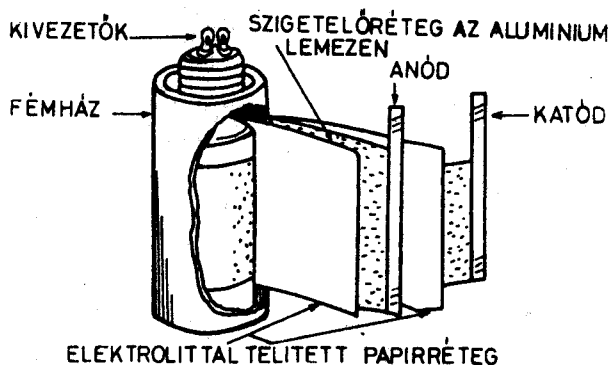
2-15. ábra

Sima és maratott anódu elektrolit kondenzátor

felületű aluminiumot bórsav vagy foszforsav gyenge oldatába helyezik, az elektrolithoz képest pozitív feszültséget kapcsolnak rá, aminek következtében az aluminium felületén $10^{-5} \dots 10^{-7} \text{ cm}$ vastagságú aluminium-oxidréteg képződik.

A kondenzátor másik fegyverzete folyadék, mivel csak a folyadék tudja követni a maratott aluminiumlemez szabálytalan felületén elhelyezkedő oxidréteget. A folyadék tárolására a maratott Al-lemez mindkét

dalán itatóspapírt és a másik hozzávezetés részére egy alumíniumlemezt helyeznek el. Ezeket a fóliakondenzátorokhoz hasonlóan feltekercselik és fémházba helyezik (2-16. ábra). Ezután az itatóspapírt elektrolittal telítik. Az elektrolit ammoniumborát és bórsav gyenge oldata, amelyhez a kiszáradás csökkentésére glykolt adnak. Az elektródákat kivezetésekkel látják el, majd légmentesen lezárják. A kezeletlen Al-lemez a katód, ezt gyakran a házzal kötik össze.



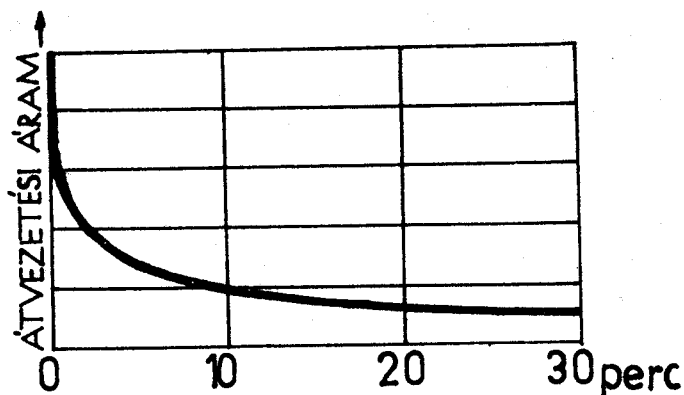
2-16. ábra
Elektrolit kondenzátor felépítése

A tantálkondenzátoroknál a fémtantál felületén tantálpentoxidot állítanak elő (Ta_2O_5), a katódot rézből vagy ezüstből készítik. Az elektródák között itt is elektrolittal átitatott itatóspapír van.

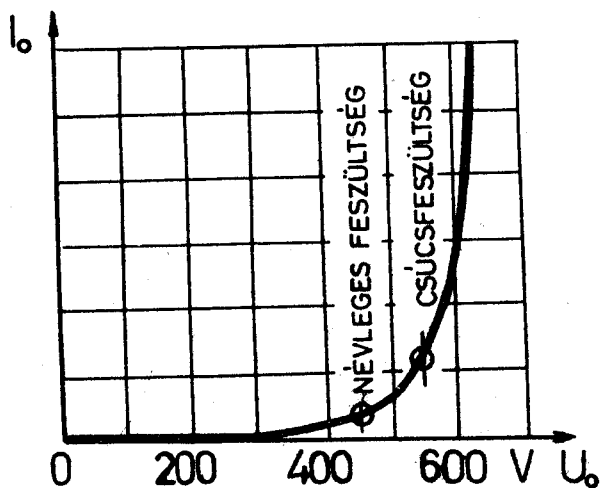
Az elektrolitkondenzátoroknál vigyázni kell a bekötés helyes polarítására, ellenkező esetben ugyanis az oxidréteg néhány másodperc alatt feloldódik és a kondenzátor zárlatos lesz. Főbb alkalmazási területe: hálózati egyenirányítók szűrőkondenzátora, katódkondenzátor, tranzisztoros áramkörökben csatoló-kondenzátor.

Az elektrolitkondenzátorokon egyenfeszültség hatására viszonylag nagy egyenáram folyik keresztül, amelyet szivárgási áramnak nevezünk. Ennek értéke mA nagyságrendű is lehet nagyobb kapacitások esetén. A szivárgási áram a bekapcsolás pillanatában a legnagyobb, minimális értékét 20-30 perc után éri el (2-17. ábra). A 2-18. ábrából látható, hogy a szivárgási áram a csúcsegyenfeszültség fölött rohamosan nő, felmelegíti a kondenzátor dielektrikumát és a kondenzátor hamarosan átút. Meg kell jegyezni, hogy a tantál-kondenzátorok szivárgási árama egy nagyságrenddel kisebb, mint az Al-fóliás kondenzátoroké.

Hosszabb ideig üzemben kívül hagyott elektrolitkondenzátorok szivárgási árama az első bekapcsolás után olyan nagy lehet, hogy a tápegység túlterhelje vagy a kondenzátor tönkremehet. Ezért üzembehelyezés előtt a kondenzátort formálni kell. Ez úgy történik, hogy a névleges fe-



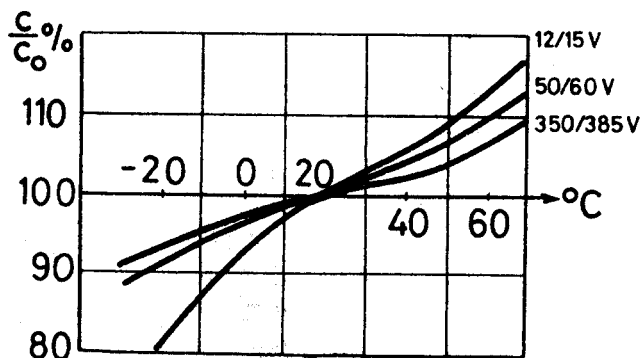
2-17. ábra
Az átvezetési áram idő-függése



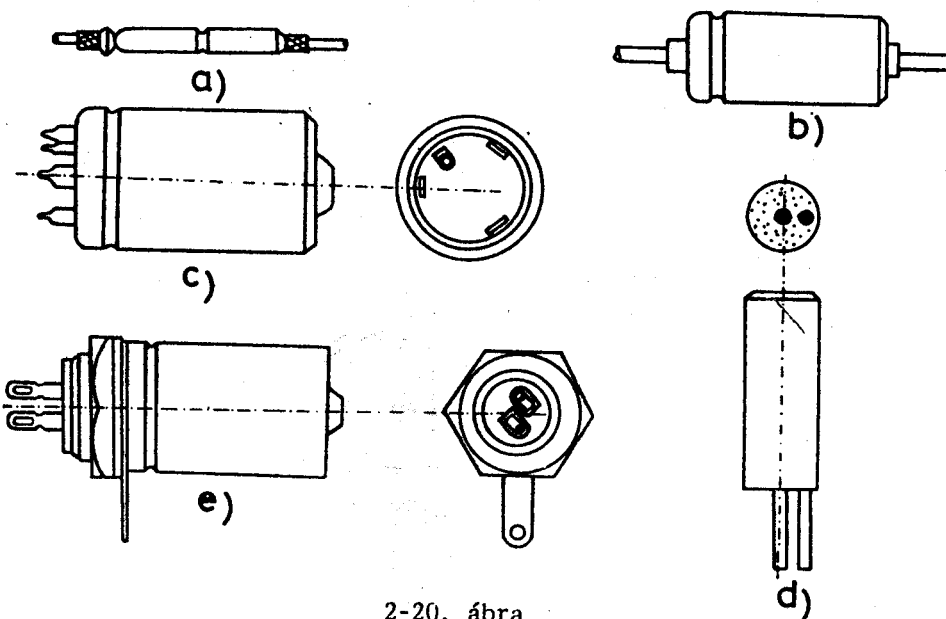
2-18. ábra
Az elektrolit kondenzátor átvezetési
árama a kondenzátorra kapcsolt egyen-
feszültség függvényében

szültség 10%-át kapcsoljuk a kondenzátorra, majd ezt a feszültséget 30-60 perc alatt emeljük a névleges feszültségig. A tantál sokkal ellen-
állóbb a savakkal szemben, mint az aluminium, így hosszabb tárolás
után is formálás nélkül alkalmazható.

Az elektrolitkondenzátorok veszteségi tényezője elég nagy, $2 \dots 5 \cdot 10^{-2}$
értékek között mozog és erősen hőfokfüggő. Jelentős értékű a hőfokté-
nyezőjük is, mint az a 2-19. ábrán látható.



2-19. ábra
Elektrolit kondenzátorok kapacitás változása a hőmérséklet függvényében



2-20. ábra

Elektrolit kondenzátor típusok:

- a) kisfeszültségű, miniatúr, önhordó kivitelben, b) kisfeszültségű, csökkentett méretű, hegesztett kivezetőkkel, önhordó kivitelben, c) kisfeszültségű, nyomtatott huzalozáshoz, d) kis átvezetési áramu, nyomtatott áramkörökhöz, e) nagyfeszültségű, kettős kapacitású, csökkentett méretű, központos felerősítésű

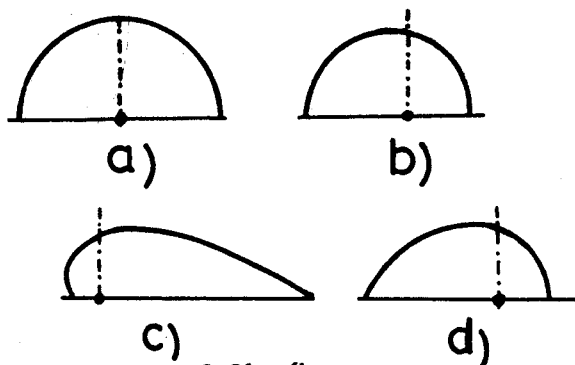
A forgalomban levő elektrolitkondenzátorok névleges kapacitása néhány tized μF -tól néhány tizezer μF -ig tart. Névleges feszültségük is széles határok között változik: 3/4...450/500 V között gyártják hazánkban (az első szám a névleges feszültséget, a második a csúsfeszültséget jelenti).

Néhány elektrolitkondenzátor-típust a 2-20. ábrán mutatunk be.

2-3. Légszigetelésű kondenzátorok

A híradástechnikában, elektronikus mérőműszerekben gyakran kerülnek felhasználásra a légszigetelésű változtatható kapacitású kondenzátorok (forgókondenzátorok). Kapacitásuk igen széles frekvenciatartományban frekvenciafüggetlen, veszteségük és szórt inuktivitásuk pedig igen kicsi. Gondos kivitel esetén 1%-nál pontosabban hitelesíthetők.

A forgókondenzátort álló és forgórész alkotja. Mind az állórész, mind a forgórész egymástól bizonyos távolságra elhelyezett lemezek sorozatából áll, a tengely elforgatásával a forgórész lemezei az állórész lemezei közé kerülnek be. A lemezalak megfelelő kialakításával elérhető, hogy a beforgatás szögétől függő kapacitásérték meghatározott függvény szerint változzék. A négy leggyakrabban alkalmazott lemezalakot és a hozzájuk tartozó kapacitás függvényt a 2-21. és 2-22. ábra mutatja be.



2-21. ábra

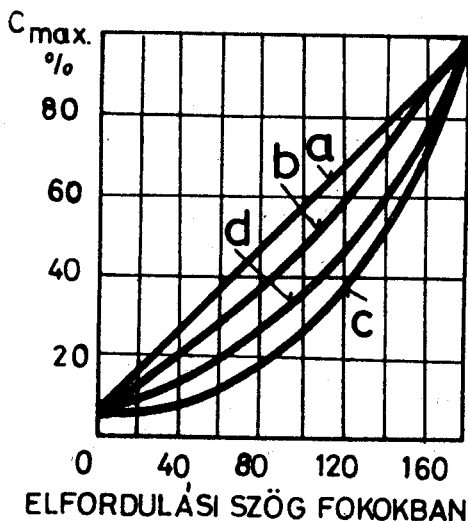
Különböző forgókondenzátor-lemezalakok

Az a) ábrának megfelelő félkör alakú forgórész esetében az elfordulás szögével lineárisan változó kapacitásmenetet kapunk. Legfontosabb alkalmazási területe a méréstechnikában van.

A b) ábrán látható lemezalak esetében a hullámhossz változik az elforgatás szögével arányosan (rezgőköröknél a hullámhossz a $\sqrt{LC}$ -vel arányos). Hullámmérőkben használják.

Annak érdekében, hogy a rádiókészülékek skáláján az állomások lehetőleg egyenletesen legyenek elosztva, az un. frekvencia-lineáris kondenzátorokat alkalmazzák. Mivel a frekvencia $1/\sqrt{LC}$ -vel arányos, ezért a beforgatás szögének is ezzel kell arányosnak lennie, azaz $C \sim 1/\alpha^2$ (c) ábra).

Gyakran alkalmazzák - főleg kettős forgókondenzátoroknál - az exponenciális karakterisztikájú kondenzátorokat (d) ábra), mivel a rezgőkörök együttfutása akkor is biztosítható, ha az egyes kötegek egymáshoz képest bizonyos kezdeti szöggel el vannak forgatva. A légszigetelésű kondenzátorok kezdeti kapacitása (kiforgatott helyzetben) néhány pF, míg maximális értéke 400...500 pF. Miniatur kivitelben is gyártják.



2-22. ábra
Beforgatás szögével változó kapacitás különböző lemezalaknál

2-4. Vákuum- és gázszigetelésű kondenzátorok

Speciális célokra (pl. adó berendezések nagyfrekvenciás rezgőköréhez) olyan kondenzátorokat készítenek, amelyekben a dielektrikum ill. a szigetelő anyag szerepét vákuum vagy nagynyomású semleges gáz tölti be. Veszteségi tényezőjük kicsi, átütési feszültségük és stabilitásuk igen nagy. 500 pF alatt elsősorban a vákuumkondenzátorokat, 1-10 nF között pedig a gázöltésű kondenzátorokat gyártják.

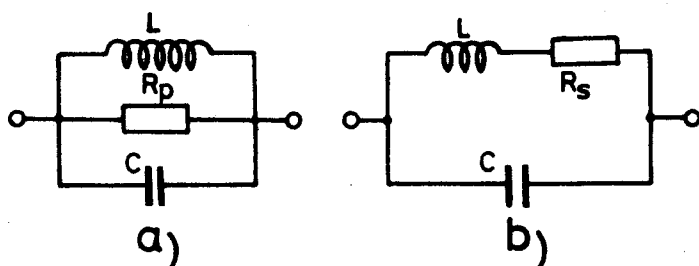
3. fejezet

INDUKCIÓS TEKERCSEK ÉS TRANSZFORMÁTOROK

A félvezető eszközök és az integrált áramkörök nagyarányú elterjedése gyökeres változást eredményezett az elektronikus áramkörök és berendezések tervezésében és kivitelezésében. A tekercseket és transzformátorokat nagy terjedelmük és elég költséges előállításuk miatt egyremkább RC körök váltották fel, amelyeknek a súlya is lényegesen kisebb, mint az előbbieké. Kivételt képeznek az erősáramu berendezések, ahol a nagy teljesítmény miatt még igen gyakori elemek a különböző típusú transzformátorok és fojtótekercsek. Mi azonban csak olyan induktivitásokkal és transzformátorokkal foglalkozunk, amelyeket elsősorban a gyengeáramu műszertechnikában, valamint a rádió és erősítő berendezésekben használnak. Tárgyalásunk során azokat a fizikai alapfogalmakat, amelyek egyrészt a Kísérleti Fizika II. előadás, másrészt a számolási gyakorlatok tárgyát képezik, ismertetni tételezzük fel, így ezekkel külön nem foglalkozunk.

3-1. Veszteséges induktivitás

Az induktivitások általában huzalokból készített tekercsek, amelyek viselkedése eltér az ideálistól. Ennek okai a következők: a huzal véges ellenállása (rézvesztés), nagyfrekvencián a felületi (skin) hatás, a környező fémtárgyakban indukció következtében fellépő veszteségek, a tekercstartó és a szigetelő dielektrikumában fellépő veszteségek és magas frekvenciáknál a sugárzási veszteségek. Vasmagos tekercsek esetében fellépnek még örvényáramu- és hiszterézisvesztések is. Mindezeket - hasonlóan a kondenzátorok veszteségeihez - a veszteségmentesnek tekintett L induktivitással sorbakapcsolódó R_s , vagy a vele párhuzamosan kapcsolódó R_p ellenállás felvételével vehetjük figyelembe. Sokszor a tekercs szórt- és menetkapacitása sem hanyagolható el, amelyet egyetlen párhuzamosan kapcsolt kondenzátorral helyettesíthetjük. A veszteséges induktivitás helyettesítő kapcsolása a 3-1. ábrán látható.



3-1. ábra

Tekercssel megvalósított induktivitás helyettesítő kapcsolásai:

a) párhuzamos, b) soros veszteségi ellenállással

A tekercs veszteségének jellemzésére a veszteségi tényezőt használjuk, amely a tekercs által felvett veszteségi teljesítménynek és a meddő teljesítménynek a hányadosa:

$$D = \frac{P_v}{P_m}$$

Ha első közelítésben a szórt- és menetkapacitástól eltekintünk, akkor a veszteségi tényező a párhuzamos kapcsolásból:

$$D = \frac{P_v}{P_m} = \frac{U^2/R_p}{U^2/\omega L} = \frac{\omega L}{R_p} \quad (3-1)$$

Hasonló módon a soros helyettesítő kapcsolásból:

$$D = \frac{I^2 R_s}{I^2 \omega L} = \frac{R_s}{\omega L} \quad (3-2)$$

A kondenzátoroknál tárgyaltakhoz hasonlóan a veszteségi tényező egyben tangense annak a veszteségi szögnek, amellyel az áram és a feszültségvektor közötti fázisszög 90° -nál kisebb. A jósági tényező (Q) a veszteségi tényező reciproka.

Mivel mindkét helyettesítő kapcsolat egy adott frekvenciatartományban a tulajdonképpeni veszteséges önindukciós tekercs helyett alkalmazható, ezért mind a soros, mind a párhuzamos kapcsolásnak egyenértékűnek kell lenni egymással. $Q > 10$ esetében bármelyik helyettesítő kapcsolással dolgozunk, az önindukciós együtttható értéke 1%-on belül a

tényleges önindukciós együtthatónak felel meg, a soros és párhuzamos veszteségi ellenállás pedig egymásba könnyen átszámítható.

Nagyobb frekvenciákon, ahol a tekercs menetei és rétegei közötti kapacitás nem hanyagolható el, a párhuzamos helyettesítő kapcsolás alapján az R_p veszteségi ellenállással párhuzamosan kapcsolódó reaktancia hatása a következőképpen fejezhető ki:

$$X = j \omega L_\ell = j \omega L \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$$

Amíg a nevező pozitív, vagyis

$$\omega^2 < \frac{1}{LC}$$

a reaktancia induktív jellegű, a tekercs látszólagos induktivitása (L_ℓ):

$$L_\ell = \frac{L}{1 - \omega^2 LC}$$

Az $\omega_0^2 = 1/LC$ frekvencián (rezonanciafrekvencia) a reaktanciafüggvénynek szakadása van. ω_0 -nál nagyobb frekvencián a tekercs elvesztí induktív jellegét.

Az elektronikában felhasznált tekercsek két csoportra oszthatók: légmagos tekercsekre és vasmagos tekercsekre (amelyek mágneses térben ferromágneses anyag van). Mivel mágneses szempontból a nem ferromágneses anyagok a levegőhöz hasonlóan viselkednek, ezért az ilyen tekercsek is légmagos tekercseknek szokták nevezni. A veszteségek csökkentése érdekében azonban ügyelni kell arra, hogy ne legyen fémes vezető anyag a mágneses térben és a szigetelő tartók is megfelelő tulajdonságúak legyenek.

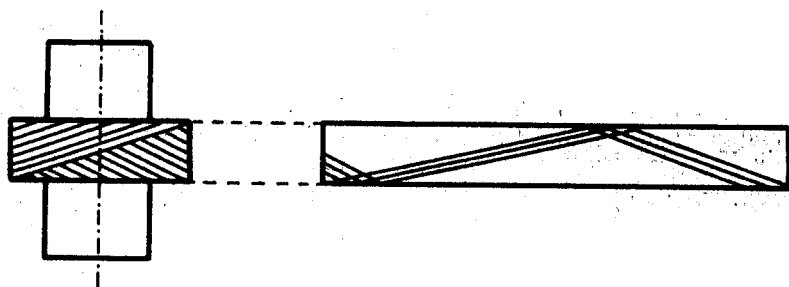
3-2. Légmagos tekercsek

Legegyszerűbb az egysoros tekercs felépítése. Készülhet tekercstest nélkül és tekercstesttel. A tekercstest nélküli tömör huzalból vagy csőből készül. A megfelelő merevség biztosítása az anyagvastagság helyes megválasztásával lehetséges. Többnyire a méter és deciméter hullám-

hosszu tartományban dolgozó adó- és vevőkészülékekben használják. A tekercsnek kicsi a szórt kapacitása és dielektromos vesztesége.

Tekercstest használata esetén annak anyagát különös gonddal kell megválasztani. Legyen kicsi a hőágulási együtthatója, hogy melegedés hatására ne változzon meg a tekercs mérete és ezzel induktivitása. A megfelelő tekercsjság érdekében kicsinek kell lenni a dielektromos veszteségeknek is, így legkedvezőbbek a kerámiából, polisztirolból, akrilgyantából készült tekercstestek.

Egysoros tekercset $5-10\mu\text{H}$ önindukciós együttható alatt használnak. Nagyobb induktivitást kis méretek mellett többréteges tekercssel érhetünk el. A szórt kapacitások csökkentése és a kis méretek elérése érdekében legtöbbször kereszttekercselést alkalmazunk (3-2. ábra), mert az egymás melletti menetek között kicsi a feszültségkülönbség és keresztvezéskor a nagyobb potenciálkülönbségű huzalok csak egyetlen pontban érintik egymást. A kész tekercseket legtöbbször impregnálják, amellyel egyrészt rögzítik a meneteket, másrészt védik a nedvességtől és növelik az átütési feszültséget.



3-2. ábra
Kereszttekercselés

Nagyfrekvenciás tekercseknél a skin-hatás okozta veszteség csökkentése érdekében gyakran használnak litze huzalt. A litze huzal $0.05...0.07\text{ mm}$ átmérőjű szigetelt elemi szálakból főtt huzalköteg, amely a felhasználási területtől függően $10...100$ szálból készül.

A légmagos tekercsek induktivitásának kiszámítására sok képlet áll rendelkezésre. Ezek elméleti megfontolások révén keletkeztek és $0.5...1\%$ pontosságúak. Mivel a tekercsek induktivitása a tekercsekhez tartozó mágneses terek alakjától függ, ezért általában komplikált összefüggések és grafikus segédeszközök szükségesek az induktivitás kiszámításához (grafikonok, görbék, nomogramok), amelyek számos irodalomban megtalálhatók: [2], [25], [28].

Példaként megadunk két egyszerűbb képletet, amelyek segítségével gyorsan és a gyakorlati igényeknek megfelelően lehet tekercseket tervezni. A megépítés után ugyanis pontos beállítás szükséges.

Egysoros hengeres tekercs:

$$L = \frac{n^2 (D + d)}{b} \cdot 10^{-2} \mu H \quad (3-3)$$

Kereszttekercselésű tekercs:

$$L = \frac{(D + a)^2 n^2}{0,38 (D + d) + 1,15b + 1,25 a} \cdot 10^{-2} \mu H \quad (3-4)$$

ahol:

- L - az induktivitás értéke, μH ;
- D - a tekercs átmérője, cm;
- b - a tekercs hossza, cm;
- d - a felhasznált huzal átmérője (szigeteléssel együtt), cm;
- n - a menetszám;
- a - többretegű tekercsnél a tekercselt rész magassága a tartótest fölött, cm.

Az első képlet alapján meghatározott induktivitás értéke 1-1.5% pontosságu, a második képlet esetében, amely teljesen tapasztalati jellegű, 100 menetesnél nagyobb tekercseknél 5%-on belüli pontosságot érhetünk el.

3-3. Vasmagos tekercsek

Nagy önindukciós egyúttartóju tekercsek és transzformátorok gyártásánál ferromágneses anyagokból készített tekercsmagokat alkalmaznak. A mágneses anyagok részletesebb ismertetése előtt röviden összefoglaljuk azokat a fontosabb potenciometereket, amelyeket a mágneses hiszterézis görbe (3-3. ábra) alapján értelmezhetünk:

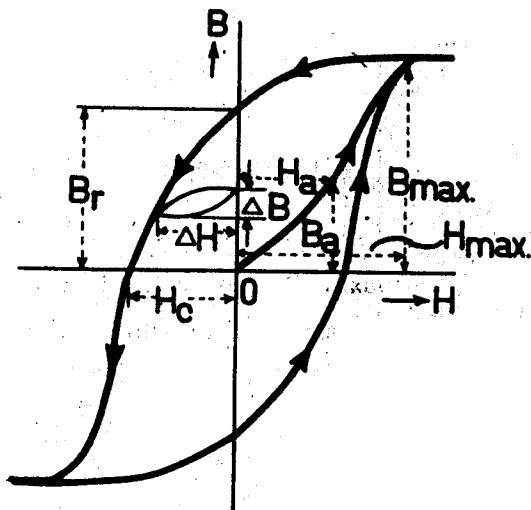
- H_c koercitiv erő az a fordított irányú térerősség, amely-nél a B indukció zérussá válik;
- B_r remanencia, a $H = 0$ helyen vett B érték;
- B_{max} telítési indukció, az indukció értéke telítésig mágnesezt anyagban;
- μ_k kezdeti permeabilitás, az anyag permeabilitása olyan kicsi térerősségnél, amelynél a permeabilitás még függetlennek tekinthető a térerősségtől;
- μ_M maximális permeabilitás.

Az előzőekben felsorolt mágneses paramétereket zárt gyűrű alaku vasmagokon mérik.

A fentiekén kívül még ismernünk kell az anyag fajlagos egyenáramu ellenállását (ρ), valamint a Curie hőmérsékletet (T_C). (A ferromágneses anyagok a Curie pontnál magasabb hőmérsékleten elvesztik erős mágneses tulajdonságukat, paramágnesek lesznek. Vasnál $T_C = 769^\circ\text{C}$, nikkelnél 360°C).

A mágneses anyagokat a koercitív térerősség nagysága szerint két nagy csoportra osztjuk. Kemény mágneses

anyagoknak, röviden mágneseknek nevezzük azokat, amelyeknél [34]



3-3. ábra
Hiszterézis görbe

$$H_c > 10 \frac{\text{kA}}{\text{m}} .$$

Ezeket állandó mágneses terek előállítására használják és a nagy koercitív erő mellett nagy remanenciával kell hogy rendelkezzenek. Lágy mágneses anyagoknak nevezzük azokat, amelyeknél

$$H_c < 300 \frac{\text{A}}{\text{m}} .$$

A két határ közötti tartományban levő anyagok alkalmazásuk szerint sorolhatók egyik vagy másik csoportba.

A lágy mágneses anyagok koercitív ereje kicsi, könnyen átmágnesezhetők, így váltakozó mágneses térben ezeket használják. Mivel az átmágnesezéshez munka kell, melynek nagysága arányos a hiszterézis görbe területével (hiszterézis-veszteség), ezért a kis koercitív erő mellett még kis remanenciára is törekednek.

A váltakozó mágneses tér örvényáramot indukál a ferromágneses anyagokban, amely szintén veszteséget jelent. A hiszterézis és örvényáram-veszteséget közösen vasveszteségnek nevezik.

A vasveszteség kiszámítása meglehetősen bonyolult feladat. A részletek mellőzésével csupán annyit említünk meg, hogy V térfogatu vasmagban a hiszterézis veszteségi teljesítmény lemezelt vasmag esetében

$$P_h \sim \frac{f B_M^3 V}{\mu_k^3}, \quad (3-5)$$

ahol B_M a maximális indukció, f a frekvencia;
az örvényáram veszteségi teljesítménye pedig

$$P_o \sim \frac{f^2 B_M^2 d^2 V}{\varrho}, \quad (3-6)$$

ahol d a lemezvastagság, ϱ a lemez anyagának fajlagos ellenállása, B a lemez keresztmetszetén áthaladó indukció átlagértéke.

Az összefüggésekből jól látható, hogy a vasveszteség csökkentése érdekében lehetőleg vékony, nagy fajlagos ellenállású és kezdeti permeabilitású lemezeket kell használnunk. Nagy átmágnesezéseknel P_h a B_M^3 helyett csupán B_M^2 -tel arányos, míg P_o -re a (3-6) összefüggés, a kísérleti tapasztalatok alapján, itt is jól alkalmazható.

A lágy mágneses anyagok lehetnek ötvözetek és vegyületek. Az ötvözetek alapját vas vagy nikkel képezi.

3-3.1. Ötvözött lágy mágneses anyagok

A legegyszerűbb lágy mágneses anyag a tiszta vas, amelynek azonban kicsi a fajlagos ellenállása (3-1. táblázat), ezért nagy az örvényáramu vesztesége. Az örvényáram-veszteséget egyrészt a vas fajlagos ellenállásának növelésével, másrészt lemezelt vasmagok készítésével csökkenthetjük.

Hálózati transzformátornál, hangfrekvenciás kimenő transzformátoroknál és fojtótekerccsnél vas-szilícium ötvözetet használnak, maximálisan 4% Si tartalommal. A vas fajlagos ellenállása kb. hatszorosára nő az ötvözéssel, amellet az anyag mágneses tulajdonságai is javulnak. Jelölősen csökkenthető a vasveszteség anizotróp kristályszerkezet létrehozásával is. Ha az utolsó hengerlést hidegen végzik, a szemcsék a hengerlés irányába rendeződnek, ebben az irányban kisebb lesz a mágneses ellenállás, nő a permeabilitás. Fontos, hogy a mágneses tér iránya meg egyezze a hengerlés irányával, ezért az előbbi eljárással készített vas-

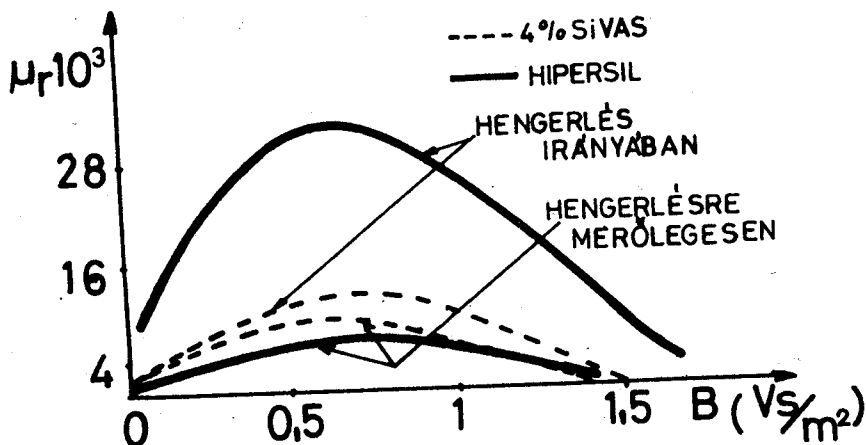
Lágymágneses anyagok főbb jellemzői

3-1. táblázat

Elnevezés	Összetétel	μ_k	μ_M	H_c A/m	B_{max} Vs/m ²	B_r Vs/m ²	ϱ $\mu\Omega m$	T_C °C
Svédvas	99,9Fe	200	5000	80	2,15	1,3	0,1	770
Nikkel	99 Ni	110	600	272	0,65	0,36	0,8	360
Si lemez	4 Si 96 Fe	400	7000	40	1,93	1,2	0,6	690
Hipersil lemez	3,6 Si 96,4Fe	1500	30000	12	1,9	-	0,5	
Permalloy A	78,5 Ni 21,5Fe	8500	100000	4	-	0,6	-	580
Permenorm 4801	48 Ni 52 Fe	2200	30000	12	1,5	0,8	0,55	440
Vacodur 16	16 Al 84 Fe	4000	40000	2-4	0,75		1,45	
Permalloy C	4 Mo 75 Ni 21 Fe	25000	80000	2-4	0,9		0,55	430
Supermalloy	5 Mo 79 Ni 16 Fe	100000	800000	0,32	0,8		0,6	
V permendur	2 V 49 Co 49 Fe	800	4500	160	2,3	1,4	0,3	980

magot - amely Hipersil néven került forgalomba - szalagból, tekercseléssel állítják elő.

A 3-4. ábrán látható a hidegen hengerelt Hipersil és a melegen hengerelt 4% Si tartalmu transzformátorlemeznek a vákuumhoz viszonyított relatív permeabilitásának változása B függvényében, a hengerlési irányba eső és arra merőleges mágnesezésnél.



3-4. ábra

Hipersil- és transzformátorlemez relatív permeabilitása

Hangfrekvenciás, nagyjóságu tekercsek és transzformátorok gyártásához vas-nikkel ötvözeteket használnak. Legfontosabb ilyen ötvözet a Permalloy A, amely 78,5 s% nikkel tartalmaz. Kezdeti és maximális permeabilitása nagy, koercitív ereje kicsi. Ezt a kiváló tulajdonságot csak igen gondos hőkezeléssel biztosíthatjuk.

A 3-1. táblázatban összefoglaltuk néhány, gyakrabban használt vas-mag-anyag összetételét és főbb mágneses paramétereit.

Ismételten hangsúlyoznunk kell, hogy valamennyi közepes és nagy permeabilitású anyag végleges mágneses tulajdonságait csak hosszadalmas és több részből álló hőkezelés után éri el [2], [18]. Külső mechanikai behatásra (nyomás, hajlítás, nyírás stb.) a mágneses jellemzők leromlanak, ezért a hőkezelés utolsó részét a végső lemezalak elérése után meg kell ismételni és a vasmag összeállításakor a lemezeket a lehető legkisebb mechanikai igénybevételnek szabad csak kitenni.

A szilícium ötvözetekből készített lemezek vastagsága 0.35...0,5 mm között van, míg a nikkel tartalmu ötvözeteknél 0.02...0.35 mm vastag lemezekkel dolgoznak, hogy az örvényáram-veszteséget a lehető legkisebb értéken tartsák.

Tájékoztatásul közöljük, hogy a 4% Si tartalmu transzformátorlemez-nél a vasvesztés 0.35 mm lemezvastagság esetén 1.3 watt/kg, míg 0.5 mm lemezvastagság mellett 1.7 watt/kg 1 Vs/m² maximális induk-

ció mellett. 4% Si tartalmu anizotróp Fe-Si szalagnál már csak 0.5 watt/kg a veszteség. A Fe-Ni ötvözeteknél még kedvezőbb a helyzet, pl. Permalloy C esetében 0.5 Vs/m² indukció mellett a veszteség csupán 0.04 watt/kg.

Az örvényáram-veszteségek további csökkenése érhető el por alaku anyagokból készült vasmagok alkalmazásával, amelyek porvasmag néven ismeretesek. Erre a célra leggyakrabban por alaku permalloyt és vaskarbonilból nyert vasszemcséket használnak. A szemcsék mérete 1...10 μ között van. A kapott port szigetelő- és kötőanyaggal keverik úgy, hogy a szigetelőanyag lehetőség szerint vékony réteget képezzen a szemcsék felületén. Ezáltal a szemcsék elektromosan nem érintkeznek egymással és az örvényáram-veszteség kis értéken marad. Az így nyert keverékből nagy nyomás alatt különböző alaku magokat préselnek és hőkezelik. Relatív permeabilitásuk 10...125 között van, és aránylag széles tartományban független a mágnesezéstől. Rádiófrekvenciás tekercsek gyártásánál alkalmazzák.

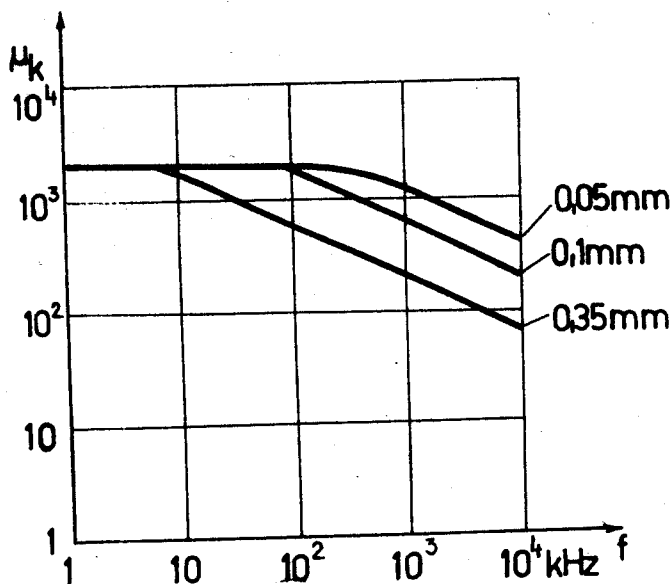
Az örvényáram kialakulása azonban nemcsak azzal a következménnyel jár, hogy a vasmagban veszteség keletkezik, hanem egy bizonyos határfrekvencia felett a vasmag hatásos permeabilitása és ezzel a tekercs induktivitása is csökken. Az örvényáram által keltett mágneses tér ugyanis ellene dolgozik az eredeti mágneses térnek, és ennek következtében megakadályozza, hogy az mélyen behatoljon az anyagba. Tehát a hatásos vaskeresztmetszet lecsökken. A 3-5. ábrán bemutatjuk egy adott kezdő permeabilitású anyag permeabilitásának frekvenciafüggését $d = 0.05, 0.1$ és 0.35 mm lemezzvastagságnál.

Végül meg kell még említenünk azt is, hogy ha vasmagos tekercsen keresztül szinuszos alaku váltóáram folyik, akkor a histerézisgörbe következtében - a nem lineáris B-H összefüggés miatt - a tekercs sarkain fellépő feszültség nem lesz szinuszos alaku. Torzított feszültség keletkezik, amelynek alapfrekvenciája megegyezik a gerjesztő áram frekvenciájával. A felharmonikusok nagysága Fourier analízissel határozható meg.

A gyakorlatban sokszor előfordul, hogy egy transzformátor primer oldalán vagy egy indukciós tekercsen állandó előmágnesező egyenáram folyik keresztül és erre az egyenáramra szuperponálódik a váltóáram. Ekkor az előmágnesezési pontból kiindulva kis histerézishurok keletkezik (3-3. ábra). Ha ez a mellékhurom elég kicsi, akkor a két ága gyakorlatilag összessik és ennek hajlásszöge adja meg a reverzibilis permeabilitás értékét, amely mindig kisebb a kezdeti permeabilitásnál:

$$\mu_{\text{rev}} = \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right)_{H \rightarrow 0}.$$

Ilyen esetben a kezdeti permeabilitás helyett ez az érték szabja meg az alkalmazott tekercs induktivitását.



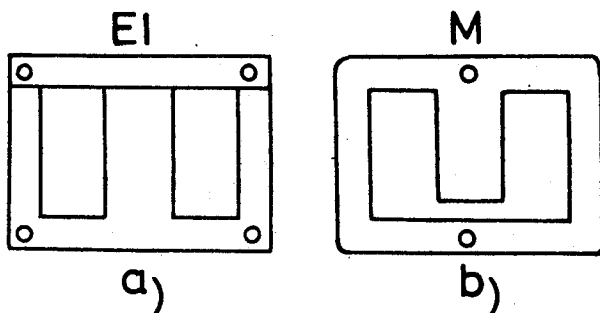
3-5. ábra

$\mu_k = 20000$ kezdő permeabilitásu anyag
relativ permeabilitásának frekvenciafüggése
 $d = 0,05; 0,1$ és $0,35$ mm lemeztvastagság esetén

Az előzőekben felsoroltuk azokat a tényezőket, amelyek kisebb-nagyobb mértékben befolyásolják a tekercsek és transzformátorok üzemi tulajdonságait. A stabilitás javítására, a vasveszteség és a torzítás csökkentésére, továbbá az egyenáramú előmágnesezés permeabilitáscsökkentő hatásának mérséklésére a vasmagban légrést alkalmaznak. A légrés következtében nemcsak a vasmag kezdeti permeabilitása, hanem annak külső tényezőktől való függése is lecsökken. Megnö a vasmag határfrekvenciája is. Mindezek alapján légrés alkalmazása elsősorban hangfrekvenciás kimenő transzformátoroknál, fojtótekercseknel és nagyfrekvenciás tekercseknel válhat szükségessé.

3-3.2. Lemezelt vasmagok és tekercstestek

A lágy mágneses anyagokból készült magok kiviteli formája a felhasznált anyagoktól függ. Hengerelt, izotróp anyagoknál leggyakrabban a köpenymag formákat használják (3-6. ábra). A maglap középső oszlopának szélessége a szélső oszlopok szélességének összege, így biztosítva van, hogy a külső oszlopokban és a belső oszlopban azonos legyen



3-6. ábra

Lemezmaglapok köpenymaghoz: a) EI, b) M magok

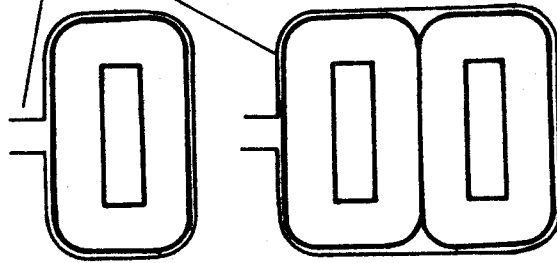
az indukció. A vasmag készítésénél az előírt vaskeresztmetszetnek megfelelő számú lapot helyezünk egymásra. Amennyiben légrésre van szükség, az EI lapok esetén azt az E és az I lapok közé helyezett keménypapírral lehet biztosítani. Ha légrésre nincsen szükség, akkor a lemezek rossz illeszkedése miatt keletkező légrés hatásának kiküszöbölésére az E és I lapokat váltakozva helyezzük egymásra, így minden légrés mellé - azt átlapolva - jó mágneses vezető kerül, a légrés hatása gyakorlatilag megszűnik.

M lemezlapoknál a légrést a csévetest elhelyezése miatt amugy is felvágott középső oszlop hosszának megválasztásával lehet biztosítani. Ha légrés nélküli vasmagra van szükség, akkor itt is váltakozva helyezzük egymásra a lapokat, így a középső oszlop felvágása miatt keletkező légrés hatása szintén megszűnik. Az M magok legnagyobb hátránya, hogy a középső oszlopot ki kell hajlítani a csévetest behelyezésekor, ami kényesebb anyagoknál a mágneses adatok romlását eredményezi. A jelenleg is gyártott híradástechnikai kistranszformátorok vasmagjainak adatai kézikönyvekben megtalálhatók [13], [25].

Anizotróp anyagok csak egyik irányban rendelkeznek jó mágneses tulajdonságokkal, ezért ezekből a mágneses magokat tekercseléssel állítják elő. A leggyakrabban alkalmazott típusokat a 3-7. ábrán láthatjuk. Az ovális köpenymagot tekercselés után szétvágják, a vágási felületeket kőszőrülik és polírozzák, hogy az összeállításnál a lehető legkisebb legyen a légrés.

A lemezeket az örvényáram csökkentése céljából egymástól el kell szigetelni. A szigetelésre Si ötvözeteknél elegendő a lemezek felületén keletkező oxidréteg. Más anyagoknál, valamint a tekercselt magoknál vékony lakk vagy egyéb szigetelőréteget helyeznek el a lemez egyik felületén. A szigetelőréteg következtében a vasmag A_m mágneses keresztmetszete kisebb lesz az A_g geometriai keresztmetszetenél, a kettő hányadosa a vaskitöltési tényező,

SZORÍTÓ BILINCS

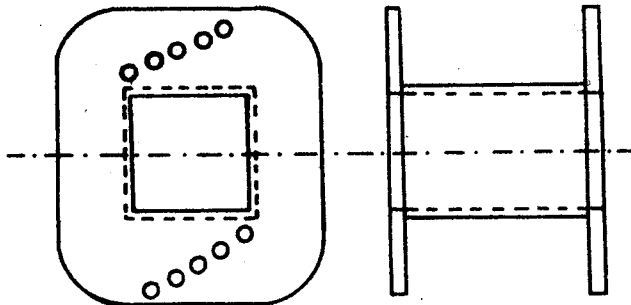


3-7. ábra
Tekercselt gyűrű, ovál és köpenymag

$$F_v = \frac{A_m}{A_g} \quad (3-7)$$

F_v értékét különböző lemezvastagságokra szabványok rögzítik.

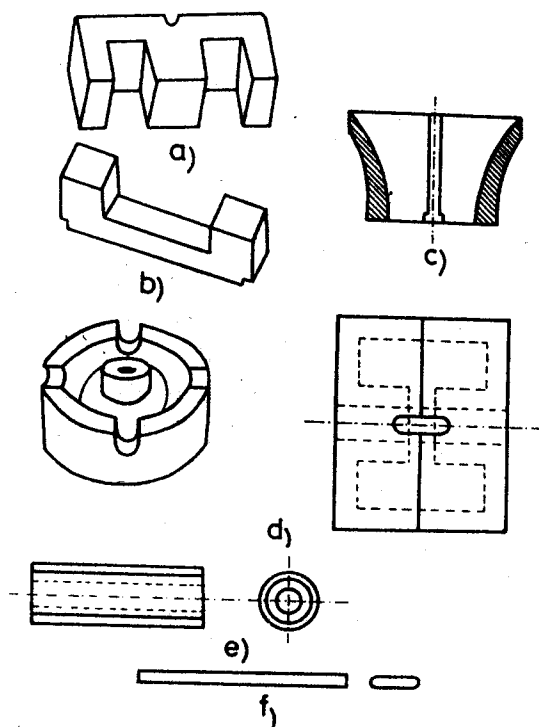
A tekercset csévetesten (tekercstesten) helyezik el. A csévetest a tekercs számára megfelelő mechanikai szilárdságot biztosít és elektromosan elszigeteli a mágneses magtól. A 3-8. ábrán köpenymaghoz használt csévetestet láthatunk. Homloklapjain a huzalkivezetések elkészítésére 1.5-2 mm átmérőjű lyukakat fúrnak. Anyaga bakelit, prespán vagy műanyag.



3-8. ábra
Csévetest EI és M lapokból összeállított, tekercselt köpeny- és ferrit E maghoz

3-3.3. A ferritek

A ferritek fémoxidból álló, a kerámiához hasonló anyagok, amelyeket nagy hőmérsékleten történő zsugorítással (szintereléssel) állítanak elő. Az előállításához két- és háromvegyértékű fémek oxidjait használják fel. Ezek közül a legfontosabbak a Fe, Ni, Mn és Mg oxidjai. A fém-oxidokat - az előállítandó anyagtipustól függő - pontosan meghatározott arányban összekeverik és $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ körüli hőmérsékleten előszinterelik. Ezek után préssel állítják elő a jól ismert ferritmagokat, amelyek mágneses tulajdonságai és méretei egy $1300\text{ }^{\circ}\text{C}$ körüli végső szinterelés hatására alakulnak ki. A leggyakrabban használt ferritmag típusokat a 3-9. ábra mutatja.



3-9. ábra

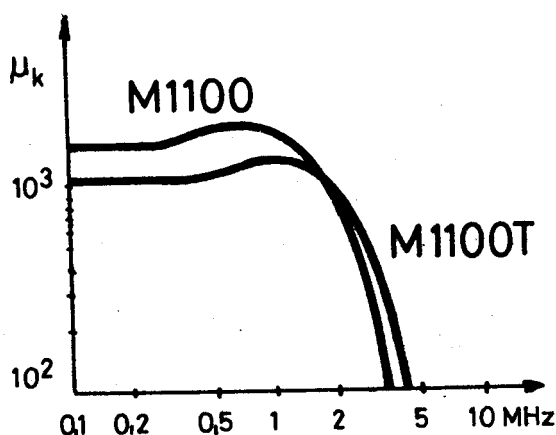
Különböző típusu ferritmagok:

- a) E mag, b) U mag, c) TV eltérítő tekercs ferrit-mag,
d) fazék-mag, e) hangoló csavar, f) ferrit rud

A ferritek alkalmazásánál elsősorban a nagy kezdő permeabilitás, a kis összveszteség, és az igen nagy fajlagos ellenállás - amely $10^7 \dots 10^9$ -szer nagyobb, mint a fémes anyagoké - jelent nagy előnyt. A nagy fajlagos ellenállás miatt igen kicsi az örvényáram-veszteség és

így a ferritek lényegesen magasabb frekvenciákig használhatók, mint a legvékonyabb lemezmagok, vagy akár a porvasmagok. A kis összvesztesség miatt nagyobb jósági tényező érhető el, mint akármelyik vas-nikkel ötvözzel vagy porvasmaggal.

A katalógusok minden esetben megadják azt a felső határfrekvenciát is ($f_{\max}$), amelyen az adott anyagból készült ferritmag még használható a mágneses paraméterek megváltozása nélkül. A 3-10. ábrán bemutatjuk két - HAGY (Hiradástechnikai Anyagok Gyára) gyártmányu - ferritanyag frekvencia-kezdeti permeabilitás karakterisztikáját, míg a 3-2. táblázatban megadjuk különböző típusu HAGY és Siemens gyártmányu ferritek fontosabb anyagjellemzőit.



3-10. ábra

Ferrit anyagok kezdeti permeabilitásának frekvenciafüggése

A ferriteknél három olyan hátrányos tulajdonságot kell megemlítenünk, amelyek korlátozzák a felhasználás lehetőségeit. Ezek közül a legfontosabb a kis telítési indukció, amely még a legjobb típusoknál is kisebb, mint $0.5 \frac{Vs}{m}$. A kis telítési indukció miatt olyan esetekben,

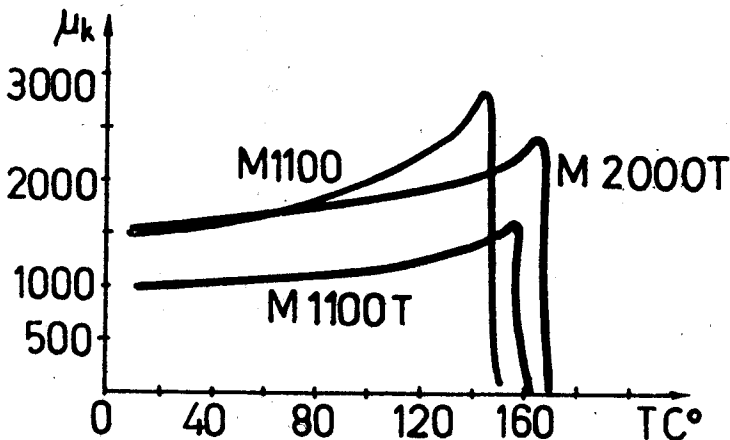
amikor alacsony frekvencián nagy indukció a követelmény, előnyösebb a vas-szilícium vagy a vas-nikkel ötvözetekből készült lemezmagok alkalmazása. Hátrányt jelent továbbá a viszonylag alacsony Curie hőmérséklet, amely miatt nem hagyható figyelmen kívül a mágneses paraméterek hőfokfüggése, valamint a permeabilitás időbeli lassu csökkenése, az undezakkomodáció. Az utóbbi két hatás légréses magok alkalmazásával a követelményeknek megfelelő mértékben csökkenthető. A megkívánt hőmérsékleti és időbeli stabilitás eléréséhez szükséges légrés azonban nagymértékben hátráltathatja a magok méreteinek csökkenését.

Különböző gyártmányu ferritek anyagjellemzői

3-2. táblázat

Gyártmány	Hiradástechnikai Anyagok Gyára				Siemens		
Tipus	M1100	M1100T	M2000T	M550	7 U 15	80 K1	1100N22
μ_k	1300	1100	1800	550	7,5	80	1250
$f_{\max}$	0,3	0,2	-	1,6	120	10	0,2 MHz
T_c	>140	>150	>160	>120	>500	>350	>140 °C
B_m	H=10A/cm	0,38	0,3	0,4	0,35	0,1 0,36 0,38 $\frac{VS}{m^2}$	
	H=300A/cm						
Q	>150	>300	>100	>400	$\sim 10^7$	$\sim 10^6$	$\sim 100 \Omega cm$

A 3-11. ábrán néhány HAGY gyártmányu ferrit kezdeti permeabilitásának hőfokfüggését mutatjuk be. Mint az ábrából jól látható, a ferrit anyagok kezdeti permeabilitása a hőmérséklet emelkedésével nő és a



3-11. ábra

Ferrit anyagok kezdeti permeabilitásának hőfokfüggése

Curie pontnál hirtelen letörlik. Megállapítható továbbá, hogy a növekedés mértéke a Curie hőmérséklet közelében nagyobb, mint annál jóval alacsonyabb hőmérsékleten, így a tekercsek stabilitása is alacsonyabb hőmérsékleten lesz jobb.

A tekercsek méretezéséhez az egyik legfontosabb adat a ferritmag A_L értéke. Ez az adat az adott magtípussal készült tekercs menetszám-négyzetére eső induktivitását adja meg nanohenryben. Mértékegysége ezért 10^{-9} H/n^2 . Az A_L adatot csak zárt ill. kis légréssel rendelkező magokra adják meg, értéke a mag anyagától és geometriai méreteitől (keresztmetszet, mágneses erővonalhossz, légrés) függ. Segítségével a tekercs menetszáma (n) a kívánt L induktivitás ismeretében egyszerűen kiszámítható

$$n = \sqrt{\frac{L \text{ (nH)}}{A_L}} \quad (3-8)$$

Hernyómag és hangoló rudacska esetén az adott induktiváshoz szükséges menetszám:

$$n = K \sqrt{L} \quad (3-9)$$

ahol L a kívánt induktivitás μH -ben, K a magtényező, amelyet a gyárak szintén megadnak. A kiszámított menetszám csak közelítőleg adja a kívánt induktivitást, mert annak értéke a mag helyzetétől is függ. A mag mozgatásával azonban a kívánt induktivitás beállítható, amely különösen hangolt köröknél előnyös.

3-4. A transzformátor

A transzformátor működésének fizikai alapjai korábbi tanulmányainkból már ismeretesek, leírása számos helyen megtalálható [1], [2]. A méretezéshez szükséges alapegyenletek kiszámításához röviden tekintünk át a transzformátor működési elvét.

Helyezzünk el tetszés szerinti zárt vasmagra n_1 menetszámú tekercset (3-12. ábra). Tekintsünk el egyelőre a vezeték ellenállásától, akkor erre a körre felírhatjuk az általánosított Kirchhoff-összefüggést, amely szerint adott körüljárási irányt választva, a hálózati feszültség (u_1) és a tekercs önindukciója következtében fellépő feszültség (u_1) ösz-

szege zérus, vagyis: $u_1 + u_i = 0$;

$u_1 = -u_i = n_1 \frac{d\Phi}{dt}$. Ebből a fluxus időbeli változását könnyen ki tudjuk számítani, csak be kell helyettesíteni a feszültség időbeli lefolyását leíró egyenletet:

$$u_1 = U_m \sin \omega t,$$

Ennek segítségével

$$U_m \sin \omega t = n_1 \frac{d\Phi}{dt},$$

amiből a fluxust megkapjuk, ha a feszültséget az idő szerint integráljuk:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{U_m}{n_1} \sin \omega t; \quad \Phi = \int \frac{U_m \sin \omega t}{n_1} dt = \frac{U_m}{n_1 \omega} \cos \omega t.$$

Látjuk, hogy a fluxus is tisztán szinuszosan változik, csak fázisa a feszültséghez képest 90° -kal el van tolva. Természetesen ha a Φ fluxus adott, mint az idő függvénye: $\Phi = \Phi_m \cos \omega t$, akkor a feszültség időbeli változása:

$$u_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} = n_1 \Phi_m \omega \sin \omega t.$$

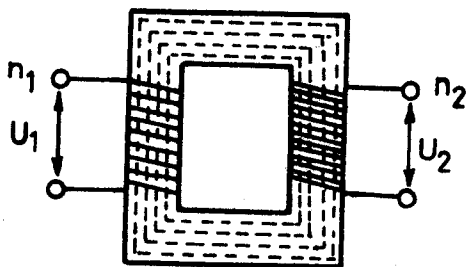
A gyakorlatban természetesen csak a feszültség effektív értékére vagyunk kíváncsiak, amit az előbbi egyenletek felhasználásával kaphatunk meg:

$$U_1 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{n_1 \Phi_m \omega}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} n_1 \Phi_m = 4,44 f n_1 \Phi_m$$

(3-10/a)

Ez a transzformátor alapegyenlete, amely a tekercsben indukált feszültséget a vastestben levő fluxussal kapcsolja össze.

Ha a vasmagra egy másik, az előzőtől különböző n_2 menetszámú tekercset helyezünk el és feltételezzük, hogy ugyanazon Φ fluxus halad át, mint az első tekercsen (szórásmentes csatolás), akkor az előbbieknél megfelelően ebben a tekercsben indukált feszültség értéke:



3-12. ábra

A transzformátor elvi felépítése

$$U_2 = 4,44 f n_2 \Phi_m \quad (3-10/b)$$

és így

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (3-11)$$

Ha a transzformátor szekunder tekercsére Z_t terhelő impedanciát kapcsolunk és feltételezzük, hogy a szekunder tekercs ellennállása is zérus, valamint eltekintünk a vasvesztésektől, akkor a primer- és szekunderoldali teljesítményeknek egyenlőeknek kell lenni egymással:

$U_1 I_1 = U_2 I_2$; amiből az előzőek felhasználásával

$$I_1 / I_2 = n_2 / n_1. \quad (3-12)$$

A transzformátor bemeneti impedanciája:

$$Z_{be} = \frac{U_1}{I_1} = Z_t \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2, \quad (3-13)$$

a (3-11) és (3-12) egyenletek, valamint $U_2 = Z_t I_2$ felhasználásával.

Ez azt jelenti, hogy a szekunderoldali terhelés a primer oldalon a méretszámok arányának négyzetével jelentkezik, tehát a transzformátor mint "impedancia-transzformátor" viselkedik. Ezen tulajdonságát használják fel például a hengerősítők kimenő-transzformátorainál, ahol a hangszóró impedanciáját illesztik a végfokozat kimeneti áramköréhez az optimális üzemi paraméterek elérése céljából.

Mégegyszer hangsúlyozzuk, hogy az előbbieken vázolt gondolatmenet csak ideális transzformátor esetén igaz. Veszteséges transzformátoroknál az egyenletek bonyolultabbak.

Transzformátor méretezésénél a veszteségeket is figyelembe kell venni. Ezek nagy része hővé alakul. A vasmag melegedését a maximális teljesítményhez tartozó indukció (B_m) szabja meg, a tekercs melegedését pedig a rézvesztéséből származó Joule-féle hő, amely az áram-sűrűséggel (J) arányos. A nagymértékű melegedés elkerülésére megfelelő keresztmetszetű (F_v) és ablakméretű (F_a) vasmagot kell alkalmazni.

Adott teljesítményhez tartozó indukció ui. a vasmag keresztmetszetének növelésével csökkenthető, a tekercs túlmelegedését viszont megfelelő keresztmetszetű huzal felhasználásával akadályozhatjuk meg, ami kellő ablakméretet igényel. A vasmag és a tekercs melegedése - hővezetés miatt - természetesen egymásra is hatással van. A transzformátor üzemi hőfokát elsősorban a tekercsek szigetelőanyagai (és esetenként biz-

tonsági előírások) szabják meg. Gazdasági szempontok miatt méretcsökkentésre törekszünk, az aránytalanul kis méretek viszont erős túlmelegedéshez és ezáltal rövid élettartamhoz vezetnek. A helyes vaskeresztmetszet és ablakméret - adott teljesítményhez - optimumszámítással határozható meg. F_v értékének olyannak kell lennie, hogy a maximális

teljesítményhez tartozó maximális indukció ne legyen nagyobb, mint a kisméretű melegedéshez tartozó megengedett indukció. Ennek értéke Si-ötvöztetésű lemezezt vasmagokra $1...1.4 \text{ Vs/m}^2$, tekercselt magokra $1.5-1.8 \text{ Vs/m}^2$. F_a értékét pedig olyanra kell választani, hogy a

transzformátor tekercseinek áramsűrűsége ne legyen nagyobb a megengedett értéknél. Kisteljesítményű transzformátoroknál ez $2...3 \text{ A/mm}^2$ szokásos értékű.

A vasmag keresztmetszetének meghatározásához a transzformátor teljesítményéből kell kiindulni. Ideális transzformátornál a (3-11) összefüggés és $\Phi_m = F_v B_m$ egyenlőség felhasználásával

$$P_2 = I_2 U_2 = 4.44 I_2 f F_v B_m n_2 \quad (3-15)$$

Az $I_2 n_2$ tényező a tekercseléshez szükséges ablak (F_a) felületével is kifejezhető. Azonos primer és szekunder áramsűrűséget feltételezve

$$F_a = \frac{1}{\alpha_t} \left(\frac{n_1 I_1}{J} + \frac{n_2 I_2}{J} \right) = \frac{1}{\alpha_t} (n_1 q_1 + n_2 q_2), \quad (3-16)$$

ahol α_t a huzal szigeteléséből, hengerek keresztmetszetéből és a menetsorok közötti szigetelőrétegekből származó járulékos helyigényt figyelembe vevő tekercskitöltési tényező, q_1 és q_2 a primer- és szekundertekercs huzalkeresztmetszete. A (3-13) összefüggés szerint $I_1 n_1 = I_2 n_2$, ezért F_a értéke

$$F_a = \frac{2 n_2 I_2}{J \alpha_t}$$

alakba írható. Ebből $I_2 n_2$ -t kifejezve és a (3-15) összefüggésbe helyettesítve

$$P_2 = \frac{4.44}{2} f F_v B_m J F_a \alpha_t$$

egyenlőséget kapjuk. Így a szükséges vasmag keresztmetszete

$$F_v = P_2 \frac{K}{B_m F_a},$$

ahol $K = 2/4,44 f \alpha_t$ tényezőt állandónak tekinthetjük.* Alakítsuk át az összefüggést $F_v^2 = K F_v P_2 / B_m F_a$ alakúra, és ezzel F_v értékére a jól ismert

$$F_v = A_o \sqrt{P_2} \quad (3-17)$$

kifejezést kapjuk, ahol $A_o = \sqrt{\frac{K}{B_m} \frac{F_v}{F_a}}$. A forgalomban levő szabványos vasmagoknál, 50 Hz frekvenciára, A_o értéke tekercselt magnál 0.9-1.1, lemezelt vasmagoknál 1.3-1.5. Nem szabványméretű vasmagoknál A_o értékét az adott képlettel ki kell számítani.

*

Ha egyéb veszteségeket is figyelembe veszünk, K helyett

$$A_F = \frac{\xi_m + \alpha_A \xi_t}{4.44 f j_2 \alpha_t} \text{ keresztmetszeti állandóval kell számolnunk.}$$

Itt $\xi_m = N_2/N_1$, a veszteségekből származó feszültségesezt jellemző, voltonkénti szekunder menetszám (N_2) voltonkénti primer menetszámhoz (N_1) viszonyított növekedése, a menetszámhelyesbítés. ξ_t a veszteségekből származó primeráram-növekményt veszi figyelembe. Eszerint a primeráram az ideálisnak ξ_t -szeresére növekszik. $\alpha_A = \frac{j_1}{j_2}$

a primer és szekunder áramsűrűség hányadosa. Értéke általában 0.9, a csévetest belső részén elhelyezkedő primer tekercsen ui. a rosszabb hűtési viszonyok miatt kisebb áramsűrűség engedhető meg, mint a szekunder tekercsben.

A fenti vaskeresztmetszet-számítás nem alkalmazható minden esetben. Híradástechnikában a telítés okozta torzítás általában nem kívánatos, emiatt a maximális indukciót csökkenteni kell. Pl. hangfrekvenciás transzformátornál lemezelt vasmag esetén B_m értéke $0.3 \dots 0.5 \text{ Vs/m}^2$, tekercselt vasnál $0.4 \dots 0.6 \text{ Vs/m}^2$.

A megfelelő vasmag kiválasztása után a primer- és szekunderterkercs menetszámának meghatározása, $\Phi_m = F_v B_m$ egyenlőség felhasználásával, a (3-11) és (3-12) összefüggés segítségével lehetséges. Ezután a primer- és szekunderáram ismeretében a megengedett áramsűrűség figyelembevételével a tekercsek huzalátmérői kiszámíthatók. Veszteségek miatt a szekunderterkercs menetszámát az ideálistól néhány % -kal nagyobbra kell méretezni, hasonlóképpen a primertekercs keresztmetszetét is. Ezeket legtöbbször táblázatok és diagramok segítségével végzik el.

A transzformátortervezés utolsó lépése a tekercsek helyszükségletének kiszámítása. Itt figyelembe kell venni a csévetest helyigényét (F_{cs}) és az α_t tekercskitöltési tényezőt is. (α_t értékét általában 0.5-nek vehetjük). Az összes helyszükséglet (F_o)

$$F_o = F_{cs} + \frac{1}{\alpha_t} (n_1 q_1 + n_2 q_2) .$$

A méretezés akkor helyes, ha F_o kisebb, mint a vasmag ablakmérete, ellenkező esetben új, nagyobb méretű vasmagot kell választani, és a számításokat megismételni.

FÉLVEZETŐ ÁRAMKÖRI ELEMEEK

4—1. A rétegdióda felépítése és fizikai tulajdonságai

4-1.1. Bevezetés

A félvezető anyagok áramvezetési mechanizmusának kvalitatív leírásával a Kisérleti fizika c. kollégium keretében már foglalkoztunk. Megállapítottuk, hogy a tiszta félvezetőben - amelyet intrinsic, i típusu vagy szerkezeti félvezetőnek neveznek - az elektromos áramot elektronok és velük azonos számú lyukak közvetítik. Az elektron- és lyukkonzentráció (n_i és p_i) a Fermi—Dirac-statisztika alapján számítható

$$n_i p_i = (n_i)^2 = A_0 T^3 e^{-\frac{E_i}{kT}} = A_0 T^3 e^{-\frac{U_{Ti}}{U_T}} \quad (4-1)$$

ahol

$U_{Ti} = \frac{E_i}{q}$ és $U_T = \frac{kT}{q}$ potenciálkülönbséggé áttanszformált sáv szélesség illetve termikus energia tiszta anyagban. U_T értéke szobahőmérsékleten kb. 26 mV;

T	a félvezető hőmérséklete K-ban
q	az elektron töltése: $1,6 \cdot 10^{-19}$ C
k	a Boltzmann-féle állandó: $1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K
E_i	a tiltott sáv szélessége: germániumban 0,72 eV szilíciumban 1,12 eV
A_0	a félvezető anyagától függő állandó

Szobahőmérsékleten n_i értéke germániumra $2,4 \cdot 10^{13}$ /cm³,
szilíciumra $2,10^{10}$ /cm³.

Mivel a fajlagos vezetőképesség egyenesen arányos az anyagban levő szabad töltéshordozók számával, a hőhatással előidézett saját (intrinsic) vezetés exponenciálisan növekszik a hőmérséklettel.

Ha a Si vagy Ge alapú félvezetőt ötvegyértékű (foszfor, arzén, antimon) donor vagy háromvegyértékű (bór, alumínium, indium) akceptor anyaggal szennyezzük, [41], a tiltott sávban olyan donor ill. akceptor szintek keletkeznek, amelyek $\sim 0,01$ eV távolságra helyezkednek el a vezetési, ill. a vegyértéksávtól. Ez gyakorlatilag azt jelenti, hogy szobahőmérsékleten, ahol a termikus energia $\sim 0,025$ eV, minden donor-

szint kiürül ill. minden akceptor-szint megtelik, így a szennyezett félvezető vezetőképességét a szennyezés mértéke szabja meg. Természetesen ezen kívül termikusan is gerjesztődnek elektron-lyuk párok a félvezető alapanyagában. Így az n típusu félvezetőben a nagyszámú vezetési elektron (többségi töltéshordozó) mellett jelen vannak lyukak is (kisebbségi töltéshordozók). Hasonló a helyzet a p típusu félvezetőben, ahol a lyukak a többségi és az elektronok a kisebbségi töltéshordozók.

Összefüggést kaphatunk a tömeghatás törvényének nevezett egyenlet segítségével [17]:

$$np = (n_i)^2$$

amely szerint az elektronok koncentrációja egyensúlyban van a lyukak koncentrációjával. Minél erősebben van szennyezve az n típusu félvezető, annál kisebb lesz a lyukak koncentrációja, mert az ujonnan létrehozott lyukak sokkal nagyobb valószínűséggel találkoznak elektronokkal és rekombinálnak velük.

Szobahőmérsékleten pl. a tiszta germániumban a töltéshordozók sűrűsége $n_i = 2,4 \cdot 10^{13} / \text{cm}^3$, a germánium atomok száma $4,4 \cdot 10^{22} / \text{cm}^3$. $10^{16} / \text{cm}^3$ sűrűségnek megfelelő donor atomokat bevive, a lyukak sűrűsége az előbbi egyenletből:

$$p = \frac{(n_i)^2}{n} = \frac{5,7 \cdot 10^{26}}{10^{16}} = 5,7 \cdot 10^{10} / \text{cm}^3$$

tehát az elektronok-lyukak számaránya: $10^{16} : 5,7 \cdot 10^{10} = 175000$.

Ebből látható, hogy a vezetőképességet elsősorban a szennyezési koncentráció szabja meg.

4-1.2. A töltéshordozók mozgása félvezetőkben

A félvezetőkben két oka lehet a töltéshordozók mozgásának: a nem egyenletes, változó eloszlású koncentráció, és az elektromos tér.

Ha a töltéshordozók koncentrációja valamilyen okból kifolyólag nem egyenletes, azaz eltér a termikus egyensúlyi koncentrációtól, kiegyenlítődési folyamat indul meg. Félvezetőkben többféle módon is elérhetők a termikus egyensúlyi koncentrációtól eltérő elektron- és lyukkonzentrációk: például fémkontaktuson keresztül töltéshordozók juttathatók be, elektron-lyukpár gerjeszthető fénybesugárzással, vagy töltött részecskékkel való bombázással stb.

Ha a félvezető anyagban valamelyik töltéshordozó sűrűséggradiense dn/dx , akkor a keletkező diffúziós áram áramsűrűsége

$$i_D = - qD \frac{dn}{dx} \quad (4-2)$$

ahol

q a töltéshordozó töltése,
 D a diffúziós állandó (cm^2/s -ban), amelynek értéke az anyagtól, a hőmérséklettől és a részecske típusától függ, a negatív előjel pedig azt mutatja, hogy a töltéshordozók a nagyobb koncentrációjú hely felől a kisebb felé áramolnak.

A diffúzióknak lényeges szerepe van a dióda- és a tranzistorhatásban, amivel a későbbiekben még foglalkozunk.

A töltéshordozók mozgásának másik oka az elektromos erőter. A kristályban létesített elektromos tér hatására az elektronok és a lyukak egymással ellentétes irányba mozognak. Mozgásukat sodródásnak (driftnek), nevezzük. A közepes sodródási sebesség arányos a térerőséggel:

$$v_s = \mu E .$$

A töltéshordozók mozgékonyosságát jellemző μ arányossági tényező (cm^2/Vs -ban), az anyagtól és a részecske típusától függ és a hőmérséklet emelkedésével csökken. A diffúziós állandó és a mozgékonyság között az Einstein összefüggés ad kapcsolatot [17]:

$$\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{q} \quad (4-3)$$

A sodródási mozgásnak áram felel meg, az elektronok esetén a sodródási áram sűrűsége A/cm^2 -ben kifejezve:

$$i_s = n q v_s = n q \mu E .$$

Ez az egyenlet az Ohm-törvény módosított alakja, ahol az áramsűrűség és az elektromos térerősség közötti $n \cdot q \cdot \mu$ arányossági tényező a σ fajlagos vezetés. Ha az áramban az elektronok és a lyukak egyaránt résztvesznek, akkor:

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p = q\mu_n n + q\mu_p p \quad (4-4)$$

és a teljes driftáram sűrűsége:

$$i_s = q (\mu_n n + \mu_p p) E . \quad (4-5)$$

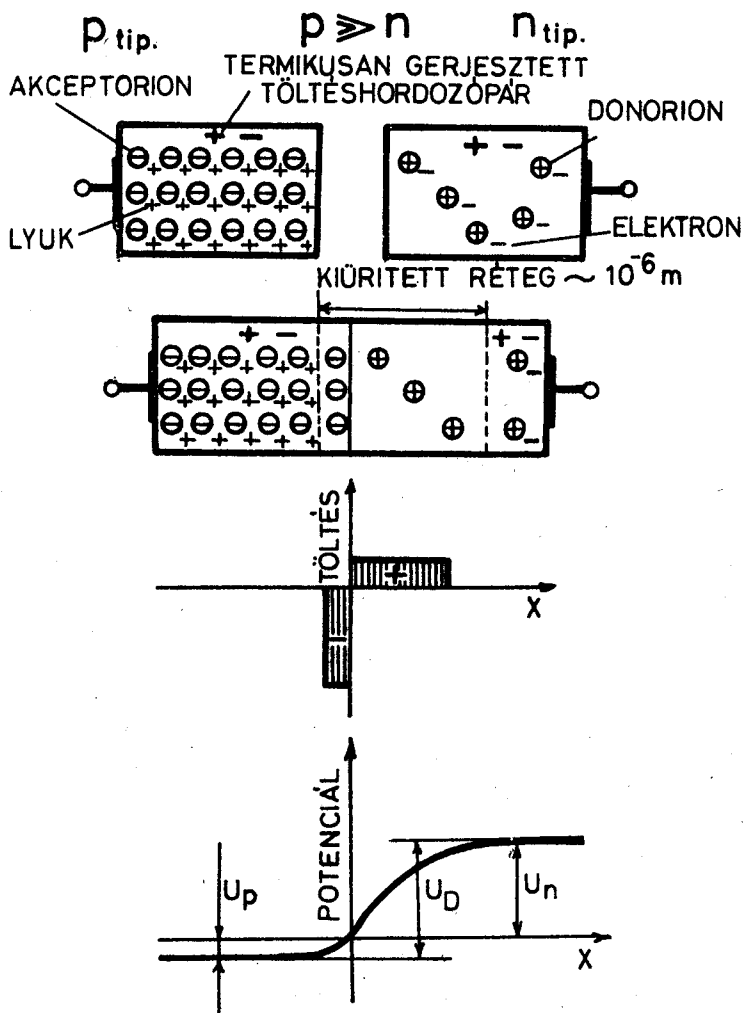
4-1.3. A p-n átmenet

A p-n átmenet a kristály két ellentétes vezetési típusu tartománya közötti réteg. Ez az átmenet csak akkor alakul ki helyes módon, ha a p és n réteget egyetlen félvezető kristály belsejében hoztuk létre. A jelenség kvalitatív értelmezését azonban olyan gondolat kíséretlen mutatjuk be, amikor azonos anyagból készült n és p típusu félvezető kristályokat érintkezésbe hozunk. Nyilvánvaló, hogy az első pillanatban óriási diffúziós áram indul meg, hiszen az egyik oldalon sok lyuk és igen kevés elektron, a másik oldalon sok elektron és igen kevés lyuk van. Az átmenet felületét tehát a p rétegből nagyszámu lyuk, az n rétegből nagyszámu elektron lépi át. Ezzel azonban az átmenet környékén megszűnik az anyag elektromosan semleges volta. A p oldalon a negatív töltésű akceptor ionok elvesztik a közelükben tartózkodó és töltésüket semlegesítő lyukakat, az n oldalon viszont a pozitív töltésű donor ionok mellől tűnnek el az elektronok.

Az átmenet két oldalán tehát szabad töltéshordozókban elszegényedett réteg alakul ki s e rétegek helyhez kötött ionjai semlegesítetlen, ellenkező előjelű töltésként mutatkoznak. Ezt a réteget tértöltés-tartománynak vagy kiürített rétegnek is nevezik. A kétféle töltés térben el van választva egymástól, akár csak egy kondenzátorban, közöttük elektromos erőter alakul ki és a tértöltési tartomány két oldala között feszültségkülönbség lép fel. Ez a potenciálkülönbség ugyanolyan jellegű, mint a fémek kontaktpotenciálja.

Mivel a p réteg határán a semlegesítetlen negatív ionok vannak többségben, ez a réteg a másikkal képest negatív potenciálra kerül. A kialakuló erőter mind az átmeneten keresztül $p \rightarrow n$ irányban diffundáló lyukakra, mind az $n \rightarrow p$ irányban diffundáló elektronokra fékezően hat. A többségi töltéshordozókból álló diffúziós áram tehát lecsökken az átmenet környéki térerősség gyors növekedése következtében, és a töltéshordozók közül csak a legnagyobb mozgási energiával rendelkezők képesek átjutni az átmenet másik oldalára. Ugyanekkor azonban megindul a kisebbségi töltéshordozók ellentétes irányú árama, mivel a kialakult erőter ezeket átsodorja a másik oldalra. Amikor a két egymással ellentétes irányú áram eredője zérus lesz, dinamikus egyensúly áll be, és amíg kívülről nem adunk feszültséget a kristályra, állandó marad az átmeneten a potenciálkülönbség (4-1. ábra).

Egyensúlyi állapotban a kiürített réteg szélessége a félvezető fajlagos ellenállásától függ, kisebb fajlagos ellenálláshoz vékonyabb réteg tartozik. Ennek oka abban keresendő, hogy a kellő tértöltésű réteg kialakításához hozzátétőlegesen állandó számu szennyező atomra van szükség. Minél nagyobb az egységnyi térfogatra eső szennyezőanyagok mennyisége (vagyis minél kisebb a fajlagos ellenállás), annál kisebb távolságra kell kiterjednie a határfelületről a kiürített rétegnek ahhoz, hogy

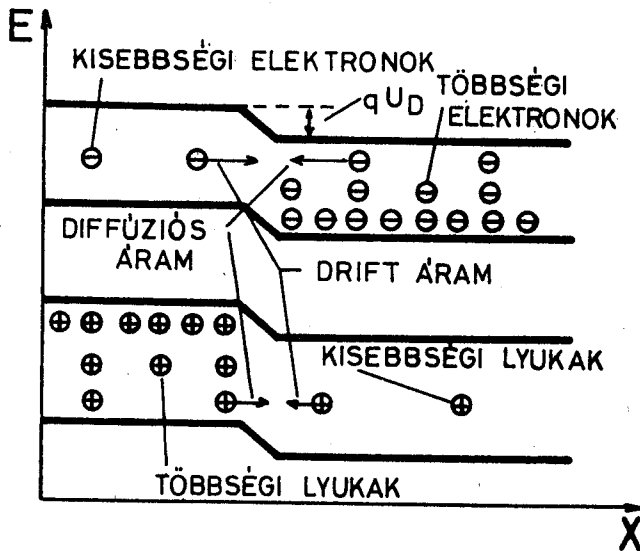


4-1. ábra

Az érintkezési potenciálkülönbség kialakulása

elegendő szennyező atomot foglaljon magába. Például az 5 ohmcm fajlagos ellenállású Ge-ban egyensúlyi állapotban a kiürített réteg szélessége kb. 10^{-6} m . A p-n átmenet környékén kialakult töltés és potenciálviszonyokat a 4-2. ábrán láthatjuk.

Megjegyezzük, hogy külső mérőeszközökkel a kiürített rétegben felépő potenciálkülönbség nem mérhető, mert az így nyírt zárt áramkörben a félvezető és a hozzá kapcsolódó fémhuzal érintkezési helyein is



4-2. ábra
Energiaviszonyok a pn átmeneten

kontaktpotenciálok lépnek fel, amelyekkel a feszültségesések összege nullát ad, ha az érintkezési pontok hőmérséklete azonos.

A kiüritett réteg szélessége függ a külső feszültségtől is. Ezen kívül, mint később látni fogjuk, előnyös, ha az egyes rétegek szennyezettségének mértéke nem egyforma, ami a fentiek szerint szintén befolyásolja a kiüritett réteg vastagságát.

Ha például a p réteg szennyezettsége nagyobb, mint az n rétegé és az átmeneten U potenciálkülönbség van - ami a kontaktpotenciál és kristályra kapcsolt külső feszültség összege -, akkor a rétegvastagság:

$$S = \sqrt{\frac{2 \varepsilon U}{q N_d}} .$$

Itt ε az anyag dielektromos állandója, N_d a donorionok sűrűsége.

A kiüritett réteg feltöltött kondenzátorként viselkedik. Ha az átmenet felülete A , a kiüritett rétegben tárolt töltés mennyisége:

$$Q = q A S N_d .$$

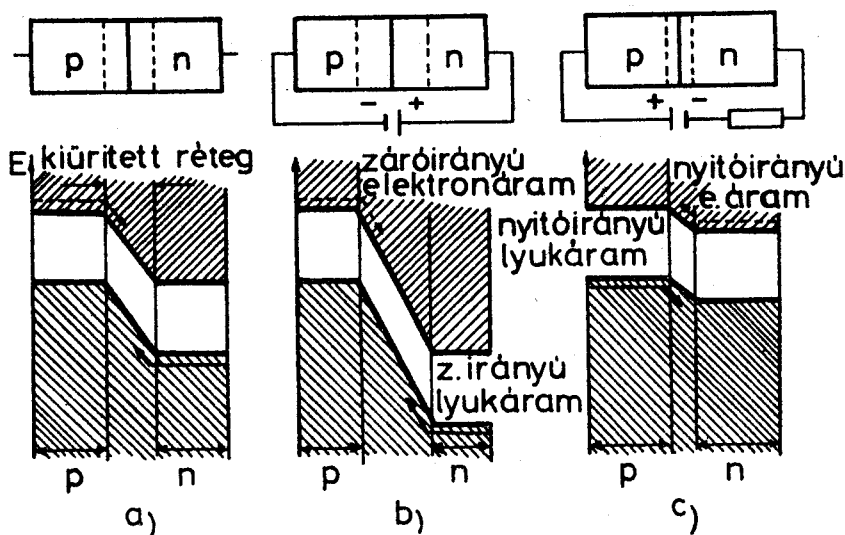
Mivel a töltés a feszültségtől függ, meghatározható a kiüritett réteg kapacitása:

$$C = \frac{dQ}{dU} = q A N_d \frac{dS}{dU} = A \sqrt{\frac{\epsilon_q N_d}{2U}} \quad (4-6)$$

Ezzel a kapacitással párhuzamosan kapcsolódik a határréteg ellenállása, amely jelentős mértékben söntöli azt. A kapacitás értéke 5...100 pF között van.

4-1.4. A félvezető dióda működése

Ha a p-n kontaktus két kivezetésére külső feszültségforrást kapcsolunk, akkor áram fog folyni. Mivel az n és a p zónák ohmos ellenállása elhanyagolható az átmeneti réteghez képest, a feszültség teljes egészében a kiüritett rétegre esik, tehát algebrailag összegződik a már kialakult érintkezési potenciálkülönbséggel. Ha a külső feszültségforrás negatív sarkát a p oldali kivezetéshez, pozitív sarkát a negatív kivezetéshez kapcsoljuk, a már kialakult érintkezési potenciálkülönbséget növeljük. A külső potenciálkülönbség folytán a p és n rétegek energiasívjai egymáshoz képest eltolódnak (4-3. ábra), a p-n átmenet



4-3. ábra

Energiaszintek a pn átmenetnél

- a) külső feszültség nélkül, b) záróirányban előfeszített átmenet esetén, c) nyitóirányban előfeszített átmenet esetén

záróirányban van előfeszítve. A megnövekedett potenciálgát hatására a többségi töltéshordozók áramlása gyakorlatilag zérus. A záróirányú áram, vagy maradékáram (I_0), amelyet a kisebbségi töltéshordozók hoznak létre, elég nagy tartományon belül csak kismértékben függ a feszültségtől, de erősen hőmérsékletfüggő

$$I_0 = \text{const.} T^3 e^{-U_{T1}/U_T} \quad (4-7)$$

Szobahőmérsékletin, Ge esetében egy fok hőmérsékletnövekedés kb. 10%-kal növeli meg a visszáramot, míg Si esetén 16%-os a növekedés. A záróirányú áram értéke - a dióda méreteitől függően - Ge esetében μA , Si esetében nA nagyságrendű.

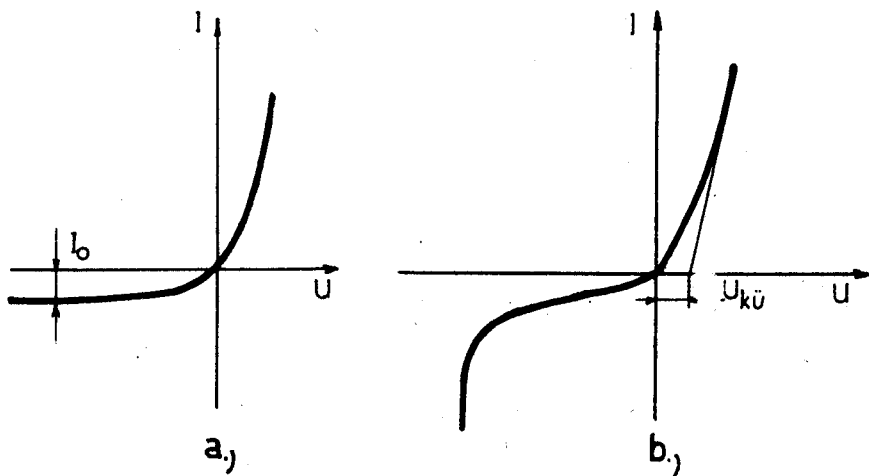
A záróirányú feszültséget növelve bizonyos küszöbfeszültség után a záróirányú áram, amely addig egészen csekély volt, rohamosan megnövekszik. A jelenséget először Zener írta le. Nagy gyakorlati fontossága miatt a jelenség tárgyalására még visszatérünk.

Ha a külső feszültségforrás pozitív sarkát a p oldali kivezetéshez, negatív sarkát az n oldalhoz kapcsoljuk, akkor a határrétegen fellépő potenciálkülönbséget csökkentjük, a p - n átmenetet nyitóirányban feszítjük elő. Ennek hatására megindul a többségi töltéshordozók áramlása. Minél nagyobb nyitóirányú feszültséget kapcsolunk a kristályra, annál kisebb lesz a határrétegen fellépő potenciálgát és annál nagyobb lesz a többségi töltéshordozók árama. Elméleti megfontolások alapján [33] U nyitóirányú feszültség esetén ($U > U_T$) a diódán átfolyó áram a többségi és kisebbségi töltéshordozók áramának különbsége:

$$I = I_0 e^{U/U_T} - I_0 = I_0 (e^{U/U_T} - 1), \quad (4-8)$$

tehát a nyitóirányú áram exponenciálisan nő a nyitóirányú feszültséggel. Az egyenlet - amely az idealizált félvezető dióda karakterisztikaegyenlete - mind a pozitív, mind a negatív U feszültségeknél érvényes. Ha U negatív, de $|U| \gg U_T$, akkor az első tag elhanyagolhatóvá válik, így $I = -I_0$, ha viszont $U \gg U_T$ akkor $I \approx I_0 e^{U/U_T}$.

A dióda karakterisztika jellegét a 4-4. ábra mutatja. Az a) ábrán az elméletből levezetett ideális dióda karakterisztikát láthatjuk, amelytől azonban a mérésekből nyert karakterisztikák eltérést mutatnak (b) ábra). Ez egyrészt abban mutatkozik meg, hogy a ténylegesen mérhető záróirányú áram nagyobb, mint a geometriai adatokból és a félvezető anyag tulajdonságaiból kiszámított érték, valamint a záróirányú áram kissé feszültségfüggő. Ezek okát a következőkkel magyarázhatjuk:



4-4. ábra

Dióda karakterisztikák:

a) ideális. b) teljes dióda karakterisztika

- különösen a régebbi technológiával gyártott germánium diódáknál a felületi réteg véges ellenállású összeköttetést hoz létre a kivezetések között, amely párhuzamosan kapcsolódik az egyenirányító diódával, és egy járulékos, feszültségfüggő áramot eredményez,

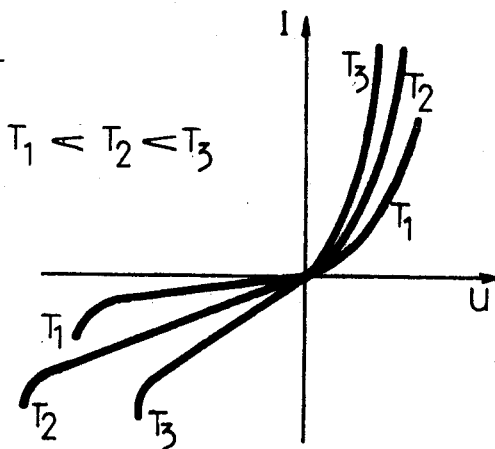
- a kiürített rétegben is keletkeznek hőmérséklet hatására lyuk-elektron párok és ezek is hozzájárulnak a záróirányú áramhoz. Germániumban ez az áram elhanyagolható a kisebbségi töltéshordozókból származó záróirányú áram mellett, de szilícium diódánál már jelentős lehet. A záróirányú feszültség növekedésével nő a kiürített réteg térfogata és ezzel a benne keletkező elektron-lyuk párok száma is. Ezért a visszáram a feszültség növekedésével nő;

- további áramnövekedést okoz a Schottky-féle effektus, amelyet a p-réteg felőli fémelektrodából kilépő elektronemisszió okoz.

A nyitóirányú feszültség növekedésével a határréteg ellenállása csökken. Amikor az összemérhető lesz a kristálytömb ellenállásával, a karakterisztika elveszti exponenciális jellegét. Nagyobb áramoknál az ellenállás az átfolyó áramtól függetlenné válik, tehát ohmos ellenállásnak tekinthető. Ha a nyitóirányú jelleggörbe közel egyenes szakaszát lefelé meghosszabbítjuk, a feszültségtengelyen megkapjuk a metszéspontnak megfelelő $U_{kü}$ küszöbfeszültséget (maradék feszültséget).

Eddig a dióda-karakterisztikát állandó félvezető-hőmérséklet mellett ábrázoltuk. Más-más hőmérsékleten a jelleggörbék is különböznek egymástól. A 4-5. ábra szilícium diódára vonatkozik.

A nagy hőmérsékletváltozás a nyitóirányu jelleggörbét csak kevésbé befolyásolja, a záróirányu karakterisztikát azonban nagyon megváltoztatja. Normál üzemi hőmérsékleten a letörési feszültség alatt a záróirányu áram csak kismértékben függ a hőmérséklettől, a hőmérséklet-növekedés hatására viszont ez a függés egyre jelentősebbé válik. A letörési feszültség értéke a hőmérsékletet növelve eleinte nő, majd rohamosan csökken.



4-5. ábra
Dióda-karakterisztika hőmérsékletfüggése

A dióda-karakterisztika hőmérsékletfüggésének az előbbieken elmondott viselkedését a felhasználás során figyelembe kell venni; ez a tulajdonsága bizonyos esetekben lehetőséget ad arra, hogy a diódát hőkompenzáló áramköri elemként használjuk.

A dióda-karakterisztika egyenletéből differenciálással meghatározható a dióda belső ellenállása. Zárótartományban, ha $|U| \gg U_T$ akkor $R_{b \text{ záró}} \approx \infty$ értéknek adódik. A nyitótartományban a belső ellenállást mint a belső vezetés reciprokát határozhatjuk meg:

$$R_{bny} = \left(\frac{dI}{dU} \right)^{-1}$$

$$\frac{dI}{dU} = \frac{d}{dU} I_0 (e^{U/U_T} - 1) = \frac{I_0 e^{U/U_T}}{U_T} = \frac{I + I_0}{U_T},$$

$$R_{bny} = \frac{dU}{dI} = \frac{U_T}{I + I_0} \approx \frac{U_T}{I}. \quad (4-9)$$

R_{bny} tehát közelítően fordítva arányos az áram értékével. Szobahőmérsékleten 1 mA nyitóirányu áramnál 26 ohm.

A nyitóirányban előfeszített diódában is van átmeneti kapacitás, amelynek értéke jóval nagyobb, mint a záróirányban fellépő. A növekedést a diffúzió idézi elő: az átmeneti rétegen most nagy számban haladnak át szabad töltéshordozók, és a másik oldalra jutva gyorsan rekombinálódnak. Pl. az n rétegben levő lyukak sűrűsége az átmenettől távolodva rohamosan csökken, és ugyanez történik az elektronokkal is a p rétegben. Nagy elektromos térerősség alakul ki, akárcsak egy kondenzátorban. A nyitóirányú vagy diffúziós kapacitás értéke a dióda típusától függően elég nagy, 50...500 pF is lehet.

Összefoglalva tehát, a p - n átmenetnek a külső feszültség polarizásától függetlenül átmeneti vagy tértöltéskapacitása és diffúziós kapacitása is van. Ha az átmenetet záróirányban feszítjük elő, akkor a tértöltés-kapacitás sokkal nagyobb, mint a diffúziós kapacitás, nyitóirányban előfeszítve azonban a diffúziós kapacitás a nagyobb.

A dióda kapacitások hatása alacsony frekvenciákon elhanyagolható, nagyfrekvencián azonban jelentős mértékben lerontják a dióda hatásfokát és üzemi tulajdonságait. Ezért a rétegdiodák alkalmazása nagyfrekvencián hátrányos, helyettük - a sokkal kisebb átmeneti kapacitással rendelkező - tüss diódákat használnak.

4-1.5. Átütési jelenségek: a lavina- és a Zener-hatás

A dióda karakterisztika tárgyalásánál már megemlítettük, hogy a záróirányú feszültséget növelve bizonyos küszöbfeszültség elérése után a záróirányú áram rohamosan növekszik, miközben a feszültség gyakorlatilag állandó marad. A jelenséget a következő folyamatokkal magyarázhatjuk:

a) A záróirányú feszültség növelésével a p - n átmeneten a potenciálgrád egyre nagyobb lesz és ezzel együtt növekszik az elektromos térerősség is. Ennek hatására a zárórétegen áthaladó kisebbségi töltéshordozók sebessége, energiája is. Ha a térerősség eléri a $10^4 \dots 10^5$ V/cm értéket, a töltéshordozók energiája olyan nagy lesz, hogy a kristály atomjaival ütközve, azokról újabb vegyértékelektronokat szakítanak le, így újabb elektron-lyuk párok keletkeznek. Ezek szintén felgyorsulnak a nagy térerő hatására és további töltéspárokat hoznak létre, aminek eredményeként igen nagy áram folyik az átmeneti rétegen. A folyamatot lavinahatásnak, a feszültséget, amelynél ez bekövetkezik, lavinafeszültségnek nevezik. Amíg a külső feszültség nagyobb a lavinafeszültségnél, addig az áram felső határértékét elsősorban a félvezető kristály ellenállása szabja meg.

b) Ha a félvezető fajlagos ellenállása kicsi, akkor a p - n átmeneti réteg keskeny. Ekkor az átmenet mentén már viszonylag kisebb feszültségeknél is olyan nagy lesz a térerősség, hogy ennek hatására leszakad-

nak vegyérték elektronok a kristály atomjairól, tehát ismét elektron-lyuk párok keletkeznek. Magát a mechanizmust belső téremisszióknak, vagy felfedezőjéről Zener-hatásnak, a jelenséget előidéző feszültséget pedig Zener feszültségnek nevezik.

A Zener-hatás tehát akkor következik be, amikor a tértöltési tartomány keskeny. Az n vagy a p réteg fajlagos ellenállásának növelésével a tértöltési tartomány kiszélesedik, egy - a szennyezés mértékétől és az alapkristály minőségétől függő - vastagság elérése után már a lavina-hatás veszi át a főszerepet a vezetési mechanizmusban. A letörési feszültség hőmérsékletfüggő. A hőmérsékleti együttható, amelynek értéke néhány mV fokenként, a Zener-hatásnál negatív, a lavina-hatásnál pozitív. Si diódák esetében ha az átütési feszültség 6 V körül van - a két átütési mechanizmus keveredik; hőmérsékleti együtthatójuk többé-kevésbé kiegyenlítik egymást. Ezeknek a diódáknak a Zener feszültsége a hőmérséklettől kevésbé függ, ami különösen akkor fontos, amikor a letörési jelenséget feszültség stabilizálására használják.

Az átütéskor fellépő nagy áramerősség önmagában nem okozna maradandó változást a diódában, erre csak akkor kerül sor, ha a keletkező Joule-féle hő erősen felmelegíti a záróréteget. Magas hőmérsékleten ugyanis az átmeneten keresztül megindul a szilárd szennyezőanyagok diffúziója, irreverzibilis változások mennek végbe és a dióda elveszti egyenirányító hatását.

Ha gondoskodnak arról, hogy a dióda geometriailag tökéletes legyen az átmenet mentén, csekélyek legyenek az ohmos veszteségek és nagyon jó legyen a hőelvezetés, akkor a Zener-vagy lavinahatást fel lehet használni a gyakorlatban. Erre a célra elsősorban Si alapú ún. Zener-diódákat gyártanak. (A gyakorlatban akár a Zener-, akár a lavinahatás okozza a letörési mechanizmust, egységesen Zener-diódáról beszélünk.)

4-1.6. A félvezető diódák veszteségi teljesítménye

Ha a diódára kapcsolt U feszültség hatására azon I áram folyik keresztül, akkor a hővé alakuló veszteségi teljesítmény

$$P_v = UI,$$

amely hatására a kristály és az átmeneti réteg egyaránt felmelegszik. Nagyon fontos, hogy tartós üzemben mekkora az átmeneti réteg hőmérséklete. Ha ez bizonyos határ fölé emelkedik, nagymértékben megnő a kisebbségi töltéshordozók száma, igen nagy lesz az átfolyó áram, amely tovább emeli a hőmérsékletet; végül is maradandó roncsolás éri a szabályos átmenetet, a dióda tönkremegy, elveszti egyenirányító tulajdonságát.

gát. Az átmenet megengedett maximális üzemi hőmérséklete germánium diódákban 75...90 °C, szilícium diódákban 130...175 °C.

A félvezető hőmérséklete azonban csak addig emelkedik, amíg az alkatrész felületéről a környezetnek átadott $P_{hő}$ hőteljesítmény egyenlővé válik a kristályban fejlődött P_v veszteségi teljesítménnyel. Mivel a termelt hő gyakorlatilag hővezetés útján távozik a kristályból és a hővezetés törvénye szerint két felület között időegység alatt áthaladó hőmennyiség (Q) a felületek hőmérsékletkülönbségével arányos, a jelenség analógiát mutat Ohm törvényével. Állandó jellegű hőáramlás esetén a legfontosabb fogalom a termikus ellenállás (R_{th}), amely megadja, hogy két egységnyi felület között mekkora hőmérséklet-különbség lép fel, ha közöttük a hőáram állandó

$$R_{th} = \frac{T_2 - T_1}{Q}.$$

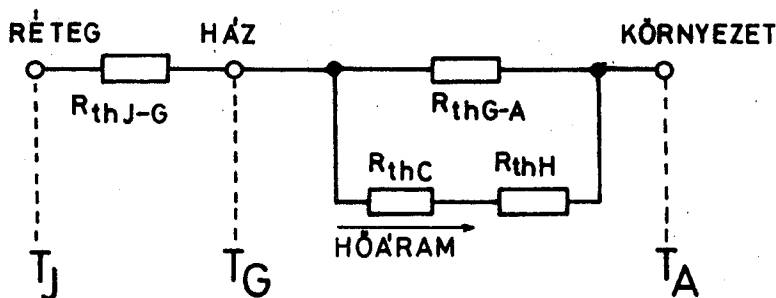
A műszaki gyakorlatban a Q hőáram helyett $P_{hő}$ disszipált hőteljesítményt használják, és ez alapján adják meg a dióda (vagy egyéb félvezető eszköz) félvezető rétege és külső háza közötti hőellenállást (R_{thJ-G}):

$$R_{thJ-G} = \frac{T_J - T_G}{P_{hő}},$$

ahol T_J a réteghőmérséklet, T_G a külső ház hőmérséklete.

A félvezető diódákkal kapcsolatban a határréteg és a környezet közötti hőellenállás a lényeges, amelyet R_{thJ-A} -val jelölnek. Szokásos értéke közepes teljesítményű diódákra 50...250 °C/W. Nagyobb veszteségi (disszipációs) teljesítmény esetén már nem elég a dióda burájának hőelvezetőképessége, a hőátadó felületet meg kell növelni hűtőbordák alkalmazásával.

A rétegdiodában (és a tranzisztoroknál is) a hőelvezetés úgy történik, hogy a kristály termikus érintkezésben van a tokkal, az pedig a környezettel vagy egy nagyobb hűtőfelülettel. Ezek hőellenállásai sorba és párhuzamosan kapcsolódhatnak, ilyenkor az eredő ellenállás az elektromos ellenállásokhoz hasonlóan számítható ki. A 4-6. ábrán egy hűtőbordára felszerelt dióda hőellenállásokkal felépített helyettesítő képe látható. Itt R_{thJ-G} és R_{thG-A} (a ház és a környezet közötti hőellenállás) egymással sorba kapcsolódik.



4-6. ábra

Hűtőbordára szerelt dióda hőellenállásokkal felépített helyettesítő képe

Ha hűtőbordát alkalmazunk, megnövekszik a hőátadó képesség, lecsökken az eredő hőellenállás, amely azt jelenti, hogy a hűtőborda hőellenállása, R_{thH} , párhuzamosan kapcsolódik az R_{thG-A} -val. Ha a diódát elektromosan elszigeteljük a hűtőbordától, akkor annak hőellenállását, R_{thC} -t is figyelembe kell venni.

A katalógusok R_{thJ-G} -t minden esetben megadják.

Teljesítmény-diódáknál, ahol hűtőborda alkalmazása szükséges, R_{thG-A} értéke általában sokkal nagyobb, mint $R_{thC} + R_{thH}$ ezért az előbbi elhanyagolható. Tehát hűtőborda esetén a diódán megengedhető maximális teljesítmény:

$$P_{\max} = \frac{T_J - T_A}{R_{thJ-G} + R_{thC} + R_{thH}} \quad (4-10)$$

ahol T_J a megengedett maximális réteghőmérséklet és T_A a legnagyobb környezeti hőmérsékletet jelenti.

A gyárak különböző, nagy felületű hűtőborda profilokat készítenek, megadják az 1 cm hosszra eső hatásos hűtőfelületet cm^2 -ben, valamint az ahhoz tartozó R_{thH} -t. Utóbbi érték adott hűtőbordánál nagymértékben függ a felület hősugárzó képességétől (ennek növelése érdekében általában matt fekete felületűre készítik), valamint a hűtőlevegő áramlási sebességétől. Nagy teljesítmény disszipáció esetén ventilátoros (forszírozott) hűtést alkalmaznak.

A példatárban a hűtőborda méretezését konkrét példán mutatjuk be.

A jelenleg forgalomban levő rétegdiodák nyitóirányu névleges árama mA-es értéktől több száz A-ig terjed. A megengedett maximális záróirányu feszültség lehet néhány 10V, de több száz V is. Az adott célnak megfelelő diódát katalógusokból választhatjuk ki [23], amelyek rendszerint tartalmazzák a legfontosabb határadatokat, de a gyakran használt típusoknál a tervezéshez szükséges karakterisztikákat is. A következőkben röviden összefoglaljuk a katalógusokban megadott legfontosabb határadatokat és üzemi jellemzőket, valamint azok jelölését:

$\bar{U}_{Rmax}$	a záróirányban megengedett legnagyobb egyenfeszültség
$\hat{U}_{Rmax}$	a záróirányban megengedett legnagyobb feszültség csúcserőértéke
I_{Fmax}	a nyitóirányban megengedett legnagyobb tartós egyenáram
$\hat{I}_{Fmax}$	a nyitóirányban megengedett meghatározott ideig tartó egyenáram csúcserőértéke, adott ismétlődési frekvencián
T_{Jmax}	a megengedett maximális záróréteg hőmérséklete
I_R	záróirányu áram adott zárófeszültség mellett
I_F	nyitóirányu áram adott nyitóirányu feszültség mellett
C	dióda kapacitás.

4-2. Félvezető diódák gyakorlati kivitelezése

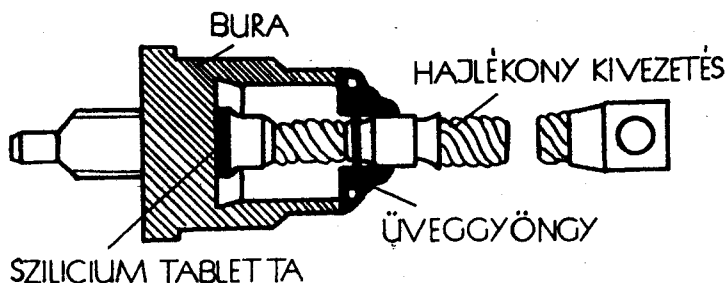
4-2.1. Teljesítménydiodák

Hiradástechnikai készülékek, ipari berendezések egyenáramu táplálását a hálózati váltóáram egyenirányítása után biztosítjuk. Erre a célra az olyan rétegdiodák alkalmasak, amelyeknek nagy a letörési feszültségük és a jó hatásfok elérése miatt lehetőleg kicsi a záróirányu áramuk, valamint a nyitóirányu ellenállásuk. A viszonylag nagy nyitóirányu áram miatt nagy felületű p-n átmenetre van szükség. Az említett követelmények részben ellentmondanak egymásnak. Például a kis nyitóirányu ellenállás megvalósításához erősebben szennyezett kristályra van szükség. Viszont minél nagyobb a szennyezettség mértéke, annál keskenyebb a kiürített réteg és annál nagyobb a benne fellépő elektromos térerősség, záróirányu előfeszítés esetén. Emiatt már kisebb zárófeszültség hatására is bekövetkezik a letörés. Továbbá ha a nyitóirányu ellenállás csökkentése érdekében növeljük a p-n átmenet keresztmetszetét, akkor megnő a visszáram. Nyilvánvaló, hogy a kedvező hatások elérése miatt

ezen követelményeket összhangba kell hozni egymással, ami kompromisszumos megoldást jelent mind a szennyezettség mértékét, mind a keresztmetszet nagyságát illetően. A kis szennyezettségű réteg nagy ellenállása miatt célszerű ennek egy részét nagyobb mértékben szennyezni (eltemetett réteg). Ez nem befolyásolja a p-n átmenet tulajdonságát, ugyanakkor csökkenti a dióda nyitóirányu ellenállását.

Lényeges javulást eredményezett a p-s-n dióda, amely az erősen szennyezett p és n tartomány között egy gyengén szennyezett vagy teljesen tiszta harmadik s réteget is tartalmaz. A záróirányu feszültség hatására a tötreshordozók kilépnek ebből a középső rétegből, ezért megnő a letörési feszültség. Nyitóirányu feszültség esetén azonban nagyon sok szabad tötreshordozó áramlik a középső rétegbe, így a nyitóirányu ellenállás nem nő meg jelentős mértékben. Ehhez természetesen az is szükséges, hogy az s réteg elég vékony legyen. Teljesítménydiódákat ma már kizárólag Si-ből készítenek, mivel réteghőmérsékletük, letörési feszültségük és a hatásfokuk lényegesen nagyobb, mint a Ge diódáké.

Egy teljesítménydióda kivitelét a 4-7. ábrán láthatjuk. A teljesítménydiódák tokozását úgy tervezik, hogy a diódában disszipált hő könnyen el lehessen vezetni. Ezért az egyenirányító kristálylapocskát réz bázistömbhöz forrasztják, amely csavarmenettel is el van látva a hűtőbordákra



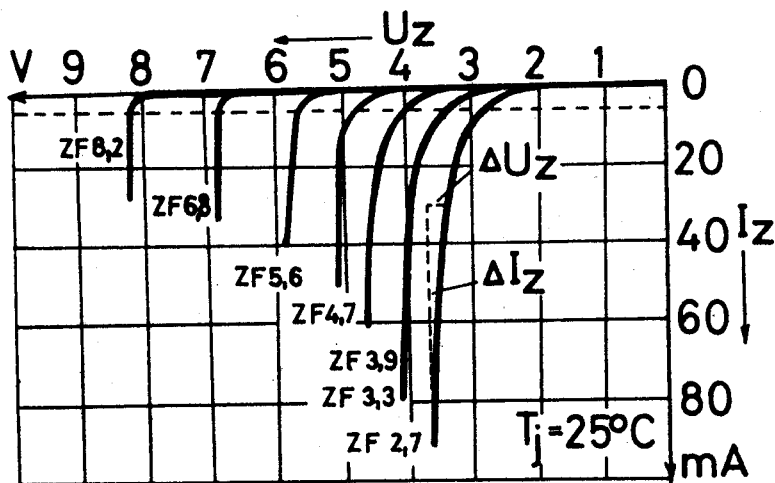
4-7. ábra
Teljesítménydióda felépítése

történő felerősítés céljából. Rendszerint ez egyben a katódkivezetés is. Az anódkivezetés vastag huzal, vagy huzalsodrony, amelyet üvegyöngyön keresztül vezetnek ki a fém védőburán.

A szerkezeti anyagok megválasztásánál vigyázni kell arra, hogy a bázistömb és az anóderintkező anyaga a félvezető kristályéval azonos hőtágulási együtthatóval rendelkezzen, valamint a forrasztóanyag ne hozzon létre újabb p-n átmenetet.

4-2.2. Zener-diódák

A 4-8. ábrán különböző ZF típusjelű, Intermetall gyártmányú Zener-dióda karakterisztikáit láthatjuk. A kisebb letörési feszültségű diódák jelleggörbéinek könyöke nagyobb ivben hajlott (Zener-hatás), míg a nagyobb letörési feszültségű diódákra vonatkozó jelleggörbék éles könyökkel rendelkeznek (lavinahatás).



4-8. ábra

Intermetall gyártmányú ZF típusú Zener-diódák karakterisztikái

A katalógusok a következő adatokat adják meg a Zener-diódákra, amelyeket felhasználásuk során figyelembe kell vennünk:

a) U_Z Zener-feszültség, amely a letörési tartományban az I_Z

Zener-áram valamilyen középtértékére vonatkozik. Rendszerint ezt a feszültséget írják a típusjel után: a ZF 5,6 tehát olyan Zener-diódát jelent, amelyiknek Zener-feszültsége 5,6 volt.

b) r_Z dinamikus vagy differenciális ellenállás, amelyet a Zener-áram középtértékének megfelelő helyen a feszültség és az áram növekményének hányadosaként definiálunk:

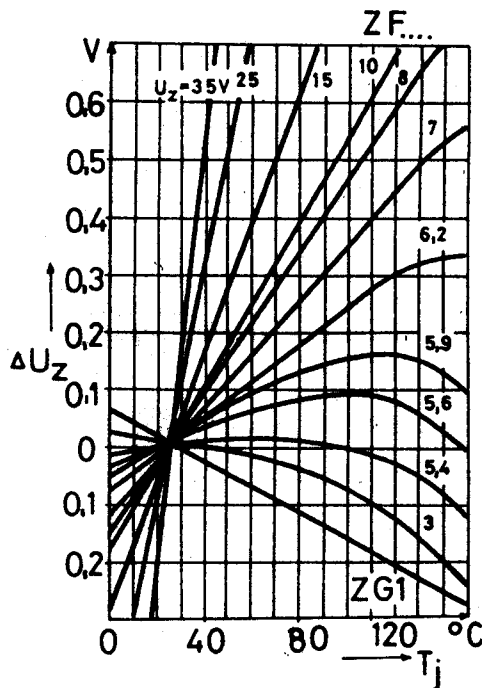
$$r_Z = \frac{dU_Z}{dI_Z} \quad (4-11)$$

Ideális esetben a differenciális ellenállás nem lenne több néhány ohmnál, ha az átfolyó áramerősség néhány milliamper. Ezt a nagyságrendet azonban csak a 6 V körüli Zener-feszültségű diódáknál mérhetjük, ennél kisebb vagy nagyobb letörési feszültségű diódáknál a differenciális ellenállás jóval nagyobb, 100 ohm körüli érték is lehet.

c) α_Z a Zener-feszültség hőmérsékleti együtthatója, amely definiálódik szerint:

$$\alpha_Z = \frac{\Delta U_Z}{U_Z} \cdot \frac{1}{\Delta T} \quad (4-12)$$

A 4-9. ábrán néhány ZF típusu Zener-dióda Zener-feszültségének változását mutatjuk be a réteghőmérséklet függvényében.



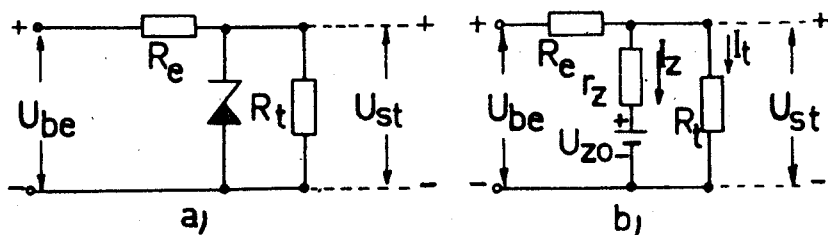
4-9. ábra
ZF Zener-diódák Zener-feszültségének változása a hőmérséklet függvényében

d) $P_{\max}$ megengedett legnagyobb veszteségi teljesítmény, amelyet léghűtésre vonatkoztatnak,

$T_{j\max}$ maximális réteghőmérséklet,

R_{th} hőellenállás.

A Zener-dióda záróirányu feszültség-áram karakterisztikája nem lineáris (4-8. ábra). A letörési feszültség környezetében egyre meredekebbé válik és a dióda differenciális ellenállása néhány (esetleg néhány tíz) ohmra csökken. Ebben a tartományban a diódaáram nagymértékű változásához kis feszültségváltozás tartozik. A jelenség feszültségstabilizálásra használható. A Zener-diódás feszültség-stabilizátor alapkapcsolást a 4-10. ábra mutatja. Itt U_{st} az R_t terhelésen megjelenő



4-10. ábra

Zener-diódás feszültségstabilizátor alapkapcsolása és helyettesítő képe

stabil feszültség, U_{be} az előbbinél nagyobb tápfeszültség. A terhelés vagy a bemeneti feszültség megváltozása Zener-áram (I_Z) változást okoz. Például a terhelő áram (I_t) növekedése a Zener-áram csökkenését vonja maga után. A Zener áram megváltozása viszont a kis differenciális diódaellenállás miatt nem eredményez nagy kimenőfeszültség változást, U_{st} közel állandó marad. A 4-10/b) ábrán a Zener-diódát állandó feszültségforrással (U_{Zo}) és egy vele sorba kapcsolt ellenállással (r_Z) helyettesítettük. Ez utóbbi a dióda differenciális ellenállásának, míg az U_{Zo} a munkaponti Zener-feszültségnek felel meg.

A helyettesítő kapcsolás alapján felírhatjuk, hogy ha R_e az előtét ellenállás értéke,

$$U_{be} - U_{st} = (I_Z + I_t) R_e \quad \text{és} \quad I_Z = \frac{U_{st} - U_{Zo}}{r_Z}.$$

Ezekből

$$U_{be} = U_{st} + R_e I_t + (U_{st} - U_{Zo}) \frac{R_e}{r_Z}. \quad (4-13)$$

A stabilizátornak a bemenőfeszültség- és a terhelésváltozás hatását kell kompenzálnia. Az előbbi jellemzésére az un. stabilizálási tényező - S_s - szolgál, amelyet definíciószerűen a (4-13) egyenlet U_{st} szerinti differenciálhányadosa adja:

$$S_s = 1 + \frac{R_e}{r_Z} \approx \frac{R_e}{r_Z} \quad (4-14)$$

mivel $R_e \gg r_Z$. Ahhoz, hogy a bemenőfeszültség ingadozása a lehető legkisebb kimenőfeszültség-változást idézze elő, R_e értékét célszerű igen nagyra választani, amely nagy bemenőfeszültséget igényel. R_e értékét a maximális kimenőáram szabja meg. A kapcsolás működésénél figyelembe kell azt is venni, hogy stabilizálás csak addig történik, ameddig Zener-áram folyik.

A stabilizátor másik fontos jellemzője a belsőellenállás, R_b . Ennek ismeretében meg tudjuk mondani, hogy a terhelés-ingadozás milyen kimenőfeszültség-változást eredményez. A belsőellenállás meghatározásához - a (4-13) összefüggésből kifejezhető - U_{st} kimenőfeszültségnek kell I_Z szerinti differenciálhányadosát képezni $U_{be} = \text{áll.}$ esetén:

$$R_b = \frac{R_e r_Z}{r_Z + R_e} \approx r_Z \quad (4-14)$$

Tehát $R_e \gg r_Z$ miatt a Zener-diódás feszültségstabilizátor belső ellenállása jó közelítéssel megegyezik a dióda differenciális ellenállásával.

Zener-diódás feszültségstabilizátornál a diódára eső teljesítmény a kimenőáram nagyságától és a terhelés ingadozásától függ. A diódákat kis-, közepes és nagyteljesítményű kivitelben gyártják. A közönséges diódákhoz hasonlóan a kis és közepes teljesítményű Zener-diódákat üvegházas kivitelben készítik, míg a nagyteljesítményűeket fémtokban helyezik el, amely hűtőbordára is csatlakoztatható.

4-2.3. Változtatható kapacitású diódák

A kiírt rétegnek a (4-6) egyenlettel leírt azon viselkedését, hogy az átmeneti réteg kapacitása fordítottan arányos a rákapcsolt feszültség négyzetgyökével, hasznosíthatjuk az ún. változtatható kapacitású (varicap) diódáknál. Nyitóirányú igénybevételnél a határréteg kapacitásával párhuzamosan kapcsolódó, kísértékü nyitóirányú ellenállás igen nagy veszteséget okoz. Záróirányú feszültségnél a határréteg ellenállása igen nagy, így a kondenzátor vesztesége több nagyságrenddel kisebb, mint az előbbi esetben. A varicap diódákat rendszerint Si-ből készítik, mivel ebben az esetben kicsi a visszáram, tehát ezzel is biztosítható a veszteségek kis szinten való tartása.

A varicap diódák legfontosabb adatai:

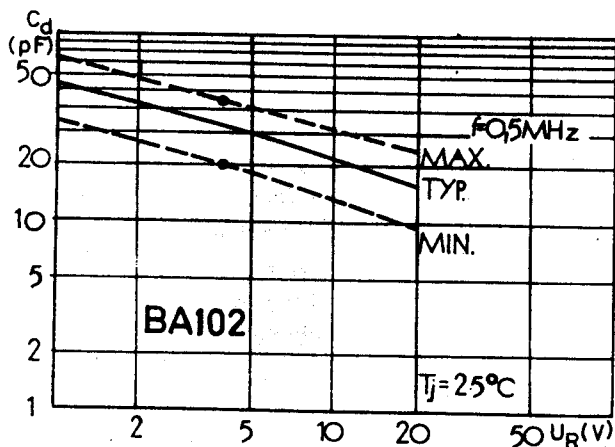
U_R	a diódára kapcsolható maximális záróirányú feszültség;
C_d	névleges kapacitás adott záróirányú feszültség mellett;
C_{d1}/C_{d2}	kapacitásátfogás, az U_R feszültség két adott értékéhez tartozó maximális kapacitások hányadosa;
Q_c	a kondenzátor jósági tényezője adott frekvencián;
P_{max}	megengedett legnagyobb energia-disszipáció;
I_R	legnagyobb záróirányú áram;
R_{th}	hőellenállás;
T_j	maximális réteghőmérséklet.

A 4-11. ábrán egy Philips gyártmányú varicap dióda feszültség-kapacitás-karakterisztikáját mutatjuk be.

A varicap diódának nagy a műszaki jelentősége, mivel kapacitásának értékét mechanikai beavatkozás nélkül, nagy sebességgel tág határok között tudjuk változtatni. Ez lehetőséget biztosít rezgőkörök, vagy akár teljes vevőkészülékek hangolására, frekvenciamodulációra, sávszűrők építésére stb.

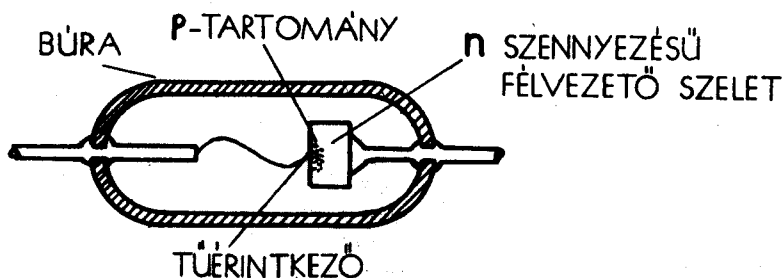
4-2.4. Tűs diódák

A tűs dióda a legrégebb félvezető eszköz, a rádiólokátorok demodulátoraihoz a második világháború alatt fejlesztették ki. Szerkezeti felépítését a 4-12. ábrán láthatjuk. Az n szennyezésű Ge vagy Si kristálylemezkehez többnyire rugónyomással csatlakozik az arany-indium ötvözetből vagy wolframból gyártott huzal csucsa, amelynek átmérője 1μ -nál kisebb, és a nyomás következtében kissé behatol a félvezető lemezkébe.



4-11. ábra

BA 102 tip. varicap dióda záróirányú feszültség-kapacitás karakterisztikái



4-12. ábra

Tűs dióda felépítése

A gyártás során alkalmazott erőteljes formáló áramimpulzus hatására a csucs alatt kis p tartomány keletkezik a félvezetőben. Így parányi méretű és ennek megfelelően kis kapacitású p-n átmenet alakul ki. A huzal csúcsa az egyik kivezetés. A másik kivezetés elkészítéséhez az n szennyezésű félvezető lemezkét úgy forrasztják hozzá a fémfoglalathoz, hogy közöttük ne alakuljon ki záróréteg. A kész rendszert üveg vagy kerámia csőbe helyezik. A katódot egy vagy több színes gyűrűvel jelölik a burán. A tűs diódák alkalmazási területe közel 30 GHz-ig terjed (koaxiális diódák).

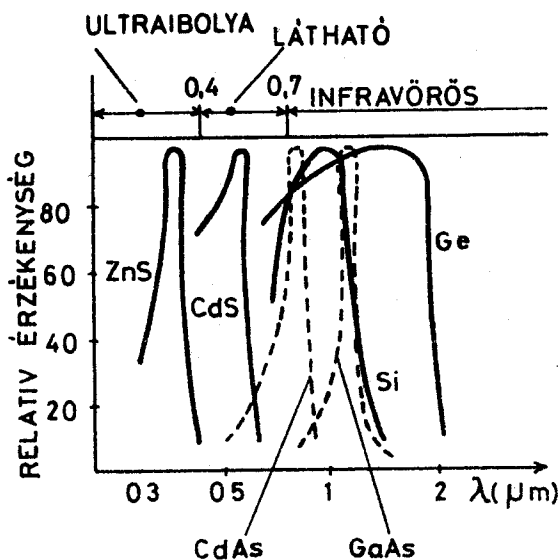
4-2.5. A fotodióda

Kísérleti fizikai tanulmányainkból ismeretes egyes anyagok azon tulajdonsága, hogyha olyan fotonokat abszorbeálnak, amelyek energiája, nagyobb mint a tiltott sáv szélessége, akkor azokban elektron-lyuk párok keletkeznek. Ezen alapul legtöbb fénydetektor működése. A 4-1. táblázatban felsoroltunk néhány fénydetektorként használatos anyagot, megadva szobahőmérsékleten a tiltott sáv szélességét. Ezen anyagok zöme intermetallikus ötvözet és a germániumhoz hasonlóan a gyémánt-rács szerkezetnek megfelelően kristályosodik.

Tiltott sáv szélessége félvezetőkben, szobahőmérsékleten

4-1. táblázat

Kristály	E_g (eV)	Kristály	E_g (eV)
CdS	2,4	InAs	0,43
GaP	2,2	PbS	0,37
GaAs	1,4	PbTe	0,29
Si	1,1	InSb	0,23
Ge	0,7		



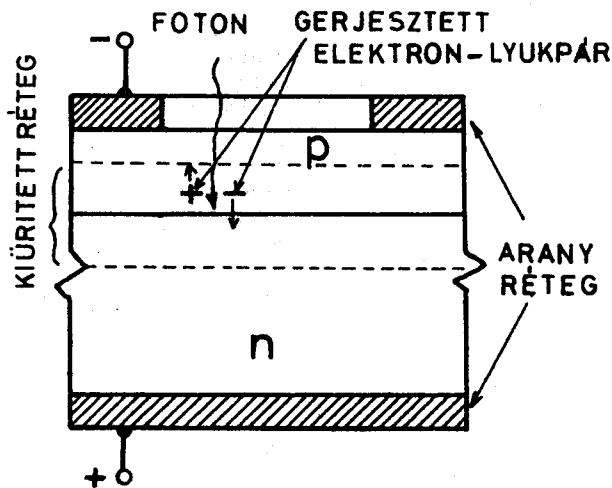
4-13. ábra

Fotodióda alapanyagok viszonylagos spektrálérzékenysége

A 4-13. ábrán bemutatjuk néhány fotodióda-alapanyag viszonylagos spektrálérzékenységet. A Si és Ge esetén látható $1,1\mu$ és $1,8\mu$ hosszuhullámu levágás az 1,1 és 0,7 eV-os tiltott-sáv szélességgel kapcsolatos. Ezen hullámhosszak felett már olyan kicsi a fotonok energiája, hogy nem tudnak töltéshordozókat gerjeszteni. A rövidebb hullámhosszu tartományban a levágás viszont azzal indokolható, hogy a nagyobb energiájú fotonok már a felület közelében létrehozzák a töltéshordozókat, amelyek a gyors rekombináció miatt nem jutnak el

a kiürítési tartományba. Ezen kívül a legtöbb fotodióda az ultraibolya sugárzási tartományban kisebb fotoáramot mutat, mivel a diódák burkolatán levő ablak ezeket a sugarakat már nagymértékben abszorbeálja.

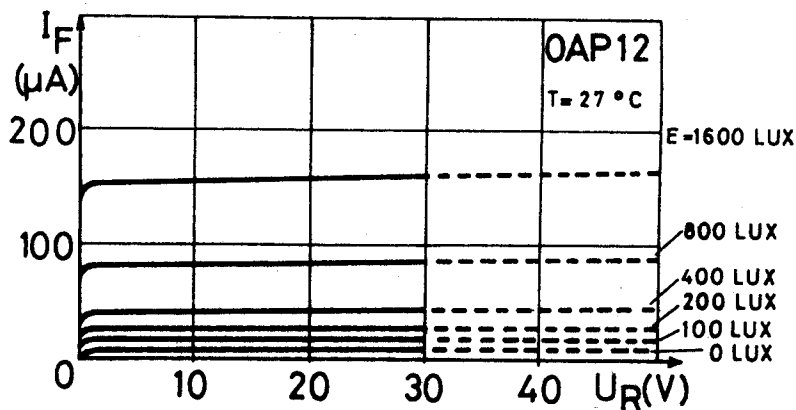
A 4-14. ábrán egy pn fotodióda felépítését és működési alapelvét láthatjuk. A záróirányban előfeszített fotodiódán - ha nem esik rá fény igen kicsiny záróirányú áram folyik, amelyet a termikusan gerjesztett



4-14. ábra

pn fotodióda felépítési és működési elapelve

kisebbségi töltéshordozók közvetítenek. Fény hatására a dióda különböző rétegeiben elektron-lyuk párok keletkeznek, az előbb említett feltételek mellett. Ha a töltéshordozó-párok a p vagy n tartományban keletkeznek, akkor az ott levő szabad töltéshordozók miatt igen nagy a rekombináció valószínűsége. A fotoáram létrehozásában azok az elektronok és lyukak játsszák a döntő szerepet, amelyek a kiürített rétegben gerjesztődnek és ezeket a nagy térerő - a kisebbségi töltéshordozókhoz hasonlóan - átemeli a potenciálgáton. Ebből kifolyólag a záróirányú áram a megvilágítás erősségének függvényében változik (4-15. ábra). A fotodióda alkalmazhatósága szempontjából igen fontos az érzékenység növelése, azaz, hogy adott megvilágítás hatására a lehető legnagyobb fényáram keletkezzen. Ehhez az előbbieknél megfelelően azt kell elérnünk, hogy minél több foton a kiürített rétegben gerjesszen töltéshordozókat. Ezt úgy tudjuk megvalósítani, hogy a p réteget igen vékonyra ($\sim 1\mu$) készítjük, másrészt vastag kiürített réteget hozunk létre, amit a szennyezés mértékével, valamint a zárófeszültség nagyságával tudunk beállítani.



4-15. ábra

OAP 12 tip. fotodióda záróirányu áramának változása a megvilágítás függvényében

Tájékoztatásul megadjuk a Philips gyártmányú OAP 12 Ge fotodióda fontosabb adatait:

U_{Rmax}	maximális záróirányu feszültség	30 V
I_{Rmax}	maximális záróirányu áram	3 mA
P_{max}	maximális teljesítmény disszipáció	30 mW
Sötétáram	$U_R = 10$ V esetén	$15 \mu A$
r_d	dióda ellenállása	3 Mohm
Érzékenység		$0,05 \mu A/lux$
Fényérzékeny terület		$1 mm^2$
Maximális érzékenységhoz tartozó hullámhossz		$1,55 \mu.$

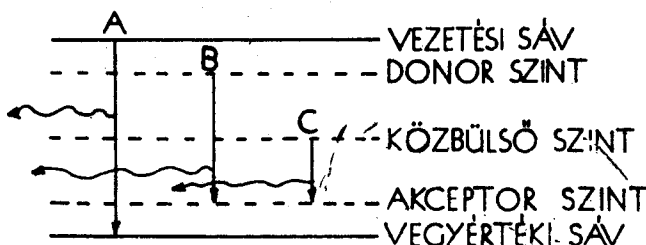
Ha a fotodiódára nem kapcsolunk külső feszültséget, akkor sötétben a p-n átmenet vizsgálatánál leírtaknak megfelelő egyensúlyi állapot áll be. Ha azonban a diódát megvilágítjuk, akkor az elektron-lyuk párok képzése megindul, a kiirított rétegben fellépő elektromos tér hatására a lyukak a p, az elektronok az n réteg felé diffundálnak. Ennek következtében a p réteg pozitív, az n réteg negatív potenciálra töltődik fel, és ún. fényelektromos feszültség keletkezik. Ez a feszültség nyitóirányban mérhető. Ha terhelést kapcsolunk a p-n átmenetre, akkor a körben mindaddig áram folyik, amíg a megvilágítás tart, így a fotodióda elektromos energiaforrásként is alkalmazható. Ilyen elven működnek a speciális kiképzésű, nagyfelületű fotodiódaként felfogható napelemek is.

A korszerű fotodiódák igen magas frekvencián (néhány száz MHz) használhatók, mivel a fényimpulzust követően 1 ns-on belül megindul a fotoáram.

4-2.6. Fényemittáló diódák

Az a jelenség, hogy a p-n átmenetben abszorbeált fény hatására áram keletkezik, régóta ismert, és számos területen alkalmazást is nyer. A jelenség fordítottja is igaz: ha megfelelő anyagu és ötvöztetésű félvezetőbe elektronokat és lyukakat injektálunk, akkor a dióda fényt bocsát ki. A fényemisszió az elektronok-lyukak rekombinációjának eredménye. A jelenség könnyen megérthető, ha arra gondolunk, hogy a szabad elektronok rekombinációja tulajdonképpen nem más, mint visszatérés a nagyobb energiájú (gerjesztett) állapotból az alapállapotba, és az átmenethez tartozó energiakülönbség megfelelő hullámhosszú fény formájában kisugárzódik.

Ez az átmenet történhet közvetlenül a vezetési sávból a vegyérték sávba, de nagyobb tiltott sáv szélesség esetén közbelső energiaszintek közötti átmenetek is lehetségesek (4-16. ábra), ennek megfelelően a kisugárzás is különböző hullámhosszú tartományokba esik [8].

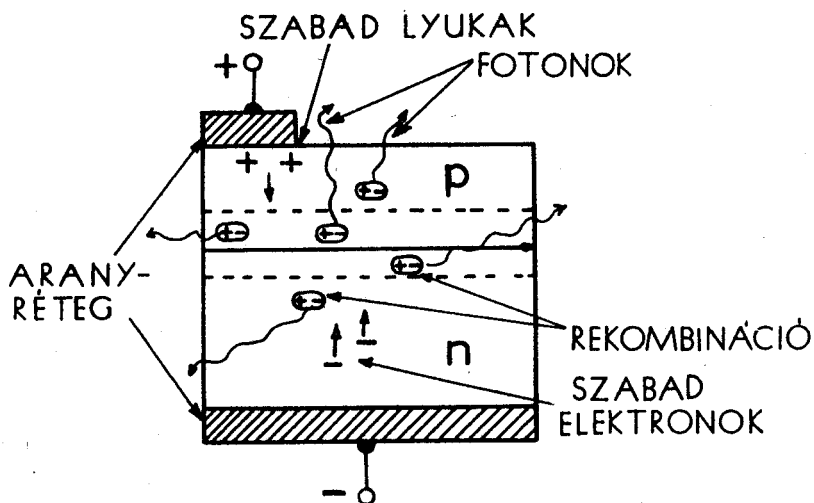


4-16. ábra

Különböző LED anyagok energia diagramja és a lehetséges átmenetek

A szilárdtest fényemittáló diódáknál a nagyobb energiájú elektronok nyitóirányú feszültség hatására injektálódnak az n rétegbe (és a lyukak a p rétegbe), mint ahogy azt a 4-17. ábra mutatja. A diódába injektált elektronok és lyukak a p-n átmenet közelében rekombinálódnak és a minden irányba kibocsátott fotonok közül a külső megfigyelő számára azok válnak láthatóvá, amelyek a felső, vékony rétegben keletkeznek.

A legrégebben használt fényemittáló félvezető anyag a gallium-arszenid, amely főleg az infravörös tartományban sugároz. A GaP tiltott sáv-



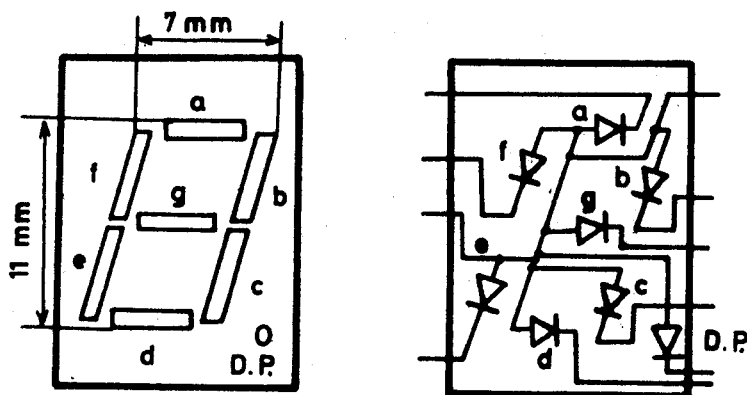
4-17. ábra
Fényemittáló dióda keresztmetszete

ja széles, két átmenetben sugároz, a látható spektrum zöld és vörös részében. A GaAsP hármass vegyület, amelyben az As/P arány megfelelő beállításával a tiltott sáv 1,4 és 2,2 eV között változtatható. Narancssárga és vörös színben sugárzó diódákat gyártanak belőle. Az utóbbi években több új anyaggal kísérleteznek. Egyike ezeknek a szilícium-karbid, amely narancs, sárga, zöld és kék színű fények kisugárzására alkalmas. Előállításukhoz és ötvözésükhöz magas, 2500 °C hőmérsékletre van szükség, ami nagyon megnehezíti ipari gyártásukat. Jelenleg még csak a sárga fényt sugárzó típusa van kereskedelmi forgalomban. További új, nagy reményeket keltő anyag a GaN, amely az egész látható spektrumot átfogó fényemissziós diódnak alapanyagául szolgálhat majd, ha megfelelő fajlagos ellenállású és fényhatású vegyületet sikerül belőle kialakítani.

Vannak olyan fényemittáló diódák is, amelyek egymással ellentétes polaritással párhuzamosan vannak kapcsolva, vörös és zöld színt kibocsátó rétegből épülnek fel, lehetővé téve a rajta levő feszültség polaritásának jelzését.

Az utóbbi években a fényemittáló diódákat - amelyeket angol nevük: Light--Emitting Diode kezdőbetűi után töviden LED-nek jelölik - igen széles körben alkalmaznak. Készítenek belőlük néhány mm nagyságú jelzőlámpákat; előnyük a kis anód-katód feszültség, a néhány mA-es áramfelvétel és a korlátlan élettartam. Lényegesen nagyobb jelentőségűek azok a dióda rendszerek, amelyek szám és betűjelzésre alkalmasak és digitális mérőkészülékek, számológépek, órák kijelző rendszerét alkot-

ják. Számok kiírására az ún. hétszegmenyes LED kijelzők terjedtek el (4-18. ábra), amelyekben a számjegyeket 0-tól 9-ig a hét vonalszerűen kiképzett dióda megfelelő kombináció szerinti működtetésével lehet láthatóvá tenni. Feszültség és áramigényük nagyon kicsi, általában néhány V üzemi feszültségűek.

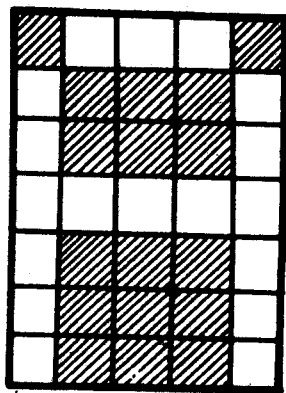


4-18. ábra
Hét szegmenses LED kijelző és elvi kapcsolása

Tájékoztató adatként közöljük, hogy az előbbi ábrán bemutatott viszonylag nagyméretű (8 mm) hétszegmenses számkijelző feszültségigénye 1,6 V, szegmensenként 20 mA az áramfelvétele.

Számok és betűk kiírására fényemittáló diódás matrixokat alkalmaznak. A legtöbb esetben elegendő a 35 diódából álló 7x5 mátrix használata (4-19. ábra). Itt a számjegyek és betűk kijelzése a megfelelő pontok világításából adódik. (Az ábra éppen az A betű kijelzését mutatja.)

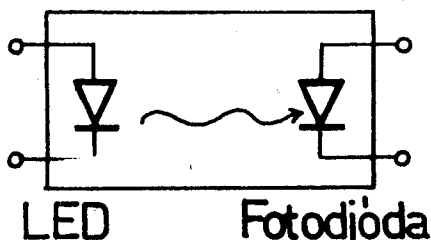
A korszerű LED-ekben a nyitóirányú feszültség bekapcsolása után nanosecundumon belül megindul a fényemisszió. Ezeket a típusokat impulzustechnikai célokra készítik.



4-19. ábra
35 LED diódából álló kijelző mátrix

4-2.7. Optikai izolátorok (optikai kapcsolók)

Mint az előbbiekben már láttuk, a LED-ek elektromos áram hatására fényt bocsátanak ki és a fényintenzitás arányos az áramerősséggel. Ezzel ellentétben, a fotodiódák a beeső fény intenzitásával arányos fotóáramot hoznak létre. E két alkatrész felhasználásával olyan új elektronikus elem alakítható ki, amely jelátvitelt tesz lehetővé galvanikus kapcsolat nélkül (4-20. ábra). (Az angol nyelvű irodalomban ezen elektronikus elemek Photon-Coupled Pairs vagy Optically Coupled Isolators néven ismeretesek). A bemeneten átfolyó áram és annak változásai a kimeneten a bemenő jelhez hasonló elektromos jelet hoz létre optikai csatolás révén. A rendszer felépítésétől függően a be- és kimenet közötti szigetelő ellenállás értéke igen nagy lehet. Készítenek olyan optikai izolátorokat is, amelyek be-



4-20. ábra

Optikai izolátor elvi felépítése

és kimenete között 100 kV nagyságú feszültségkülönbség engedhető meg.

A fentiek szerint az optikai izolátor lehetővé teszi elektronikus egységek és berendezések illesztését galvanikus kapcsolat nélkül. A módszer egyik előnye, hogy az optikai csatolás révén kiküszöbölődik az egységek közötti zavaró kölcsönhatás. További előny a nagy és kisfeszültségek elválasztása, ami biztonságtechnikai okokból is kívánatos.

Mivel mind a LED-ek, mind a fotodiódák igen nagy frekvenciákig használhatók, elsősorban impulzusteknikai (digitális mérés-technikai) áramkörökben alkalmazzák mint illesztő elemeket.

Az utóbbi időben készítenek olyan optikai izolátorokat is, amelyek bemenő és kimenő jele között a kapcsolt nagymértékben lineáris, ami alakú jelátvitelt tesz lehetővé.

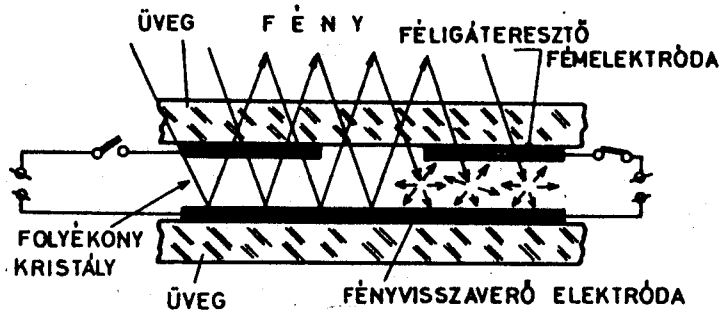
4-2.8. A folyadékkristályok

Bár a folyadékkristályok nem tartoznak a félvezetők csoportjába, de az utóbbi időben széles körben alkalmazzák számkijelző eszközökben s így célszerűnek tartjuk működési elvük rövid ismertetésére kitérni.

Folyadékkristályoknak olyan anyagokat nevezünk, amelyek különleges közbenső állapotot képeznek a szilárd és a cseppfolyós halmazállapot között. Ezek az anyagok szivar alakú szerves molekulákból állnak. Két fő csoportjukat a nematikus és a koleszterikus kristályok alkotják.

A nematikus folyadékkristályokban rendszerint hossz tengelyükkel majdnem teljesen párhuzamosan helyezkednek el a hosszukás molekulák, bár az is előfordulhat, hogy kis szögben eltérnek ettől a helyzettől. A koleszterikus kristályokra a réteges szerkezet jellemző. A rétegen belül úgy rendeződnek a molekulák, mint a nematikus kristályokban, de rétegenként változik az irányuk oly módon, hogy összességükben spirálisan alkotnak, és ennek a spirálisnak a tengelye merőleges a rétegek síkjára.

Az elektromos térben elhelyezett nematikus folyadékkristályban turbulens tartományok keletkeznek, ezeken a tartományokon szóródik a beeső fény, és a folyadék átlátszatlanná, homályossá válik. Az erőter megszüntetésekor megszűnik a turbulencia, a molekulák újra rendeződnek, újra látlátszóvá válik a folyadékkristály. A kristályban létrejövő turbulens állapotot azzal magyarázzák, hogy az elektromos térben mozgó ionok megzavarják a molekulák eloszlását. 2000 V/cm-nél kisebb térerősségnél a folyadékkristály még átlátszó, a térerősség növelésével azonban megkezdődik a fényszóródás, amely kb. 60 000 V/cm-nél megy telítésbe. Hogy kis feszültségeknél is telítési tartományba viuessük a kristályt, a rétegvastagság nem lehet nagyobb 100 μ -nál. Például 20 μ vastagságú rétegben néhány volt feszültséggel 7:1 kontrasztosságnak megfelelő szórást lehet elérni. A 4-21. ábrán a két üveglemez közötti teret nematikus folyadékkristály tölti ki. Lent a tömör fényvisszaverő elektróda látható. Az ábrán a két felső, félig-áteresztő fém elektróda közül a bal oldali nem kap feszültséget, így gyakorlatilag nincs szerepe, a jobb oldali viszont feszültség alatt van és az alatta levő réteg szórja a fényt. Az elektróda "kiugrik" a háttérből.



4-21. ábra

Folyadékkristályos kijelző elvi felépítése

Ha a felső lemezen levő félig-áteresztő vezető réteget pl. a LED-eknél bemutatott szegmenseknek megfelelően képezik ki, akkor számkijelzésre használhatók.

A nematikus folyadékkristályból készített szerkezet működtethető átvilágítással is. Ekkor mindkét üveglemezen az elektródáknak átlátszónak

kell lenniök. Ebben az esetben azonban külön fényforrásra is szükség van, ami jelentősen megnöveli az energiaigényt. A visszavert fénnel működő szerkezetek teljesítménye mindössze $10...100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, de rossz megvilágításnál vagy sötétben a számok nem láthatók.

A kőleszterikus folyadékkristályok molekulatengelyeinek említett csavarmenetszerű elrendeződéséből következik, hogy az ilyen anyagoknak igen nagy az optikai forgatóképességük. Másrészt, mivel az egyes me-
netek távolsága megegyezik a látható fény meghatározott hullámhosszával, a folyadékkristály fényvisszaverése szelektív, tehát anyagi minőségüktől függően különböző színű kijelzők készíthetők belőlük.

4-2.9. Kapcsolódiódák

A félvezető diódák mint külső feszültséggel működtetett kapcsolók is felhasználhatók. A bekapcsolt állapotot nyitóirányu, a kikapcsolt állapotot záróirányu feszültséggel lehet létrehozni. A félvezető diódákban lejátszódó kapcsolási folyamatok sebességével kapcsolatban néhány késleltető hatással kell számolni.

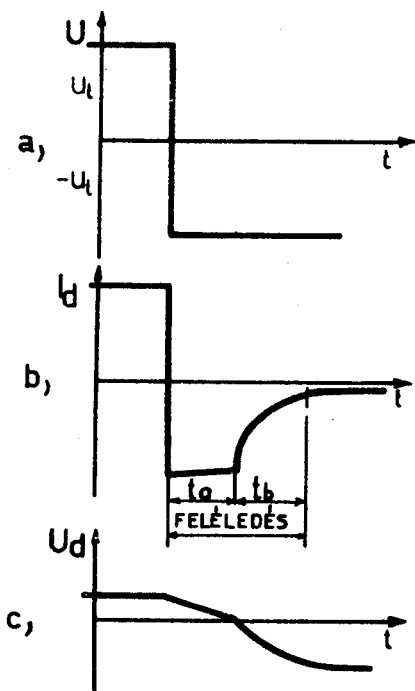
Vezető állapotban a félvezető diódában tárolt diffúziós töltés nagy, amely kisebbségi és az ezt egyensúlyban tartó többségi töltéshordozóból áll. Szakadáshoz (lezárt) állapotban a tárolt töltés értékét közelítően zérusnak vehetjük. Ettől függetlenül kell figyelembe vennünk az átmenetnél levő tértöltés-réteget, amely változó értékű kapacitásként viselkedik.

Kikapcsoláskor tehát el kell tüntetni a diffúziós töltést. Ekkor például az n rétegben felhalmozott lyukak rekombinálnak vagy az átmeneten keresztül visszatérnek a p rétegbe. Ezt követően a töltéshordozók mozgása a kiürített réteget szélesíti. Mindehhez olyan áramra van szükség, amely a dióda záróirányu áramával egyező irányu. A kikapcsolás során tehát a diódán rövid, záróirányu kisütő áramimpulzus folyik és csak ezután áll be az állandósult záróáram (4-22. ábra). Azt az időt, amely alatt a visszáram az átkapcsolást követően egy meghatározott és előre megadott értékre csökken, feléledési vagy zárási késleltetési időnek nevezzük. Ez az idő két részből tevődik össze: a diffúziós töltés eltávolításához szükséges t_a és a tértöltés megváltoztatásához szükséges t_b időtartamból. A kvantitatív elemzést mellőzve [21] csupán azt jegyezzük meg, hogy mivel a tértöltési tartomány kapacitás értéke néhány pF, a terhelő ellenállás megfelelő megválasztásával t_b értéke nagymértékben csökkenthető. Így döntő szerephez jut a kisebbségi töltéshordozók rekombinációs idejének, élettartamának a csökkentése t_a csökkentésében.

A gyorsabb átkapcsolás érdekében rekombinációt elősegítő szennyezést visznek be az anyagba. Gyors működésű diódákat aranyadalékkal szennyeznek, így legalább két nagyságrenddel lehet csökkenteni a feléledési időt. Még jobb eredmény érhető el a szennyezésprofil különleges kialakításával. Rendkívül nagy kapcsolási sebességet lehet elérni a gallium-arzenid anyagu diódákkal, mert ebben a félvezetőben különösen nagy a töltéshordozók mozgékonyasága.

Bekapcsoláskor lényegesen kisebb a feléledési idő szerepe, mivel a tértöltés-kapacitás kezdeti kisütő árama a stacionárius vezetési áramtól alig tér el.

Nagy kapcsolási sebességek elérésére a Schottky-diódákat használják.



4-2.10. Schottky-dióda

A Schottky-dióda lényegében egy fém-félvezető átmenet, amelynek töltéstárolási képessége lényegesen kisebb, mint az arannyal szennyezett diódáké. A Schottky-dióda karakterisztikáját és töltéstárolási tulajdonságát a 4-23. ábra mutatja. Látható, hogy lényegesen kisebb nyitófeszültség mellett kezd működni, mint a pn-diódák [6].

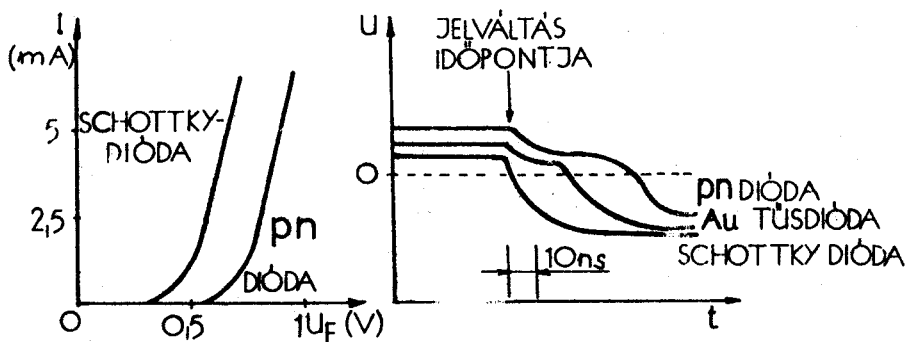
A Schottky-diódát elterjedten alkalmazzák logikai áramkörökben, mint kapcsolódiódákat, valamint az ún. Schottky-tranzisztorok felépítésénél, amivel majd a későbbiekben fogunk foglalkozni.

Tájékoztatásul megadjuk a HP 2305 tip. Schottky-dióda főbb paramétereit:

a letörési feszültség minimális értéke 30 V; $U_R = 15$ V záróirányú feszültségnél a záróirányú áram maximális értéke $I_R = 300$ nA; $U_F = 0,4$ V nyitóirányú feszültségnél az áram $I_F = 1$ mA; a záróirá-

4-22. ábra

Félvezető dióda kikapcsolási tranziense: a) meghajtó feszültség, b) a dióda árama, c) a dióda feszültsége



4-23. ábra

Schottky-dióda sztatikus karakterisztikája és töltéstárolási tulajdonsága pn (1) és arannyal szennyezett (2) pn diódával összehasonlítva

nyu diódkapacitás $U_R = 0$ V esetén 1 pF, $U_R = 12$ V-nál már csak 0,3 pF. A kisebbségi töltéshordozók élettartama 100 ps.

4—3. A tirisztor

4-3.1. A tirisztor felépítése, kapcsolási folyamatok

A tirisztor négyrétegű vezérelt szilícium egyenirányító (4-24. ábra), amelynek két szélső rétege erősebben, a két belső - un. bázisrétegek - pedig gyengébben van szennyezve. A rétegek között p-n átmenetek alakulnak ki. A két szélső valamint a közbenső p-bázisréteget kivezetéssel látják el, az utóbbit vezérlő elektródának nevezik. A tirisztor szerkezeti felépítése a 4-25. ábrán látható.

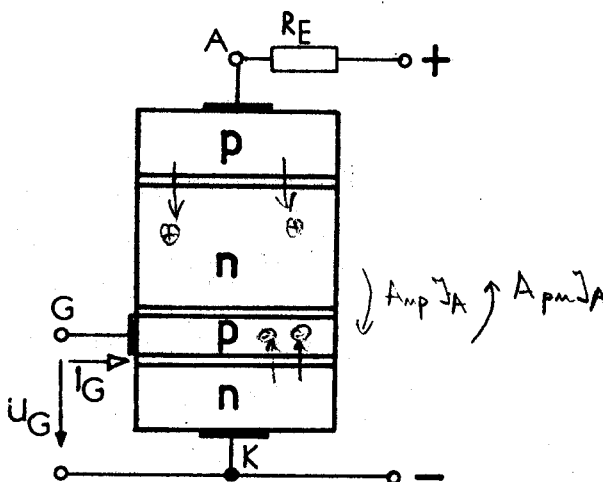
Kössünk a tirisztorra olyan polaritású feszültséget, hogy az A anód pozitívabb legyen, mint a K katód (nyitóirányú igénybevétel), és a G vezérlő elektródát hagyjuk szabadon. Ekkor az 1 és 3 átmenetek nyitó, a 2 átmenet pedig záróirányú feszültséget kap. Az egyes rétegek valamint a nyitóirányban előfeszített átmenetek ellenállásai elhanyagolhatóan kicsinyek a 2 átmenet ellenállásához képest. Tehát a külső feszültség döntő része a 2 átmenetre jut és normál üzemi feszültség mellett a tirisztoron első közelítésben csak a lezárt 2 réteg igen kicsi záróirányú árama folyik keresztül. A valóságban azonban ez az áram valamivel nagyobb, mint a záróirányú áram és ezzel magyarázható a tirisztor jellegzetes működése. A tirisztoron átfolyó teljes áram (I_A) úgy áll elő,

hogy a katódretegből elektronok injejtálódnak a p-bázisrétegbe, az anódretegből pedig lyukak injejtálódnak az n-bázisrétegbe. Mivel a bázisrétegek szennyezettsége jóval kisebb mérvű, mint az anód- és katódretegé, az előzővel ellentétes töltéshordozók injejtálása - a különböző szennyezettség miatt - elhanyagolható [13], [40]. Az injejtált töltéshordozóknak csak egy része tud rekombinálódni a megfelelő bázisrétegben, a maradék változatlanul átjut a 2 zárórétegen és emiatt az ábrán látható járulékos $A_{np} I_A$ és

$A_{pn} I_A$ áramokat hozza létre,

növelve ezzel a 2 átmeneti ré-

teg I_Z záróirányú áramát. Tehát a tirisztoron átfolyó teljes áram, vezérlőáram alkalmazása nélkül



4-24. ábra

A tirisztor nyitóirányú igénybevétele

$$I_A = I_Z + A_{np} I_A + A_{pn} I_A$$

lesz, amelyből I_A -t kifejezve:

$$I_A = \frac{I_Z}{1 - (A_{np} + A_{pn})}$$

$$\text{Mivel } A_{np} + A_{pn} = 1 \Rightarrow$$

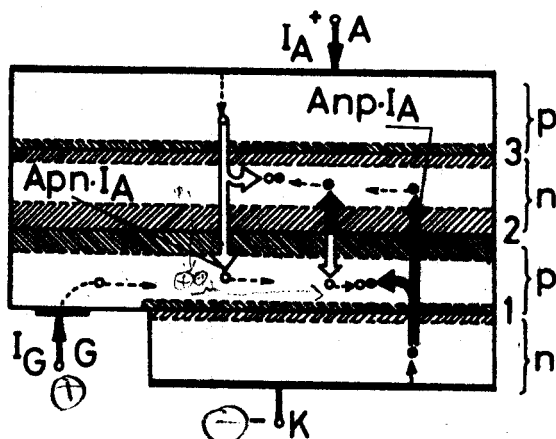
(4-16)

összefüggést kapjuk.

Az A_{np} és A_{pn} tényezők értéke nem állandó. Nagyságuk, geometriai és anyagi jellemzőkön kívül a mindenkor anódáram és hőmérséklet értékétől is függ [13]. Üzemi hőmérsékleten, kis anódáram mellett (a tirisztor kikapcsolt állapotában) $A_{np} \approx A_{pn} < 0,1$, majd az átfolyó áram növelésével rohamosan növekedve 0,5...1 közötti értéket vesz fel. Amikor az $A_{np} + A_{pn}$ összeg megközelíti az 1-et, a (4-16) összefüggés nevezője közel nulla lesz és az I_A értéke ugrásszerűen

megnö, azaz a tirisztor bekapcsol. Ezután a bekapcsolt állapot az állandóan folyó nagy anódáram miatt tartósan fennmarad. Ekkor az $A_{np} + A_{pn}$

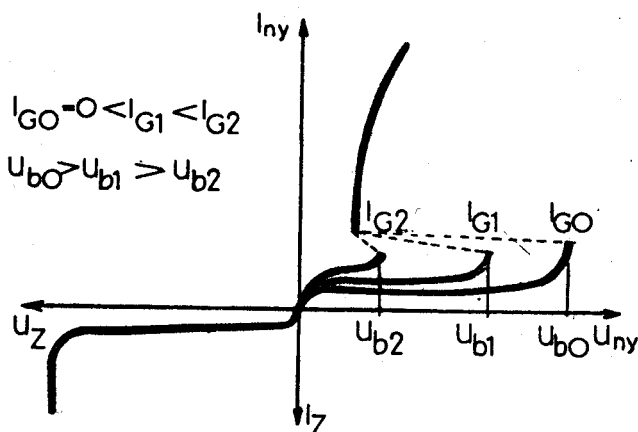
1-nél nagyobb értéket vesz fel, ami azt jelenti, hogy a tirisztoron át-



4-25. ábra
Tirisztor szerkezeti felépítése

folyó I_Z záróirányú áram megfordul, nyitóirányú lesz [13], emiatt a 2 átmeneti rétegen eső feszültség is ellentétes irányú lesz a másik két réteghez képest. Ennek megfelelően a tirisztoron mérhető eredő feszültség - bekapcsolt állapotban - alig nagyobb mint egyetlen dióda nyitóirányú feszültsége.

A 4-26. ábra a tirisztor bekapcsolási karakterisztikáját mutatja.



4-26. ábra
A tirisztor jelleggörbéi, paraméter a vezérlőáram

Az I_G (vezérlőáram) = 0-hoz tartozó görbén látható, hogy ha növeljük a feszültséget, a tirisztoron átfolyó áram eleinte kevésbé, majd rohamosan növekszik. U_B billenő feszültségnél, amely közel áll a tirisztor középső rétegének letörési feszültségéhez, az áram jelentősen megnő és a fent említett okok miatt a tirisztor vezetésbe billen. Ebben az esetben I_A nagyságát gyakorlatilag csak a fogyasztó ellenállása korlátozza. A valóságban nem szabad a tirisztor a billenő feszültséggel nyitni, mert az a tirisztor tönkremenetelét okozhatja.

A tirisztor nyitóirányú igénybevétele mellett, kikapcsolt állapotban kössünk egy feszültségforrást (gyújtófeszültséget) a vezérlő elektróda és a katód közé úgy, hogy a vezérlőelektróda legyen pozitívabb. A gyújtófeszültség hatására a 4-24. ábrán jelzett irányú I_G vezérlőáram folyik, és az ebből származó lyukak hozzáadódnak a 2 zárórétegen p-bázisrétegbe áthaladó lyukakhoz. Ez növeli a katódrétegből a p-bázisrétegbe injektált elektronok számát és egyben a nem rekombinálandó, n-bázisrétegbe átjutó elektronok számát is, amely végül is az anódáram növeléséhez vezet, és a tirisztor - adott körülmények között - sokkal kisebb üzemi feszültségnél bekapcsol. A tirisztoron átfolyó mindenkori anódáramot - a (4-16) összefüggéshez hasonlóan - a vezérlőelektródán átfolyó I_G vezérlőáram figyelembevételével is felírhatjuk [13]:

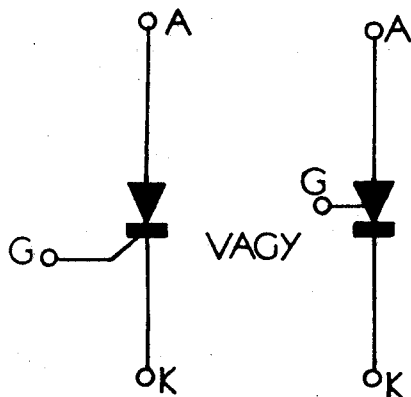
$$I_A = I_z + A_{np} (I_A + I_G) + A_{pn} I_A = \frac{I_z + I_G A_{np}}{1 - (A_{np} + A_{pn})} \quad (4-17)$$

Az összefüggésből látható, hogy a vezérlőáram megnöveli az anódáramot és ezzel elősegíti a bekapcsolt állapot létrehozását.

Minél nagyobb a vezérlő áram, annál kisebb külső feszültségnél következik be a tirisztor gyújtása. A feszültségviszonyokat a 4-26. ábrán látható jelleggörbe mutatja. Ha a vezérlőáramot olyan értékre választjuk, hogy a billenési feszültség kisebb legyen, mint az éppen alkalmazott üzemi feszültség, akkor a tirisztor átkapcsol vezetésbe (begyújt). A vezérlőáramnak ezt az értékét gyújtóáramnak nevezzük. Ezután a tirisztor a korábban említettek miatt tartósan vezetési állapotban marad a gyújtóáram megszüntetése után is, és kikapcsolása nem oldható meg a vezérlő elektródára adott kioltó vezérlőárammal sem. A kikapcsolás csak akkor következik be, ha az anódáram egy minimális érték - az ún. tartóáram - alá csökken.

Ha a tirisztorra olyan polaritású feszültséget kapcsolunk, hogy az anód negatívabb legyen mint a katód, ez a feszültség az 1 és 3 átmenetet záró, a 2 átmenetet nyitóirányban veszi igénybe. Feltételezhetjük itt

is, hogy a külső feszültséget a két lezárt átmenet veszi fel. Mivel a középső n réteg szennyezettsége igen gyenge, a 3 átmenet tértöltési tartománya sokkal szélesebb, mint az 1 átmeneté, így az előző átmenet záróirányu ellenállása jóval nagyobb az utóbbinál. Emiatt a külső feszültség java része a 3 átmenetre jut. A tirisztoron átfolyó áram ekkor igen kicsiny. A külső feszültség növelésével - hasonlóan a rétegdiodához -



4-27. ábra

A tirisztor jelképi jelölése

az áram gyakorlatilag nem nő, a tirisztor záróirányban van igénybevéve. Záróirányu igénybevétel alatt vezérlőáram nem folyhat, mert az 1 átmenet nyitása következtében jelentősen növekedhet a záróirányu áram.

Megjegyezzük, hogy vezérlésre a tirisztor másik bázisrétege is felhasználható. Ebben az esetben a vezérlőfeszültséget az anód és az n-bázisrétegen levő vezérlőelektróda közé kell kapcsolni, az előzővel ellentétes polaritással. Az ilyen felépítésű tirisztorokat anti npnp tirisztoroknak nevezik.

A tirisztor szimbolikus jelölését a 4-27. ábrán tüntettük fel.

Szinuszos váltakozó feszültségnél a terhelt tirisztoron átfolyó áram időbeli lefutását impulzus-gyújtás esetében a 4-28. ábrán láthatjuk. A terhelésre jutó teljesítmény nagyságát az impulzussorozat fázishelyzete szabja meg. A fázisszög változtatásával a fogyasztóra jutó teljesítmény a nulla és a maximális teljesítmény között változtatható, mozgó, mechanikus alkatrészek felhasználása nélkül, ezért a tirisztor viszonylag egyszerű módon, váltóáramu teljesítményszabályozásra is alkalmas.

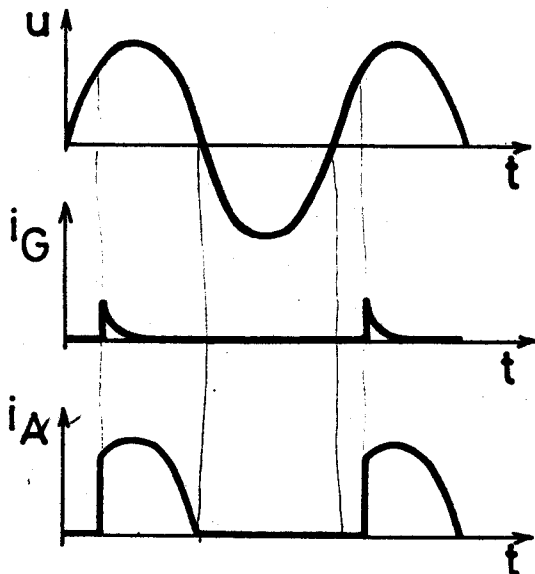
A tirisztor gyújtásához kívánatos jel meredek felfutásu és egy minimális értéknél hosszabb időtartamu impulzus. Rövidebb impulzushoz általában nagyobb amplitudóju jel szükséges. Minél meredekebb a vezérlőáram felfutása, annál kisebb a kapcsolási idő. Azonban minden tirisztornál megadnak egy kritikus árammeredekséget, amelyet nem szabad túllépni. Ez azzal magyarázható, hogy a gyújtás pillanatában, a tirisztoron átfolyó áramot a gyujtóelektróda környezetében egy keskeny csatorna kezdi vezetni. Ha a vezérlő áram meredeksége túllépi a megengedett értéket, a csatorna mentén tulmelegedés léphet fel, ami a tirisztor tönkremenetelét okozhatja.

A kapcsoló diódákhoz hasonlóan tirisztoroknál is beszélhetünk feléledési időről, amely a tirisztor két bekapcsolt állapota között minimálisan szükséges idő ahhoz, hogy lezárt állapotba, majd gyujtó impulzus

hatására ismét bekapcsolt állapotba kerülhessen. A feléledési idő tehát korlátozza a váltóáram frekvenciáját, amelyet szabályozni akarunk.

4-3.2. A tirisztorok fajtái

A tirisztor elnevezést általában csak az eddig ismertett felépítésű ún. tirisztor-triódákra használják. Ez a név azonban nagy általánosságban gyűjtőneve mindazon félvezető eszközöknek, amelyek legalább 3 pn-átmenetet tartalmaznak, és kapcsoló tulajdonságokkal rendelkeznek. Ezek közül a legfontosabbakat az alábbiakban ismertetjük.



4-28. ábra

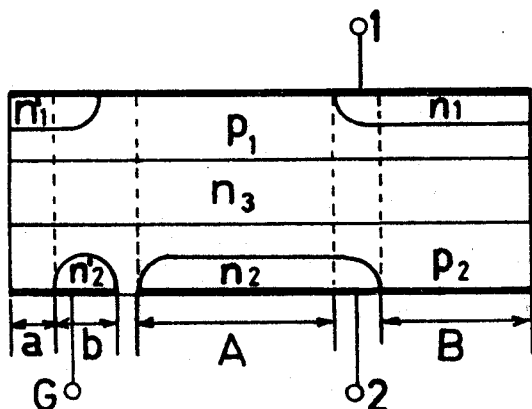
A terhelt tirisztoron átfolyó áram időbeni lefutása

Tirisztor-tetródák

Felépítésük a tirisztor-triódákétól abban különbözik, hogy mindkét bázisréteget vezérlőelektródával látják el, ezáltal anód- és katódoldaltól is vezérelhetők. A tirisztor-tetródák egy része - az ún. binisztorok - vezérlőimpulzussal is kiolthatók. Ezek kis katódfelületű tirisztor-tetródák. Bistabil tulajdonságuk miatt egyszerű felépítésű logikai áramkörök készítésére használható.

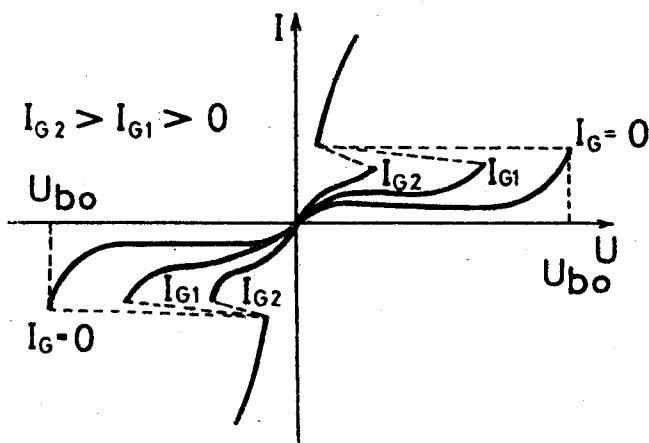
A kétirányú tirisztor (triac)

Váltakozó áramok kisteljesítményű vezérléséhez fejlesztették ki a kétirányú tirisztort, melyet az irodalomban igen gyakran triacnak vagy szimisztornak is neveznek. A triacnál a szilícium lapka belsejében két szembekapcsolt pnpn rétegelrendezést képeznek ki. A 4-29. ábrán láthatóan a triacnak három kivezetése van. Az 1 és 2 jelű főelektródák egyaránt betölthetik az anód és a katód szerepét, a V vezérlőelektródára pedig akár pozitív, akár negatív áramimpulzust adunk, a begyújtás létrejön (4-30. ábra).



4-29. ábra
A triac vázlatos felépítése

Vezéreljük a triacot pl. pozitív impulzussorozattal. Ha az 1 főelektrodán pozitív, a 2-n negatív a feszültség, akkor a vezérlőelektroda érintkezőjének p_2 réteghez csatlakozó a része az A rétegelrendezés ($p_1 n_3 p_2 n_2$) vezérlőelektrodájaként működik és a triac bekapcsol. Ha viszont a váltóáram második félperiódusában a 2 főelektroda van pozitív, az 1 negatív feszültségen, akkor a B rétegelrendezés van nyitótírányú igénybevétel alatt.



4-30. ábra
A triac jelleggörbéi, paraméter a vezérlőáram

A vezérlőáram most a vezérlőelektroda a része és a 2 főelektroda n_2 -vel határos része között folyik, aminek következtében az a rétegsor ($p_2 n_3 p_1 n_1$) kapcsol be elsőként, amely magával vonja a B rétegelrendezés bekapcsolását [40].

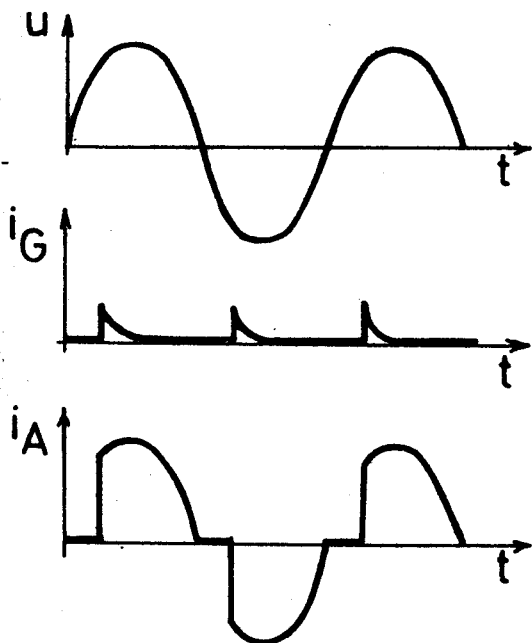
A terhelt triacon átfolyó áram időbeli lefutását a tirisztorhoz hasonlóan itt is a gyújtóimpulzusok fázishelyzete szabja meg (4-31. ábra). A triac szimbolikus jelölése a 4-32. ábrán látható.

4-3.3. Tirisztorok alkalmazása

A tirisztorokat leggyakrabban váltóáramu teljesítményszabályozásra, vezérelt egyenirányítóként és egyenáramu kapcsolóként használják. Az első két esetben a szabályozást a gyújtószög változtatásával oldják meg. A gyújtóimpulzusok előállítására megfelelő vezérlőgenerátor szolgál. A vezérlőgenerátor impulzusainak természetesen együtt kell futnia a szabályozandó váltófeszültség félperiódusaival. A gyújtásszög vezérlése legegyszerűbben RC-taggal oldható meg pl. a 4-33. ábrán látható kapcsolás segítségével. Itt a tirisztor vezérelt egyutas egyenirányítóként működik. A C kondenzátort a hálózati feszültség negatív félperiódusa a D_2 diódán keresztül $-U_0$ csúcsertékre tölti. Eközben a tirisztor záróirányu feszültséget kap, tehát az R_t terhelésen nem esik feszültség, A veszélyesen nagy negatív feszültség felléptét a tirisztor vezérlő elektródáján a D_1 dióda akadályozza meg.

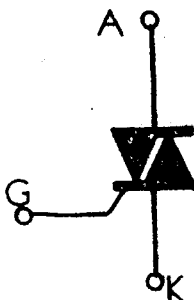
Miután a hálózati feszültség pillanatnyi értéke a negatív csúcserték alá csökken, az R ellenálláson keresztül megkezdődik a C kondenzátor kisütése. Ez a folyamat átnyulik a pozitív félperiódus tartományába. Amint az R

ellenálláson átfolyó pozitív áram a kondenzátort egy kritikus $+U_G$ gyújtási feszültségre tölti, a tirisztor bekapcsol és a pozitív félperiódus hát-



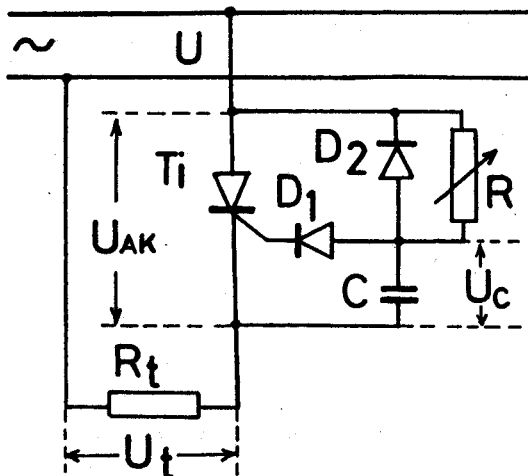
4-31. ábra

A terhelt triacon átfolyó áram időbeli lefutása pozitív impulzusvezérlés esetén



4-32. ábra

A triac jelképi jelölése



4-33. ábra

Gyújtásszög vezérlés RC taggal

értékeknél ($R_2 > R_1$) a 4-34. ábrán láthatók.

A 4-35. ábra váltóáramu teljesítményszabályozó kapcsolási rajzát mutatja. Itt a tirisztorok (Ti_1 , Ti_2) ellen-párhuzamosan

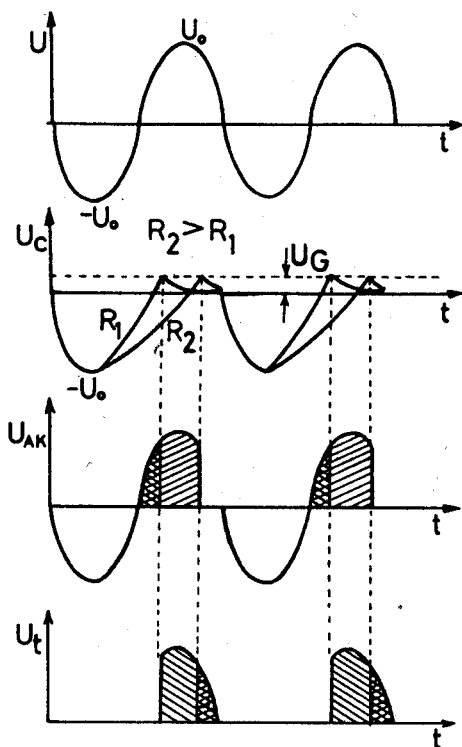
kapcsolódnak egymáshoz, így az R_t terhelésen a gyújtási szögek-től függő váltakozó feszültség jelenik meg. A tirisztorok gyújtó-impulzusait a Tr_1 és Tr_2 impul-

zustranzsfómátorok szolgáltatják, amelyek egyuttal megoldják a tirisztorok és a gyújtógenerátorok közötti galvanikus szigetelést is. A két gyújtógenerátor egymással megegyező felépítésű. Működési elvük a 4-36. ábrán látható jelalak alapján nyomon követhetők. Az u_1 feszültség

negatív félperiódusában a C kondenzátor a D_1 diódán

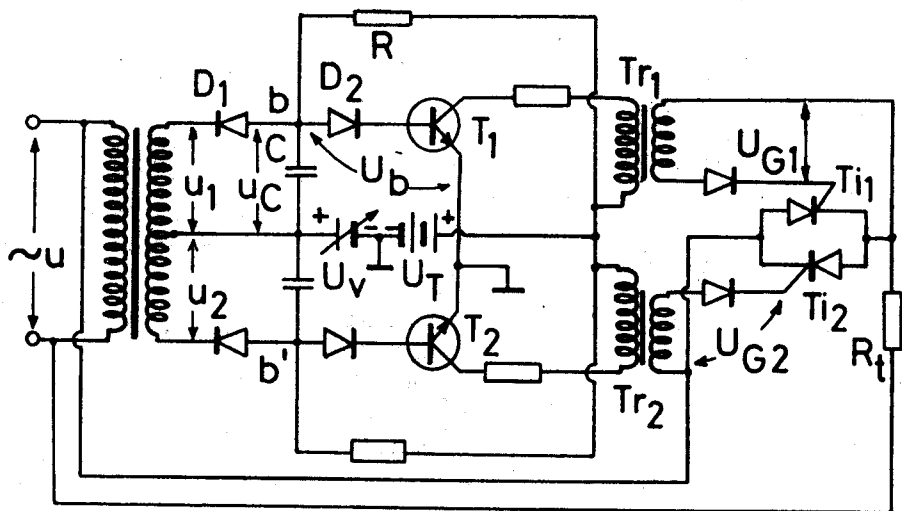
keresztül negatív csúcserőkre töltődik. A b ponton ekkor a csúcserőknél U_v -vel kisebb

ramaradó tartományában végig vezetési állapotban marad. A kioltás a nullátmenet környezetében akkor következik be, amikor az R_t által korlátozott anódáram a tartóáram értéke alá csökken. A gyújtás időpontja az R ellenállás értékének változtatásával állítható be. Ezzel a kapcsolási megoldással a gyújtási időpont a pozitív félperiódusban - mintegy 150 °-os intervallumon belül változtatható. A gyújtóáramkör impulzusalakjai különböző R



4-34. ábra

Feszültségviszonyok RC tagos gyújtás-vezérlés esetén



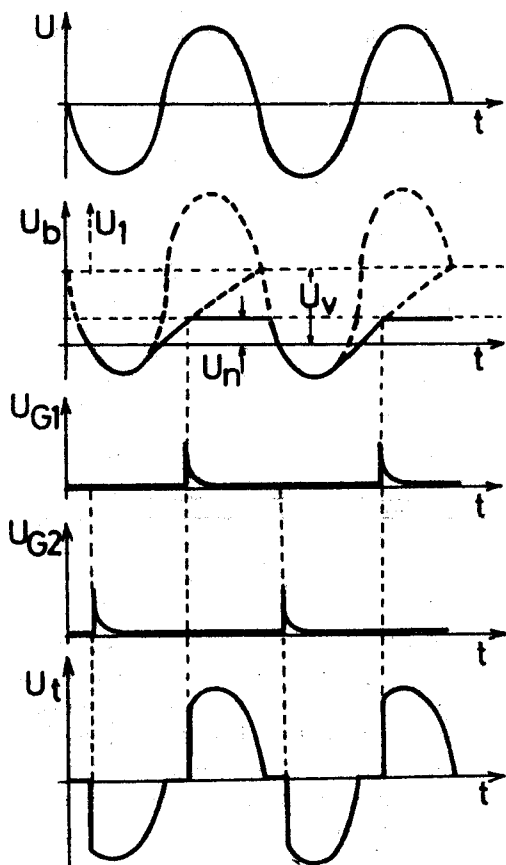
4-35. ábra

Tranzisztoros gyújtásszög-vezérlő áramkör impulzustranzformátorral feszültség (U_b) jelenik meg. A kondenzátor kisütéséről az R ellenállás gondoskodik. Kisütés közben a b pont feszültsége negatívból pozitív felé növekszik. Amint U_c és U_v eredője eléri a T_1 tranzisztor bázis-emitter valamint a D_2 dióda nyitóirányú feszültségeinek összegét (U_n), T_1 nyit és a Tr_1 tranzformátor gyújtóimpulzust bocsát a Ti_1 tirisztorra. A másik gyújtógenerátor működése ugyanilyen, csak itt a vezérlés u_1 -hez képest 180° -ot eltolt u_2 -vel történik, ezáltal a Ti_2 gyújtóimpulzusai is 180° -ot késnek a Ti_1 -éhez képest.

A gyújtási szög szabályozása U_v vezérlőfeszültség változtatásával lehetséges. Ha U_v -t csökkentjük a b és b' pont feszültsége negatívabb lesz, megnyulik a kondenzátorok kisütési ideje, ennek megfelelően a tirisztorok gyújtása is később következik be.

Ezzel a megoldással a gyújtási szög változtatása teljes 180° átfogással lehetséges. A kapcsolást megfelelő szabályozó áramkörrel kiegészítve automatikus teljesítményszabályozó (pl. kemencék hőmérsékletének stabilizálására) építhető.

A tirisztorok gyújtására az említetteken kívül még jónéhány megoldás ismeretes. Gyújtógenerátorként igen jól alkalmazhatók a speciálisan impulzustechnikai célokra kifejlesztett kétbázisú diódák is. Erre a későbbi fejezetekben (a kétbázisú dióda tárgyalásánál) még kitérünk.



4-36. ábra

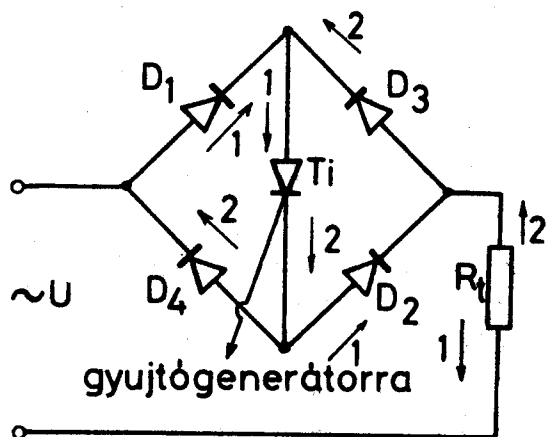
Tirisztoros gyújtásszög vezérlő áramkör impulzusai és a terhelésen fellépő feszültség alakjai

Váltakozóáramu teljesítményszabályozás egyetlen tirisztor felhasználásával is megoldható pl. 4-37. ábra szerinti ún. takarékkapcsolásban. Itt a tirisztor a diódás Graetz-hid egyenáramú ágába van kötve, ezért a rajta átfolyó áram egyenirányított félperiódusokból áll. A tirisztor bekapcsolt állapotában az R_t terhelésen a bemeneti u feszültség jelenik meg. Pozitív félperiódusban (1) az áram utja, D_1 , T_1 , D_2 , R_t negatív félperiódusban (2) R_t , D_3 , T_1 , D_4 . Ha a tirisztor nem kap gyújtóimpulzusokat, az áram utja mindkét irányban meg van szakítva és a terhelésen nem esik feszültség. A gyújtóimpulzusok fázishelyzetének változtatásával a kimenő teljesítmény is változik.

Egyenáramú stabilizátorokban igen gyakran használnak tirisztoros, kétutas, vezérelt egyenirányítókat. Segítségükkel a stabilizátorok hatásfoka lényegesen megnövelhető, mivel a gyújtásszög változtatásával mindig beállítható az a legkedve-

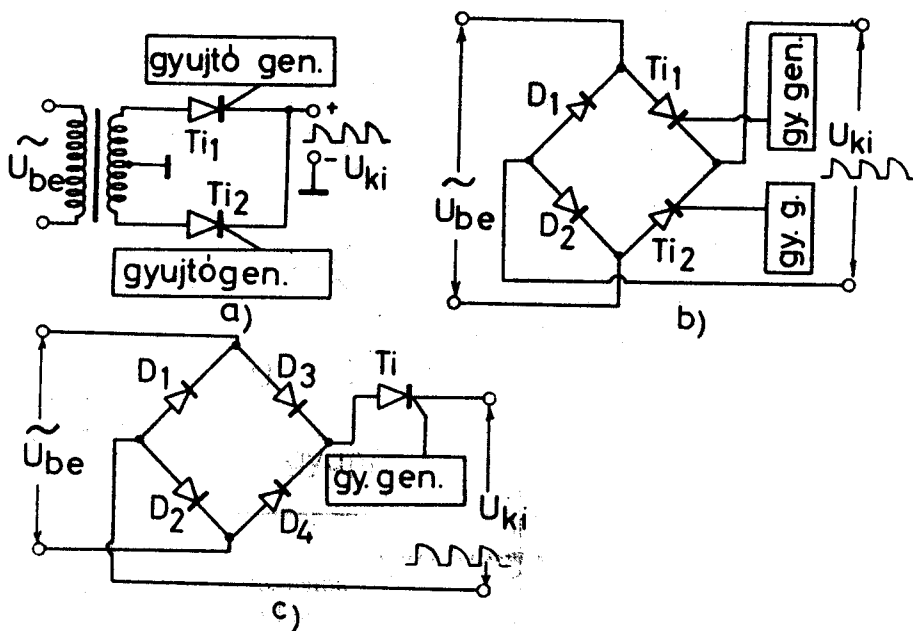
zőbb helyzet, amelynél a stabilizáló rendszeren csak a helyes működéshez éppen szükséges, minimális veszteségi teljesítmény esik. A gyújtásszög vezérlése ilyen esetekben mindig automatikusan történik. A vezérelt kétutas egyenirányítóra néhány példát a 4-38. ábrán mutatunk be.

A hagyományos felépítésű tirisztorokat gyakran használják egyenáram be- ill. kikapcsolására is. A bekapcsolás gyújtóimpulzus segítségével egyszerűen megoldható, a kikapcsoláshoz viszont az állandóan átfolyó anódáram miatt megfelelő kényszeroltásról kell gondoskodni. Kényszeroltáskor az a cél, hogy a tirisztoron átfolyó áramot kis időre a tartóáram értéke alá csökkentsük, ezután a kikapcsolt állapot már fennmarad és az ismételt bekapcsoláshoz újabb gyújtóimpulzus szükséges.



4-37. ábra.

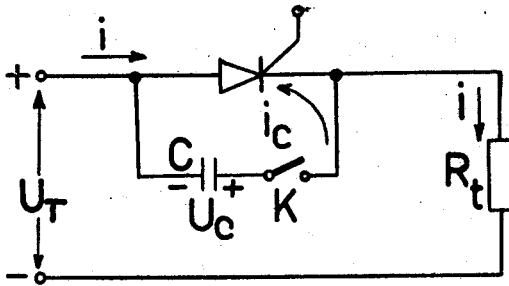
Váltakoramu teljesítmény-szabályozás
egyetlen tirisztor felhasználásával



4-38. ábra

Kétutas vezérelt egyenirányító kapcsolások:

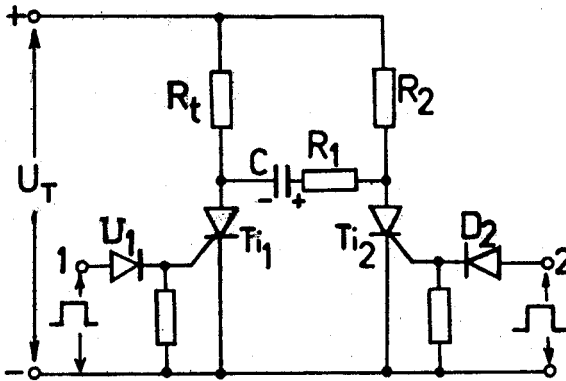
- a) középleágazású transzformátorral, b) Graetz-hidas kapcsolás,
c) Graetz-hidas egyenirányító takarékkapcsolásban



4-39. ábra

Tirisztor kikapcsolása oltókondenzátorral

A kikapcsolás megvalósítására több megoldás ismeretes. Erre a célra gyakran alkalmaznak a tirisztorral párhuzamosan kapcsolt oltókondenzátort a 4-39. ábra szerinti elvi felépítésben. A K kapcsoló zárásakor az ábrán jelzett polaritással feltöltött C kondenzátor egy kis időre megszakítja a tirisztor áramát, így az kikapcsolt állapotba kerül. A kapcsoló helyett igen gyakran egy másik un. segéd-tirisztort alkalmaznak.



4-40. ábra

Tirisztoros egyenáramú kapcsoló segéd-tirisztor felhasználásával

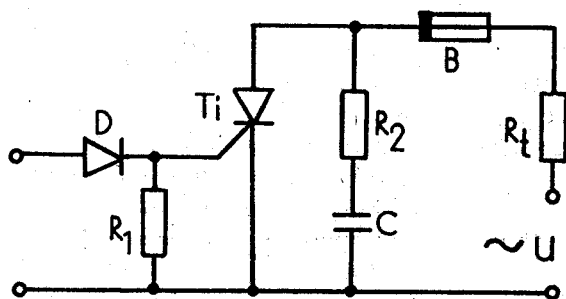
Segéd-tirisztoros egyenáramú kapcsoló gyakorlati megvalósítása látható a 4-40. ábrán. Alaphelyzetben mindkét tirisztor kikapcsolt állapotban van, a C kondenzátoron nulla feszültség mérhető. A terhelés (R_t) bekapcsolását a T_{i1} fő-tirisztor végzi az 1 bemenetre adott pozitív gyújtóimpulzus hatására. Ekkor a T_{i2} segéd-tirisztor még kikapcsolt állapotban marad és a kondenzátor az ábrán jelzett polaritással gyakorlatilag U_T feszültségre töltődik, R_1 -en és R_2 -en keresztül. T_{i1} kikapcsolása a 2 bemenetre adott gyújtóimpulzussal lehetséges. A kikapcsoló impulzus vezetésbe billenti a segéd-tirisztort, amely a C kondenzátort, mint pillanatnyi záróirányú feszültségforrást rákapcsolja a főti-

risztorra. Ezzel Ti_1 kikapcsol, majd a kondenzátor az előzővel ellentétes polaritással ismét U_T feszültségre töltődik R_t -n keresztül. A töltődés befejezése után a segéd-tirisztoron már csak az R_2 ellenálláson átfolyó áram megy át. A veszteség csökkentése miatt R_2 értékét célszerű úgy megválasztani, hogy ez utóbbi áram kisebb legyen a Ti_2 tartóáramánál. Ha ez teljesül, a segéd-tirisztor is kikapcsolt állapotba kerül, így az egész kapcsolóáramkör kikapcsolt állásban gyakorlatilag fogyasztásmentesnek tekinthető. A Ti_2 kikapcsolása után a kondenzátor is kisül. Az R_1 ellenállásnak itt áramkorlátozó szerepe van.

A fő-tirisztor kikapcsolásához ugyanis időre van szükség; emiatt a Ti_1 egy darabig még akkor is vezetésben marad, ha rajta a feszültségesés ellentétes irányu lesz. Ez azt jelenti, hogy a segéd-tirisztor bekapcsolásakor a kondenzátor energiája védőellenállás nélkül igen nagy áramot hozna létre. Ezen kívül az áramkorlátozás miatt megnyulik a C kisütési ideje is, biztosítva ezzel a fő-tirisztor kikapcsolásához szükséges időtartamot.

Minden elektromos berendezésben előfordulhat, hogy az egyes alkatrészek igénybevétele pillanatszerűen megnő. Ilyenkor - általában külső behatások (ki-, bekapcsolás, zárlat stb.) miatt - az alkatrészekeken eső feszültség és az átfolyó áram az üzemi érték sokszorososa is lehet. Ez sok esetben az építőelemek tönkremeneteléhez vezet. A félvezető elemek különösen érzékenyek a túlterhelésre, ezért mint minden félvezető eszköz, a tirisztort is védeni kell a nemkívánatos feszültség- és áramlökésektől.

Mindenekelőtt a veérlőelektródára jutó veszélyesen nagy negatív feszültséget kell elkerülni. Erre a célra legtöbbször a 4-41. ábrán látható soros védődiódát (D) és egy párhuzamos védő ellenállást (R_1) alkal-



4-41. ábra
Tirisztor bemeneti és kimeneti védelme

maznak. A dióda csak a nyitóirányú vezérlőimpulzusokat engedi át, ellentétes irányban lezár, és az ellenállás söntölő hatása miatt a tirisztor vezérlőelektrodájára gyakorlatilag nem jut negatív feszültség.

Az anód-katód közötti negatív vagy pozitív túlfeszültség ellen különböző védőáramköröket építenek be. Ilyenek lehetnek a tirisztorral párhuzamosan kötött gyorskapcsoló, feszültségfüggő ellenállás (VDR), induktív terhelésnél (kikapcsoláskor a túlfeszültségek kialakulása ellen) a terheléssel párhuzamosan kapcsolt védődióda, vagy ezek megfelelő kombinációja. Általános célokra azonban - egyszerű felépítése és olcsósága miatt - az előbbi ábrán látható soros RC tagot (R_2 , C) használják.

Itt a túlfeszültség kialakulását a kondenzátoron átfolyó nagy töltőáram korlátozza. Az R_2 ellenállásra azért van szükség, hogy a tirisztor bekapcsolásakor pillanatszerűen ne folyjon túlságosan nagy anódáram. Megjegyezzük, hogy az RC tag alkalmazása nem nyújt minden esetben kellő védelmet.

A zárlat okozta nagy anódáramok kiküszöbölésére legeredményesebben szintén gyorskapcsolók (elektronikus vagy elektromechanikus kapcsolóáramkörök) használhatók, de általános célokra itt is a korábbi ábrán látható egyszerűbb megoldást választják. A tirisztorral sorosan, olvadó biztosítót (B) kapcsolnak, amely a határáram túllépésekor rövid idő alatt kiolvad és megszakítja az áramkört. A tirisztorokhoz erre a célra különösen gyors olvadó biztosítókat fejlesztettek ki. A gyárak az egyes tirisztorokhoz rendszerint megadják a javasolt olvadó biztosítók típusát is.

4-3.4. Tirisztorok jellemző adatai

A tirisztorok alkalmazásakor minden esetben figyelembe kell venni azok határ- és egyéb jellemző adatait. Az alábbiakban ismertetjük a katalógusokban általában megtalálható legfontosabb jellemzőket:

U_{DSM}	maximális pozitív záróirányú feszültség, amelynél a tirisztor vezérlés nélkül még kikapcsolt állapotban marad adott hőmérsékleten;
U_{RSM}	maximális negatív záróirányú feszültség, amelyet a tirisztor letörés nélkül kibír adott hőmérsékleten;
I_{TAVM}	tartós határáram, nyitott állapotban folyó áram tartósan megengedett legnagyobb, egy periódusra átlagolt számítani középvértéke, 50 Hz-es, szinuszos váltófeszültségnél, egyutas kapcsolásban, hatásos ellenállás terheléssel;
I_{TSM}	nyitott állapotú lökőáram, maximálisan 10 ms időtartamu, nyitott állapotban folyó, periódikusan nem ismétlődő áram legnagyobb megengedett csúcsvértéke;

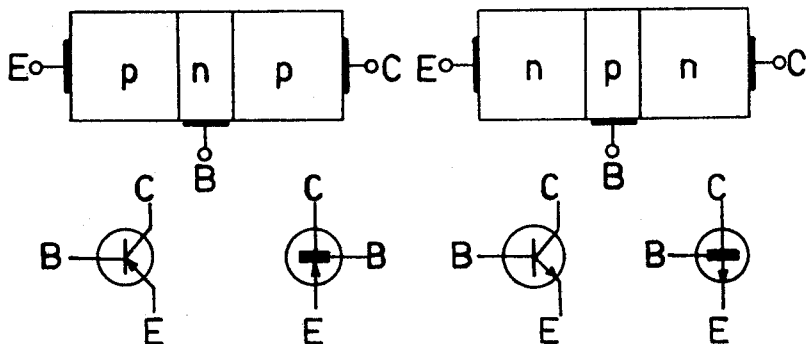
I_{GT}	gyújtóáram, amelynél a tirisztor adott körülmények között bekapcsol;
U_{GT}	az I_{GT} gyújtóáram létrehozásához szükséges vezérlő-elektroda - katód közötti feszültség;
I_R	a tirisztoron átfolyó negatív záróirányú maradékáram adott anódfeszültség és környezeti hőmérséklet mellett;
I_D	a tirisztor pozitív maradékárama kikapcsolt állapotban adott anódfeszültség és hőmérséklet mellett;
I_H	tartóáram, az az anódáram érték, amely alatt a tirisztor bekapcsolt állapotból kikapcsolt állapotba kerül adott hőmérsékleten;
t_{on}	bekapcsolási idő, a gyújtóimpulzus kezdetétől a bekapcsolt állapot létrehozásáig eltelt idő, mialatt a tirisztoron eső feszültség az üzemi feszültség 10%-ára esik;
t_{off}	kikapcsolási idő
t_q	feléledési idő
$(dU_D/dt)_{krit}$	zárt állapotú anódfeszültség kritikus meredeksége;
$(dI_t/dt)_{krit}$	nyitott állapotú áram meredekség kritikus értéke;
T_j	maximális réteghőmérséklet, amelynél a tirisztor még nem veszti el kapcsoló tulajdonságát;
R_{th}	termikus ellenállás.

4-4. A rétegtranzisztor

4-4.1. A rétegtranzisztor felépítése és egyenáramu viselkedése

A rétegtranzisztor lényegében félvezető egykristály lemezke, amelyben három különböző módon szennyezett réteg található pnp vagy npn elrendezésben. Az alapanyag germánium vagy szilícium, bár készülnek tranzisztorok egyéb félvezető anyagból is. A rétegtranzisztor elvi felépítését és jelképes ábrázolását a 4-42. ábra mutatja.

A tranzisztor rétegei rendben az emitter-, a bázis- és a kollektor-réteg. Az emitter - pnp típusnál - erősen szennyezett p, a bázis gyengén szennyezett n, a kollektor pedig gyengén szennyezett p típusú. Az emitter-bázis átmenetet nyitóirányban, a kollektor-bázis átmenetet záróirányban kell előfeszíteni. A két p réteg átmenete között a távolság kisebb, mint a kisebbségi töltéshordozók szabad uthossza, a bázis-réteg vastagsága ugyanis csak néhány $10\ \mu$. (A későbbiek folyamán is a



4-42. ábra

pnp és npn rétegranzisztor elvi felépítése és jelképes ábrázolása

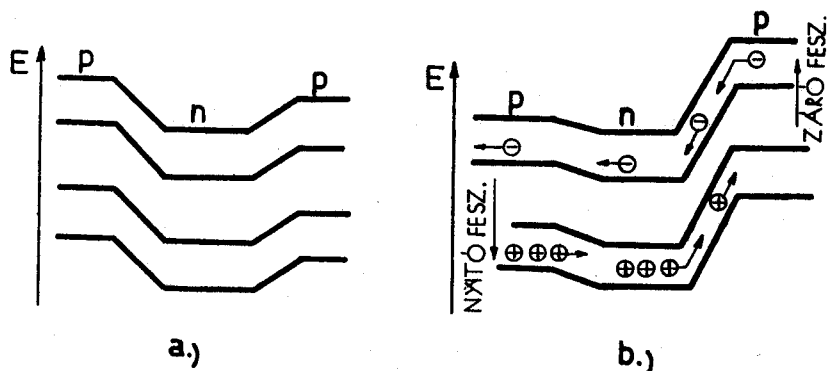
pnp tranzisztorral fogunk foglalkozni, de ugyanezek vonatkoznak az npn tranzisztorokra is, csak a lyukak és elektronok valamint a feszültségpolaritások szerepet cserélnek.)

Az emitter-bázis átmenet a nagy szennyezési koncentráció különbség miatt jó hatásfoku emitterként működik, lyukakat injektál a bázisrétegbe. Mivel a bázisréteg igen vékony, az oda injektált lyukak diffúzióval eljutnak a kollektor-bázis átmenetig, ott a záróirányú tér elfogja és a kollektor kontaktusa felé mozgatja őket. Az emitternek igen kicsiny, a kollektornak pedig nagy az ellenállása - ami az erősen eltérő szennyezett-ségi koncentrációból következik.

Az emitter-bázis közé kapcsolt feszültség alacsony (0,1 V nagyságrendű). Mivel a kollektor és a bázis gyengén szennyezett, a közöttük levő átmenet tértöltési tartománya széles, így erre viszonylag magas (10 V nagyságrendű) zárófeszültséget adhatunk, anélkül, hogy letörési jelenségek állnának elő. A bázisba injektált és a kollektorba átdiffundált lyukak kis ellenállású áramkörből nagy ellenállású áramkörön át magas feszültség szintre jutnak, ezért nagy teljesítmény- és feszültségerősítés jön létre. A megfelelő energiasávdiaagramokat a 4-43. ábrán láthatjuk.

Az emitterből a bázis felé folyó diffúziós áram az átmenetre kapcsolt nyitóirányú feszültséggel tág határok között változtatható, ezáltal a bázisból a kollektorba folyó áram is nagymértékben változik. Tehát az első átmenet árama hat a második átmenet áramára. Ezt a hatást tranzisztorhatásnak nevezzük.

Ha a tranzisztoron átfolyó áramokat vizsgáljuk (4-44. ábra), a következő megállapításokat tehetjük: a külső emittercsatlakozáson befolyó teljes áram I_E . Az emitteráram létrehozásában elektronok is részt vesznek, továbbá bizonyos mértékű rekombináció is van a bázisban, ezért a kollektorátmeneten csak az emitteráram egy része jut át, αI_E , ahol α

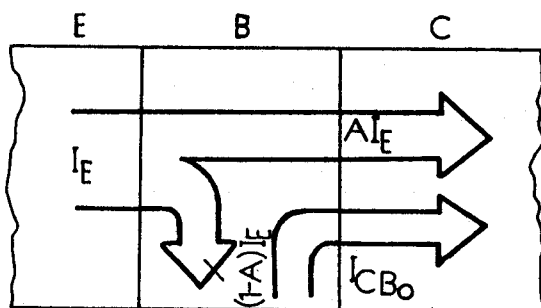


4-43. ábra

Energiasávok pnp rétegt tranzisztorban:

a) külső feszültség nélkül, b) külső feszültséggel

a tranzisztor nagyjelű vagy egyenáramú áramerősítési tényezője. A 1-nél kisebb szám, de ahhoz igen közel eső érték, 0,9...0,995 és a munkapont környezetében első közelítésben állandónak tekinthető. (Ha pl. a bázis szennyezettsége két nagyságrenddel kisebb, mint az emitteré, úgy az emitter áram 1%-át elektronok teszik ki. Mivel csak a lyukáramnak van hasznos szerepe, az α értéke 0,99 lenne, ha nem lépne fel rekombináció.)



4-44. ábra

A tranzisztor áramai működés közben

A lezárt bázis-kollektor átmeneten átfolyik a kisebbségi töltéshordozókból álló záróirányú vagy kollektor-visszáram, I_{CB0} is, így a kollektorátmeneten átfolyó teljes áram

$$I_C = A I_E + I_{CB0} \quad (4-18)$$

A folytonossági törvényből következik, hogy a bázisvezetéken kifolyó áramnak egyenlőnek kell lennie az emitteráram és a kollektoráram különbségével:

$$I_B = I_E - I_C$$

ami az előbbi egyenlet felhasználásával:

$$I_B = I_E (1 - A) - I_{CBo} \quad (4-19)$$

I_E értékét (4-18) összefüggésből kifejezve és behelyettesítve a (4-19) egyenletbe, a kollektoráramra

$$I_C = \frac{A}{1 - A} I_B + \frac{1}{1 - A} I_{CBo} = B I_B + (1 + B) I_{CBo} \quad (4-20)$$

összefüggés adódik. Itt $B = \frac{A}{1 - A}$ a bázisáramra vonatkozó nagyje-lű, illetve egyenáramu áramerősítési tényező, amely 1-nél jóval nagyobb érték.

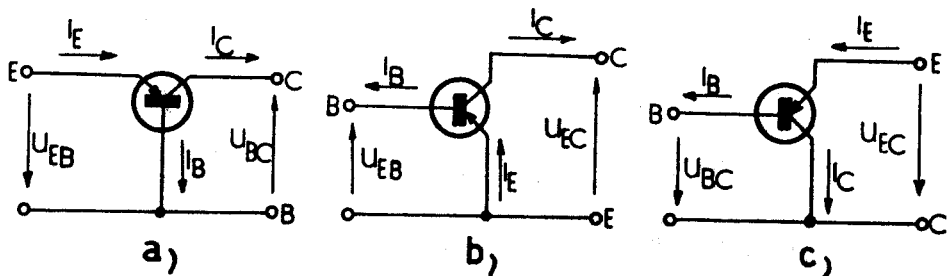
A tranzisztor egyenáramai közötti kapcsolat a valóságban általában nem lineáris. Az egyenáramok viszonya nem egyezik meg az áramok kis változásainak viszonyával. Ezért a gyakorlatban megkülönböztetik az egyenáramu és váltakozó áramu áramerősítési tényezőket, amelyekre az α és β jelöléseket használják és ezek definíció szerint:

$$\alpha = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \quad \text{és} \quad \beta = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \quad (4-21)$$

Igazolható, hogy adott munkapontban $A \approx \alpha$ és $B \approx \beta$ [41].

Mielőtt tovább elemeznénk a rétegtranzisztor egyenáramu viselkedé-sét, felhívjuk a figyelmet arra, hogy a tranzisztorokat, mint erősítő elemeket, három különböző alapkapcsolásban használják:

- Közös bázisu kapcsolásról van szó, ha a bázispont a bemenet és kimenet közös pontja és I_E a bemenő áram (4-45.a) ábra).
- Közös emitterű kapcsolásról beszélünk akkor, ha az emitter a közös pont és I_B a bemenő áram (4-45.b) ábra).
- Közös kollektoru a kapcsolás, ha a közös pont a kollektor és I_B a bemeneti áram (4-45.c) ábra).



4-45. ábra

Tranzisztorok alapkapsolásai:

a) közös bázisú, b) közös emitterű, c) közös kollektoru

Az ábrák alapján a tranzisztort négy pólusnak tekinthetjük, amelynek működését négy paraméterrel jellemezhetjük. Két paraméter tetszőleges megválasztása már meghatározza a másik két paraméter értékét. Általában a be- és kimenetre kapcsolt feszültségeket valamint a be- és kimeneten folyó áramokat szokás paraméterként felvenni.

A későbbiek folyamán vizsgálatainkat főleg a közös emitterű kapcsolásra korlátozzuk, mivel ez a leggyakrabban használt alapkapsolás.

A földelt vagy közös emitterű kapcsolásban az U_{BE} , U_{CE} , I_B és I_C mérhető mennyiségek közötti függvénykapcsolatot szokták megadni a következő csoportosításban:

$$\begin{aligned} U_{BE} &= f(I_B, U_{CE}) \\ I_C &= f(I_B, U_{CE}) \end{aligned} \quad (4-22)$$

és ezeket karakterisztikák alakjában ábrázolják.

Az áramerősítési tényező eddigi jellemzéséhez néhány kiegészítő megjegyzést kell tennünk. A valóságban a bázisban rekombinálandó lyukakhoz szükséges elektronokat a bázisáram biztosítja. Nagyobb lyukáram esetén a bázisba beáramló elektronok száma is növekszik, azaz változik a bázisban az elektronsűrűség. Az elektronsűrűség növelése kezdetben növeli az áramerősítési tényező értékét, a további elektronkoncentráció növekedése viszont már csökkenő áramerősítést eredményez [33, 41]. Az áramerősítési tényező (α és β) tehát csak valamely munkapont környezetében tekinthető állandónak, I_E növelésével először növekszik, majd erőteljesen csökken.

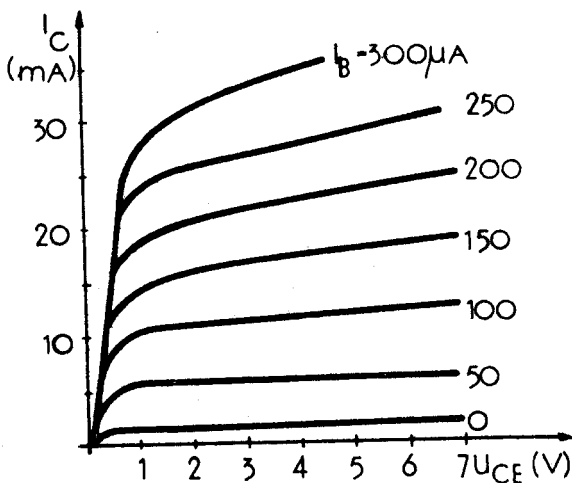
Nem lehet figyelmen kívül hagyni azt a körülményt sem, hogy a hatásos bázisréteg vastagsága kisebb, mint a tényleges, geometriai méretekből számított bázisvastagság, mivel abból le kell vonni a bázisban ta-

lálható kiürített réteg szélességét. Elsősorban a kollektornál található záróréteg szélessége számottevő, amely a záróirányú kollektorfeszültség növelésével nő. Ez az aktiv bázisréteg vastagság csökkentését eredményezi, ami egyrészt kihat a bázisréteg ellenállásának értékére, de ami ennél lényegesebb, befolyásolja az emitter- és kollektoráramot. Az aktiv bázisréteg-vastagság változása észrevehetően befolyásolja az áramerősítési tényező értékét is. Például csökkenő vastagság esetén ezzel arányosan csökken a bázisrétegben lejátszódó rekombináció mértéke, ennek megfelelően több töltéshordozó juthat át a kollektorrétegbe. A fenti okok miatt érthetővé válik, hogy a kollektorfeszültség növelése miért eredményezi az áramerősítési tényező növekedését.

A részletesebb számításokat mellőzve [41] a következő megállapításokat tehetjük, amelyek összhangban vannak a mérési eredményekkel:

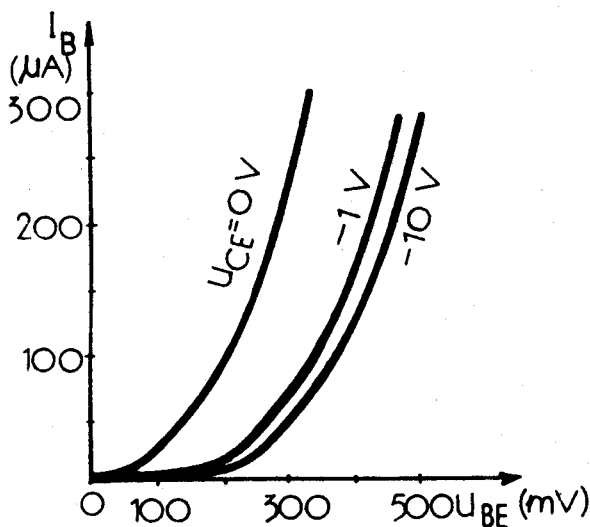
- a záróirányú kollektorfeszültség növelése kismértékben növeli a kollektoráramot,
- a kollektorfeszültség változása a nyitóirányú emitteráramot és a bázisáramot is befolyásolja, amit a bemeneti áram-feszültség görbéken a kollektorfeszültségnek paraméterként való ábrázolásával szokás ábrázolni,
- az áramerősítési tényező áram- és feszültségfüggése folytán az átviteli karakterisztikák nem lineárisak.

A 4-46., 4-47., 4-48. ábrákon bemutatjuk a tranzisztor közös emitterű kapcsolásához használt karakterisztikákat.



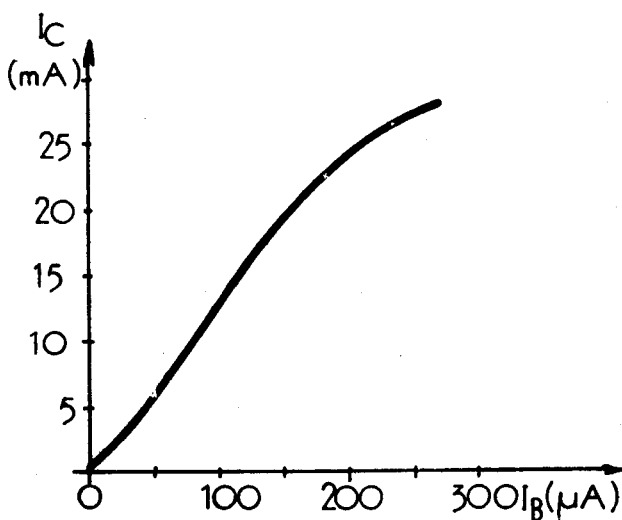
4-46. ábra

A tranzisztor kollektoráram - kollektorfeszültség (kimeneti) karakterisztikái közös emitteres kapcsolásban



4-47. ábra

A tranzisztor bázisáram-bázisfeszültség (bemeneti) karakterisztikája a kollektorfeszültség befolyásának feltüntetésével



4-48. ábra

A kollektoráram függése a bázisáramtól (átviteli karakterisztika) közös emitteres kapcsolásban

4-4.2. A tranzisztor kisjelű működése és helyettesítő képe

A tranzisztor egyik alkalmazási területe - a triódához és a többrácsos csövekhez hasonlóan - kis jelek alakhű erősítése. A kisjelű vezérlések elméletében lineárisnak tekinthetjük a vezérlés folyamatát, vagyis a vezérlő és a vezérelt mennyiség közötti összefüggést hatványsorral közelítve csak az elsőfokú tagot vesszük figyelembe. A vezérlő és vezérelt jelet az adott munkapontban fellépő kicsiny változásnak tekinthetjük, a köztük levő kapcsolat a vizsgált mennyiségek közötti függvény első differenciálhányadosa. Ebben az esetben a tranzisztor lineáris hálózatként viselkedik, a munkapont környékén a karakterisztikákat egyenes darabokkal helyettesíthetjük. A helyettesítő áramkör tehát lineáris kapcsolási elemekből építhető fel. A tranzisztor aktív eszköz, tehát a helyettesítő kör áram- vagy feszültséggenerátorokat is tartalmaz. A helyettesítő áramkör megszerkesztésekor az egyenáramú mennyiségek felüntetését mellőzzük.

A gyakorlatban többféle helyettesítő képet használnak, [19], [41] az egyes helyettesítő képek paraméterei között a kapcsolat egyértelműen leírható és sok helyen, táblázatokban megtalálható.

Mivel a tranzisztor kisjelű viselkedése lineáris és alapkapcsolásai egy-egy bemenő és kimenő kapcsolárral rendelkeznek, alkalmazhatjuk a lineáris hálózatokra vonatkozó négyfólyus helyettesítő képeket. Leggyakrabban a (4-22) egyenletekhez hasonló függvénykapcsolatokból indulunk ki.

$$\begin{aligned}U_1 &= f(I_1, U_2) \\ I_2 &= g(I_1, U_2)\end{aligned}\tag{4-23}$$

Ezek a kapcsolatok két független változó függvényei és a teljes differenciált képezve a következőket kapjuk:

$$\begin{aligned}\Delta U_1 &= \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \Delta U_2 \\ \Delta I_2 &= \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \Delta U_2\end{aligned}\tag{4-24}$$

Az egyenleteket egyszerűbb alakra hozhatjuk, ha a differenciális mennyiségek helyébe időfüggő mennyiségeket, a parciális deriváltak helyébe pedig a h paramétereknek nevezett együtthatókat helyettesítjük. Ezáltal a (4-24) egyenletek a következő alakba írhatók:

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

(4-25)

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

Az előbbi egyenletekből következik a paraméterek jelentése:

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

Bemenő ellenállás rövidrezárt kimenet esetén

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

Kimenőfeszültség visszahatása a bemenetre, nyitott bemenő kapcsok esetén;

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

Áramerősítés rövidrezárt kimenetnél;

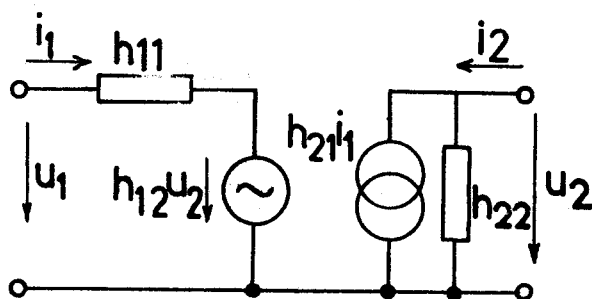
$$h_{22} = \left| \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0}$$

Kimenő vezetés nyitott bemenetnél.

Mint a h paraméterek jelentéséből látható, közöttük vegyesen szerepelnek ellenállás, vezetés dimenzióju valamint dimenziótlan mennyiségek, ezért hibrid paramétereknek is nevezzük őket.

Ha a h paramétereket a földelt- vagy közös emitteres kapcsolásra vonatkoztatjuk, akkor azt az e index segítségével jelöljük, pl. h_{11e} , h_{12e} , stb.

A paraméterek dimenzióit is figyelembe véve felrajzolható a tranzistor kisjelű h paraméteres helyettesítő képe (4-49. ábra).



4-49. ábra

A tranzistor kisjelű h paraméteres helyettesítő képe

A h paraméterek tipikus adatai kisteljesítményű tranzisztorokra közös emitterű kapcsolásban:

$$h_{11e} = 0,5 \dots 3 \text{ kohm}$$

$$h_{12e} = 1 \cdot 10^{-4} \dots 50 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21e} = 20 \dots 250$$

$$h_{22e} = 10 \dots 200 \mu S.$$

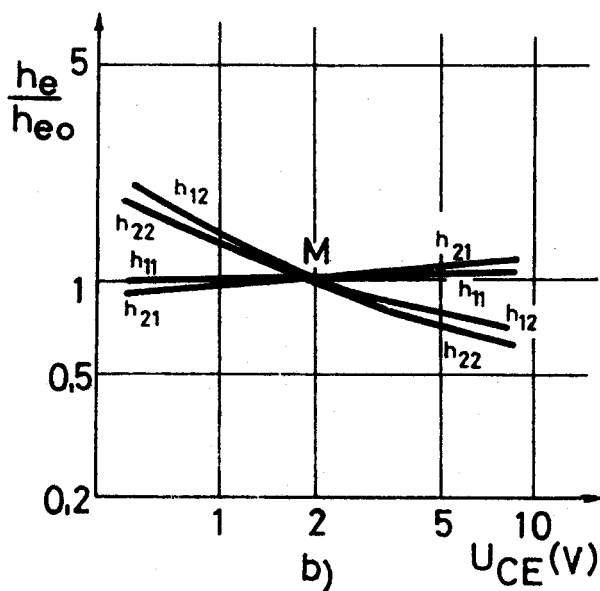
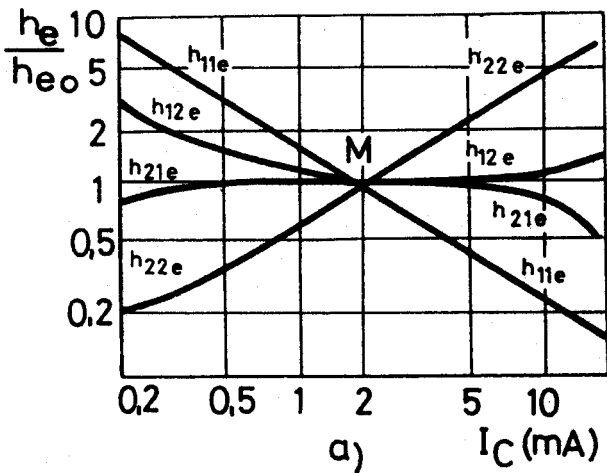
A h paraméterek értékeit a katalógusok egy javasolt munkapont-ra adják meg. Ettől eltérő munkapontban a paraméterek lényegesen más értékeket vehetnek fel. A paraméterek munkapontfüggését a gyártó cégek a 4-50. ábrán látható módon esetenként megadják [3, 30]. Az ábrákon a h paraméterek egyre normált alakjai szerepelnek. A nulla index a javasolt munkapontra érvényes paramétereket jelképezi.

A h paraméterek munkapontfüggését megfelelő fizikai modellek alapján számítani is lehet, amely számos irodalomban megtalálható [3, [41].

4-4.3. Erősítő alapkapsolások kisjelű működése

4-4.1. fejezetben már utaltunk arra, hogy a tranzisztorokat, mint erősítő elemeket három alapkapsolásban használják: a közös- (vagy földelt) emitteres, közös bázisu és közös kollektoru kapcsolásban. Említettük azt is, hogy ha a tranzisztor feszültségei, áramai csak a munkaponti értékek kis környezetében változnak, a tranzisztor igen jó közelítéssel lineáris kapcsolási elemnek tekinthető. Így a későbbiek során eltekintünk az egyenáramu viszonyoktól, a dinamikus viszonyokat a kapcsolás lineáris helyettesítő képéből, a lineáris hálózatszámítások elvei alapján vizsgáljuk.

Az erősítő alapkapsolások tárgyalása folyamán első lépésként a számítások leegyszerűsítése érdekében a bemeneti jelet szinuszosnak tételezzük fel és a kapcsolásokat csak a jelfrekvencia olyan tartományában vizsgáljuk, amelyben tulajdonságai frekvencia-függetlennek tekinthetők. Az alapkapsolásokban a váltakozóáramu rövidzár megvalósítására egyes helyeken kapacitások alkalmazása szükséges, ami természetesen frekvenciafüggést okoz, de ez a hatás egy bizonyos frekvenciahatár felett elhanyagolható. Így az erősítő alapkapsolások rendszerint egy úgynevezett közepes frekvencia tartományban tekinthetők frekvenciafüggetlennek. Ebben a frekvenciatartományban az üzemi jellemzők valóságok, így a be- és kimeneti impedanciák ellenállásoknak tekinthetők (R_{be} és R_{ki}). Az erősítési jellemzőknél a "o" indexszel utalunk arra, hogy az a közepes frekvenciatartományban jellemzi az erősítőt.



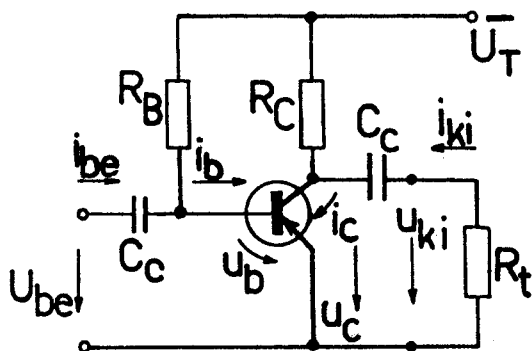
4-50. ábra

A h_e paraméterek változása:

a) kollektoráram, b) a kollektorfeszültség függvényében

A földelt emitteres erősítő alapkapsolás

A földelt vagy közös emitteres erősítő alapkapsolást használják a leggyakrabban. Legegyszerűbb megoldását a 4-51. bábrán tüntettük fel.



4-51. ábra

Földelt emitteres erősítő alapkapsolás

Lényege, hogy a vezérlő jelet a bázis és az emitter közé adjuk. A munkapontot a legegyszerűbben az U_T telepfeszültség és az R_B bázisellenállás segítségével állíthatjuk be.

A földelt emitteres erősítő a következőképpen működik: a bemenetre adott feszültség (vezérlés) a munkaponti bázis-emitter előfeszültség megváltozását eredményezi. A bázis-emitter nyitóirányú dióda feszültségének megváltozása a nyitóirányú áram

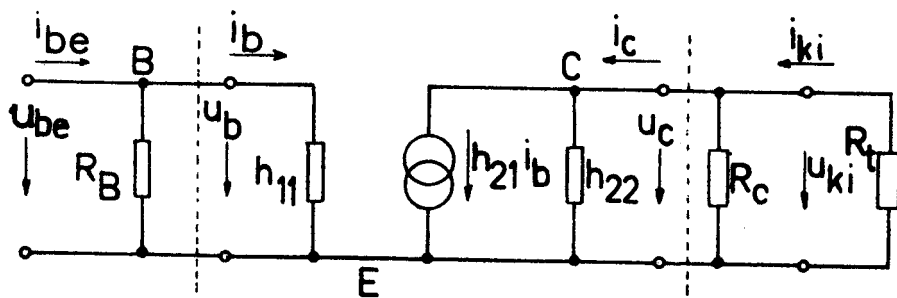
megváltozását eredményezi. Így ha a bázisfeszültséget negatívabbá tesszük, a dióda jobban kinyit és az I_B bázisáram megnő. A bázisáram megnövekedése az ismert módon a kollektoráramban β -szoros növekedést eredményez. A megnövekedett kollektoráram növeli az R_C kollektor munkaellenálláson eső feszültséget, azaz a kollektor-emitter feszültség kisebb, vagyis kevésbé negatív lesz, a kollektorpotenciál pozitív irányban változik. Tehát a bázisfeszültség negatív irányú változása a kollektorfeszültség pozitív irányú változását eredményezi, ami azt jelenti, hogy a földelt emitteres erősítő kimeneti feszültsége a bemenetihez képest ellentétes fázisú, azaz a kapcsolás fázist fordít.

A bázisfeszültség kismértékű megváltozása jelentős bázisáramváltozást eredményez, és mivel a β áramerősítési tényező értéke többnyire nagy ($\beta = 30 \dots 350$), megfelelő kollektorköri ellenállás alkalmazásával a kollektorfeszültség megváltozása a bázisfeszültség megváltozásának sokszorosa lehet. A földelt emitteres erősítő alapkapsolás tehát jelentős feszültségerősítéssel rendelkezik.

A csatoló kondenzátorok (C_c) a kapcsolásban - a csöves kapcsolásokhoz hasonlóan - az egyenfeszültségek leválasztására szolgálnak. Kapacitásuk akkora, hogy a közepes frekvenciákon rövidzárral legyenek helyettesíthetők. A tranzistoros áramkörök kis impedancia szintje miatt ezt csak igen nagy kapacitások alkalmazásával érhetjük el ($C_c \sim 10 \mu F$).

A csatoló kondenzátorok (C_c) a kapcsolásban - a csöves kapcsolásokhoz hasonlóan - az egyenfeszültségek leválasztására szolgálnak. Kapacitásuk akkora, hogy a közepes frekvenciákon rövidzárral legyenek helyettesíthetők. A tranzistoros áramkörök kis impedancia szintje miatt ezt csak igen nagy kapacitások alkalmazásával érhetjük el ($C_c \sim 10 \mu F$).

A földelt emitteres erősítő alapkapsolás üzemi erősítés jellemzőit a váltakozóáramu helyettesítő kép segítségével (4-52. ábra) számítjuk ki.



4-52. ábra

Földelt emitteres erősítő alapkapsolás váltakozóáramu helyettesítő képe

Itt a tápfeszültséget szolgáltató telepet, valamint a C_c csatoló kondenzátorokat rövidzárral, a tranzisztort pedig a frekvenciafüggetlen hibrid h paraméteres helyettesítő képével helyettesítettük. Látható, hogy a kimeneten a kollektorellenállás és a terhelő ellenállás párhuzamosan kapcsolódik, vezessük be ezért a párhuzamos eredőjükre az R'_t jelölést:

$$R'_t = R_c \times R$$

(Itt jegyezzük meg, hogy a műszaki gyakorlatban két párhuzamosan kapcsolt ellenállás eredőjének kiszámítására az "x" jelölést használják ez egyszerűbbé teszi az összefüggések felírását - amely szerint tehát az előbbi egyenlet alatt a következő értendő:

$$R'_t = R_c \times R_t = \frac{R_c \cdot R_t}{R_c + R_t} .)$$

Hasonlóan párhuzamosan kapcsolódik az R'_t az $1/h_{22}$ ellenállással, a tranzisztor "kimeneti" ellenállásával. A tranzisztor kimeneti áramgenerátorára kapcsolódó eredő ellenállást jelöljük R_p -vel:

$$R_p = \frac{1}{h_{22}} \times R_c \times R_t = \frac{1}{h_{22}} \times R'_t .$$

A kimeneti feszültség a helyettesítő kép alapján:

$$u_{ki} \cong -h_{21} R_p i_b = \frac{h_{21}}{h_{11}} R_p u_b$$

mivel

$$i_b = \frac{u_b}{h_{11}} .$$

Figyelembe véve, hogy

$$u_{be} = u_b$$

a földelt emitteres erősítő alapkioscsolás feszültségerősítése a

$$\frac{h_{21}}{h_{11}} = g_m$$

meredekség bevezetésével

$$A_{uo} \cong - \frac{h_{21}}{h_{11}} R_p = - g_m R_p . \quad (4-26)$$

A földelt emitteres kapcsolással elérhető feszültségerősítés 30...200-szoros lehet.

A bemeneti ellenállás a helyettesítő kép alapján közvetlenül felírható:

$$R_{be} = R_B \times h_{11} \quad (4-27)$$

A bemeneti ellenállást alapvetően a h_{11} paraméter határozza meg. Értéke kohm nagyságrendbe esik.

A kimeneti ellenállás szintén felírható a helyettesítő kép alapján:

$$R_{ki} = \frac{1}{h_{22}} \times R_c . \quad (4-28)$$

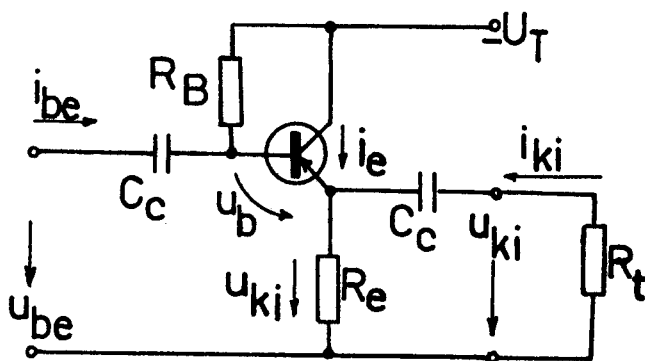
Az esetek jelentős részében $R_c \ll 1/h_{22}$, így

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

Az alapkapcsolás nagyfrekvenciás viselkedését alapvetően a tranzisztor nagyfrekvenciás tulajdonságai határozzák meg, amelyekről a későbbiekben még beszélünk. A be- és kimeneti impedancia nem tekinthető ohmos ellenállásnak, a nagyfrekvencián már erősen domináló tranzisztor-kapacitások miatt. Lecsökken az erősítő feszültségerősítése is, amelynek komplex jellege itt előtérbe kerül. Az erősítő fázistolása is frekvencia-függővé válik [36].

A földelt kollektoros (emitterkövető) erősítő kapcsolás

A földelt kollektoros, másnéven emitterkövető alapkapcsolás tipikus megoldását a 4-53. ábrán tüntettük fel. Az erősítő fokozat bemenete a bázis és a föld, kimenete az emitter és a föld között van. Kollektorellenállást a kapcsolásban nem alkalmazunk, a kollektor közvetlenül a negatív tápforrásra kapcsolódik. Mivel a telep váltóáramu szempontból rövidzárt jelent, a kollektor váltóáramulag földpotenciálón van. Tehát az erősítő, mint négyfázis, bemenetének és kimenetének közös pontja a kollektor.



4-53. ábra

Földelt kollektoros (emitterkövető) erősítő alapkapcsolása

A kapcsolás működése: a bemenetre adott feszültség a bázis földhöz viszonyított potenciálját változtatja, ennek hatására a bázis-emitter feszültség és egyben a bázis-emitter dióda árama is megváltozik. Ez az emitteráram és az emitterellenálláson eső feszültség megváltozását vonja maga után. Az utóbbi váltófeszültségű összetevője jelenik meg a terhelésen. Amennyiben pl. a bázisfeszültség negatív irányban növekszik, az emitteráram és így az emitter földhöz viszonyított negatív feszültsége is hasonlóképpen változik. Ez azt jelenti, hogy az emitterellenálláson

fellépő feszültségváltozás a bázisfeszültség változásával azonos irányu, ezért a földelt kollektoros erősítő fázist nem fordít.

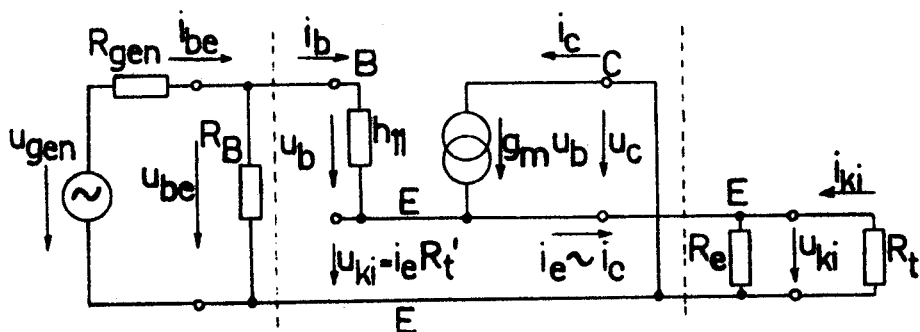
Könnyen belátható, hogy a kimeneti feszültség a bemeneti feszültségnél csak kisebb lehet, mivel az emitteráram csak abban az esetben változhat, ha a bázis-emitter feszültség is megváltozik. Ez utóbbi változás (u_b) a bemeneti és kimeneti feszültségek megváltozásainak különbsége:

$$u_b = u_{be} - u_{ki}$$

A földelt kollektoros fokozat feszültségerősítése tehát egynél kisebb. Az előbbi indokolja az emitterkövető elnevezést is: a bázis földhöz viszonyított feszültségének megváltozása azonos irányu és kb. azonos nagyságú változást eredményez az emitter földhöz képesti feszültségében, azaz a kimenőfeszültségben. Ha nagy a tranzisztor meredeksége és elegendően nagy emitterellenállást alkalmazunk, a kimeneti feszültség alig kisebb a bemeneti feszültségnél, a feszültségerősítés közel 1.

Látható továbbá, hogy a tranzisztort vezérlő bázis-emitter feszültség csak a be- és kimeneti feszültség különbsége. A kimeneti feszültség tehát a bemeneti feszültséggel szemben kapcsolódik - soros negatív visszacsatolás lép fel. Az emitterkövető alapkapsolás ezért a földelt emitteres erősítő fokozatból 100%-os negatív soros feszültség-visszacsatolással származtatható.

A 4-54. ábrán feltüntettük az emitterkövető alapkapsolás váltakozóáramu helyettesítő képét. A számítások egyszerűsítése érdekében - a gyakorlati tapasztalatokkal összhangban - h_{22} értékét elhanyagoltuk.



4-54. ábra

Földelt kollektoros (emitterkövető) erősítő alapkapsolás váltakozóáramu helyettesítő képe

A földelt kollektoros erősítő alapkapsolás feszültségerősítése a közepes frekvencia-tartományban [36]:

$$A_{uo} \cong \frac{g_m R'_t}{1 + g_m R'_t} \quad (4-29)$$

Az összefüggés pozitív előjele utal arra, hogy a fokozat nem fordít fázist, g_m a mereedséget és $R'_t = R_e \times R_t$ az eredő terhelést jelenti.

A földelt kollektoros fokozat bemeneti ellenállását az R_B bázisellenállás valamint a szaggatott vonallal elkülönített belső áramkör bemeneti ellenállásának párhuzamos eredője adja meg:

$$R_{be} \cong R_B \times [h_{11} + h_{21} R'_t] \quad (4-30)$$

Az összefüggésből látható, hogy a tranzisztor az emitterkörü ellenállást a báziskör felé feltranszformálja, a bemeneti ellenállás a földelt emitteres kapcsoláshoz képest megnőtt. A transzformálás mértéke a belső áramerősítés. Kis terhelő ellenállás esetén (közel rövidzárási üzemmód) R_{be} értéke megegyezik $(R_B \times h_{11})$ -gyel.

A kimeneti ellenállás számításánál figyelembe kell venni a tranzisztort meghajtó generátor belső ellenállását (R_{gen}) is:

$$R_{ki} = R_e \times \frac{h_{11} + R_{gen} \times R_B}{h_{21}} \quad (4-31)$$

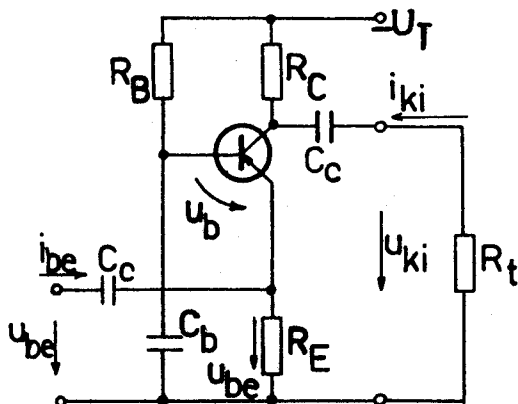
A földelt kollektoros kapcsolás kimeneti ellenállása tehát sokkal kisebb a földelt emitteres kapcsolás kimeneti ellenállásánál. Tipikus értéke zérus generátorellenállás esetén 20...100 ohm, véges generátorellenállás esetén ennél nagyobb.

A fokozat áramerősítési tényezője:

$$A_i \cong h_{21} \frac{R_B}{R_B + h_{11} + h_{21} R'_t} \cdot \frac{R_E}{R_E + R'_t} \quad (4-32)$$

A földelt bázisu erősítő alapkapsolása

A földelt bázisu erősítő alapkapsolás - néhány kedvezőtlen tulajdonsága miatt - ritkán kerül alkalmazásra. A bemeneti jelet az emitter és a föld közé adjuk (4-55. ábra), a kimeneti jelet a kollektor és a föld között kapjuk. A bemenet és kimenet közös pontja C_B



4-55. ábra

Földelt bázisu erősítő alapkapsolás

teszi a bázishoz képest, a nyitóirányú feszültség nő, így nő a kollektoráram és az R_C ellenálláson a feszültség. Végeredményben a negatív kollektorfeszültség abszolút értéke csökken, vagyis pozitív irányban növekszik.

A részletes számítások mellőzésével ismét csak felírjuk az alapkapsolást jellemző paramétereket.

A feszültségerősítés az előbbieknél megfelelően:

$$A_{uo} \approx g_m R_p. \quad (4-33)$$

A bemeneti ellenállás:

$$R_{be} = R_e \times \frac{h_{11}}{h_{21}}. \quad (4-34)$$

A bemeneti ellenállás 20...100 ohm, ez a legtöbb esetben megengedhetetlenül kis érték. Ez az egyik oka, hogy ritkán alkalmazzák.

A kimeneti ellenállás:

$$R_{ki} \approx R_c \quad (4-35)$$

kondenzátorral, mint váltakozóáramu rövidzárral a földre kötött bázis. Mivel a jel a bázis és az emitter közé kerül, így közvetlenül a nyitóirányban előfeszített emitter-bázis diódát vezérli. A kapsolás feszültségerősítése ezért abszolút értékben a földelt emitteres kapsolás feszültségerősítésével egyezik meg, fázist azonban nem fordít: pozitív irányu bemenő jel növekedés az emittert még pozitívabbá

és az áramerősítési tényezője $\alpha < 1$ miatt

$$A_{10} < 1.$$

A földelt bázisu fokozat tehát egynél nagyobb feszültségerősítéssel, de egynél kisebb áramerősítéssel rendelkezik, emiatt a teljesítményerősítése kisebb, mint a földelt emitteres fokozaté. A földelt bázisu alapkapsolás felső határfrekvenciája lényegesen nagyobb, mint a földelt emitteresé, így előnyösebben használható nagyfrekvenciás erősítő fokozatokban [36].

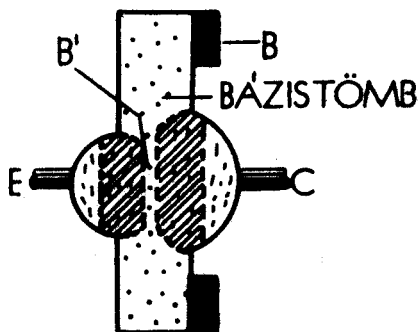
Mindhárom alapkapsolás vizsgálatát a földelt emitteres alapkapsolásra vezettük vissza, így a képletekben szereplő h paraméterek ennek megfelelően a h_e paramétereknek felelnek meg. Természetesen az alapkapsolások jellemző paramétereit más egységes szempontok alapján is meg lehet határozni - az alapkapsolástól független négypólus-egyenletek felírásával -, de ebben az esetben (lásd pl. Surina, Tranzisztortechnika 3.6. fejezete) ismernünk kell az egyes alapkapsolásokra vonatkozó h_e , h_b és h_c paramétereket illetve ezek kapcsolatát a h_e paraméterekkel, mivel a katalógusok rendszerint csak ezt a paraméterrendszert adják meg.

Ebben a fejezetben nem foglalkoztunk a tranzisztorok munkapontjának beállítási és stabilizálási problémáival, mivel ez már több olyan kapcsolástechnikai kérdést foglal magában, amelyre egyéb vonatkozásban még ki kell térnünk, így ezzel a kérdéssel is később foglalkozunk.

4-4.4. A tranzisztorok nagyfrekvenciás viselkedése

Ha a tranzisztorra nagyfrekvenciás jelet adunk, már nem hagyhatjuk figyelmen kívül a tranzisztor tulajdonságainak frekvenciafüggését. Mindezelőtt a bázistömb-ellenállás hatásáról kell beszélnünk. A 4-56. ábrán bemutatott ötvözt rétegtranzisztor felépítésén jól látható, hogy a bázisáramnak a B báziskivezetéstől az emitter-kollektor közötti B' aktiv bázisrétegig - ahol a tényleges, tranzisztorra jellemző folyamatok lezajlanak - hosszú utat kell megtennie. Emiatt számolnunk kell a báziskivezetéstől az aktiv bázisrétegig terjedő bázistömb-ellenállással is, amelyet legtöbb helyettesítő kapcsolásban $r_{bb'}$ -vel jelölnek. Az $r_{bb'}$ tulajdonképpen a tranzisztor bemeneti ellenállását növeli, de nagyfrekvencián egyéb problémát is okoz. A két pn átmenet rétegekcapacitásával frekvenciafüggő osztóláncot alkot, így hátrányos hatása a frekvencia növelésével egyre jobban jelentkezik.

A rétegekcapacitások mellett frekvenciafüggést okoz a töltéshordozóknak bázisrétegben történő véges áthaladási ideje, a futási idő is. Az



4-56. ábra

Ötvözött rétegtranzisztor:

B bázis-fémkontaktus, C kollektor-fémkontaktus, E emitter-fémkontaktus, B' aktív bázisréteg

jével $\sim$ a g_m meredekség komplex mennyiség lesz. Ez a be- és kimeneti jelek között fázistolást eredményez. Ezen kívül nagymértékben lecsökken a tranzisztor erősítése is. Ennek egyik oka abban keresendő, hogy a bázis-emitter és a bázis-kollektor átmenetek általában nem párhuzamosak, ezért a töltéshordozók különböző hosszúságú pályákon jutnak el a kollektorbá. Ennek következtében különböző időtartamok alatt érik el a kollektort, így csökken a kimeneti jel amplitúdója.

A gyári adatlapok, katalógusok feltüntetik azt a határfrekvenciát, ameddig a tranzisztor még aktív elemként működik.

A határfrekvenciára többféle definíció található az irodalomban:

- f_α az a frekvencia, amelyen a földelt bázisu kapcsolásban működtetett tranzisztor α áramerősítési tényezője az 1 kHz kisfrekvencián mérhető α_0 értéknek a 0,707-szeresére csökken;
- f_β (béta-határfrekvencia) az a frekvencia, amelyen a földelt emitterű kapcsolásban működő tranzisztor β áramerősítési tényezője az 1 kHz-en mérhető β_0 értéknek 0,707-szeresére csökken. (Ezen a frekvencián a fázistolás 45° .)

Az egységnyi erősítésnek megfelelő határfrekvencián azt a frekvenciát értjük, amelyen a földelt emitteres kapcsolásban működő tranzisztor β_0 áramerősítési tényezője 1-re csökken. Ha ezt a mennyiséget méréssel állapítják meg, akkor f_1 -gyel, ha pedig extrapolációval, akkor f_{1e} -vel jelölik.

emitterből a bázisba jutó töltéshordozók nagy része a kollektor felé diffundál, és ez a diffúziós áramlás igen lassu. A véges futási idő következtében a bázisnak töltéstároló tulajdonságai vannak. E tulajdonságok a helyettesítő képen - korlátozott pontossággal - a diffúziós- és rétegtkapacitások figyelembevételével RC tagokkal modellezhetők. Sokkal pontosabb eredményt ad azonban, ha a futási időt megfelelő késleltető művonal segítségével vesszük figyelembe. Az ötvözött tranzisztorokban a nagyfrekvenciás működést elsősorban a nagy futási idő korlátozza.

Nagyfrekvencián - ahol a bemenő jel periódusideje összemérhető a töltéshordozók véges futási ide-

A katalógusokban sok esetben megadják azt a legnagyobb un. maximális oszcillációs frekvenciát ($f_{\max}$ vagy f_{oszc}) is, amelyen a tranzistorral még csillapítatlan rezgések kelthetők. Adott tranzisztornál, valamennyi határfrekvencia-adat közül ez a legmagasabb értékű.

A határfrekvencia számítása hosszadalmas, bonyolult feladat [37], ezért csak egy - az előbbieken vázolt nagyfrekvenciás tulajdonságokból levezetett - összefüggést ismertetünk:

$$f_{\beta} \cong \frac{f_{\alpha}}{\beta + 1} \quad (4-36)$$

Ebből az összefüggésből megállapítható, hogy nagyfrekvenciás alkalmazásokra a földelt emitterű kapcsolás kevésbé alkalmas, mint a földelt bázisu, mert határfrekvenciája sokkal kisebb. Ezt a hátrányt azonban részben kiegyenlíti az a tény, hogy a földelt emitterű kapcsolatban a tranzistor áramerősítési tényezője sokkal nagyobb, mint a földelt bázisu esetben. Ezért a gyakorlatban, nagyfrekvencián mindkét kapcsolást egyaránt használják.

Az alábbiakban tájékoztatásul ismertetjük, hogy az aktiv bázisréteg és a kollektor ill. emitter közötti kapacitások nagysága kisteljesítményű tranzisztoroknál milyen értéktartományba esnek [36]:

kisfrekvenciás tranzisztoroknál ($f_{\alpha} = 0,3 \dots 2 \text{ MHz}$)

$$C_{b'e} = 1 \dots 10 \text{ nF}$$

$$C_{b'c} = 20 \dots 50 \text{ pF}$$

közepes frekvenciájú tranzisztoroknál ($f_{\alpha} = 2 \dots 30 \text{ MHz}$)

$$C_{b'e} = 0,3 \dots 1 \text{ nF}$$

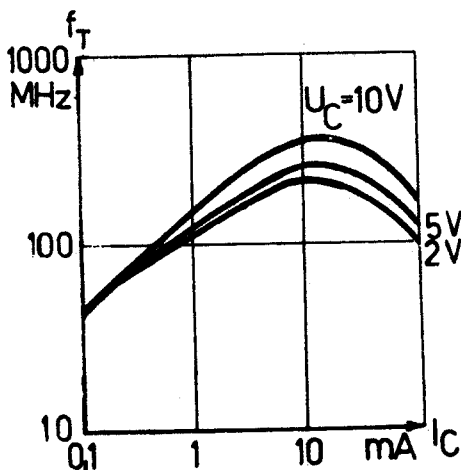
$$C_{b'c} = 5 \dots 20 \text{ pF}$$

nagyfrekvenciás tranzisztoroknál ($f_{\alpha} = 30 \dots 1000 \text{ MHz}$)

$$C_{b'e} = 10 \dots 100 \text{ pF}$$

$$C_{b'c} = 1 \dots 5 \text{ pF}$$

A (4-36) egyenletből - a paraméterek munkapontfüggése miatt - az is látható, hogy a határfrekvencia szintén munkapontfüggő mennyiség. A 4-57. ábrán bemutatjuk egy nagyfrekvenciás tranzisztor f_T határfrekvenciáját a kollektoráram függvényében, különböző kollektorfeszültségek mellett.



4-57. ábra

Az f_T határfrekvencia munkapontfüggése különböző kollektor-feszültségek esetében

4-5. ábrán. Látható, hogy a hőmérséklet növekedésével nő az azonos nyitóirányú feszültséghez tartozó nyitóirányú áram. Hasonló jelenségek játszódnak le a tranzisztorban is (4-58. ábra). Germánium alapu tranzisztoroknál azzal kell számolnunk, hogy a kollektor záróirányú áram 1°C hőmérsékletnövekedés esetén mintegy 10%-kal nő meg, míg szilícium alapu tranzisztoroknál kb. 15%-os növekedésre számíthatunk. A kollektor visszáram növekedése azért veszélyes, mert a közös emitteres kapcsolásban a (4-20) egyenlet szerint $(1 + \beta) I_{CBo}$

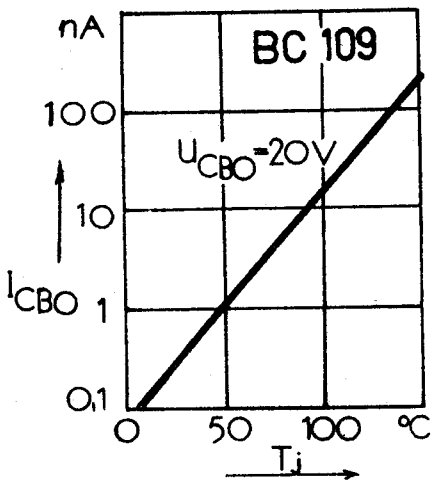
szerepel a kollektoráramban, tehát I_{CBo} változásának $(1 + \beta)$ -szeresével változik meg az I_C .

Nagy erősítésű tranzisztoroknál ez jelentős kollektoráram változást okoz. Ennek következtében a hőmérséklet növekedésével nagyobb áramok felé tolódnak el a kimeneti karakterisztikák (4-59.

4-4.5. A tranzisztor termikus tulajdonságai

A tranzisztornak, mint félvezető kristályból készült eszköznek, elektromos tulajdonságai jelentős mértékben függenek a kristály hőmérsékletétől. A kristály hőmérséklete viszont attól függ, hogy mekkora a tranzisztoron disszipált teljesítmény, és milyenek a hűtési viszonyok: a környezet hőmérséklete valamint a hővezetés. A kristály hőmérsékletének változásai jelentős változásokat idéznek elő a tranzisztor áramaiban, megváltoztatják a munkapontját és erősítését.

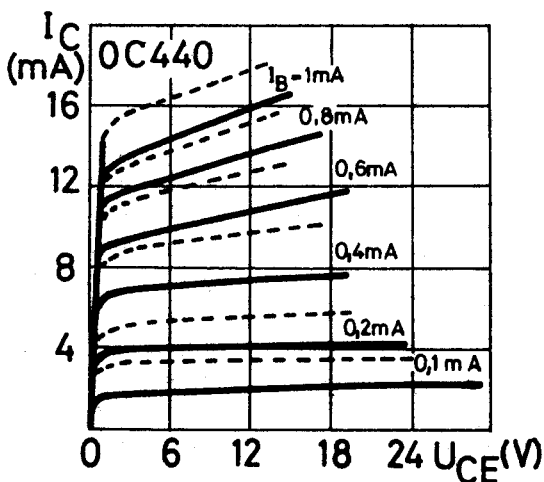
A rétegdióda záró- és nyitóirányu karakterisztikáinak hőmérsékletfüggését már bemutattuk a



4-58. ábra

Szilícium tranzisztor kollektor-bázis maradékáramának réteghőmérséklettől való függése

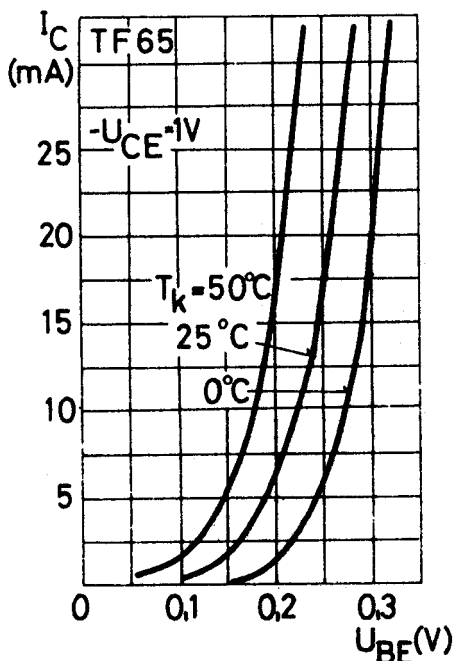
ábra). A bázis-emitter dióda nyitóirányú áramának növekedése - állandó bázis-emitter feszültség mellett - további kollektoráram növekedést eredményez (4-60. ábra).



4-59. ábra

Germánium tranzisztor kimeneti karakterisztikáinak hőmérsékletfüggése: folytonos vonal 25 °C, szaggatott vonal 75 °C környezeti hőmérsékleten

A hőmérsékletnövekedés hatására egy nem kívánt pozitív visszacsatolás lép fel. A kollektoráram kismértvű növekedése ugyanis megnöveli a disszipációt, ezzel a kollektor-bázis átmenet hőmérsékletét, és a kollektor visszáramot, amely a kollektoráram további növekedését eredményezi. Állandó U_{BE} feszültség esetén a kollektoráram még jobban növekszik. Az egymást erősítő változások egy egyensúlyi állapot eléréséhez vezetnek. Egy olyan egyensúlyi hőmérséklethez, amelyen a tranzisztor a disszipációs teljesítményét hővezetés vagy hősugárzás útján át tudja adni a környezetnek. Előfordulhat, hogy az egyensúlyi hőmérséklet magasabb, mint amekkorát a tranzisztor üzemszerűen, károsodás nélkül kibír. Ilyenkor a tranzisztor szerkezeti felépítésében maradandó változások léphetnek fel, a tranzisztor esetleg tönkre is mehet. Ezt a jelenséget szaknyelven hőmegfutásnak nevezzük. A hőmegfutás tranzisztoros áramkörökben a munkapont helyes megválasztásával és stabilizálásával, valamint a hűtési viszonyok javításával minden esetben elkerülhető. A katalógusok eleve megadják a tranzisztoron disszipálható legnagyobb teljesítmény (P_{tot}) értékét valamint annak külső hőmérséklettől



4-60. ábra

Tranzisztor kollektoráramának változása a bázis-emitter feszültség függvényében különböző külső hőmérsékletek esetében

fűtés a szilícium tranzisztoroknál csak nagyon ritkán következik be.

való függését (4-61. ábra).

Teljesítmény-tranzisztoroknál - a teljesítmény-diódákhoz hasonlóan - hűtőbordát kell alkalmaznunk, amelynek nagysága, felületi kiképzése nagymértékben elősegíti a tranzisztoron disszipált hőmennyiség elvezetését (4-62. ábra).

Mivel a szilícium alapú félvezető elemeknél a hőmérsékletváltozás okozta relatív visszáram-változás lényegesen nagyobb, mint germánium félvezetőknél, arra a téves következtetésre juthatnánk, hogy a szilícium tranzisztorok inkább hajlamosak hőmegfűtésre, mint a germánium tranzisztorok. A valóságban ez nem így van. A szilíciumban ugyanis a termikus gerjesztés mértéke sokkal kisebb, mint a germániumban, emiatt a visszáramok 2-3 nagyságrenddel kisebbek. Ezen kívül a szilícium félvezetők megengedett réteghőmérséklete is jóval magasabb, mint a germánium félvezetőké, így hőmeg-

4-4.6. A tranzisztorok zaja

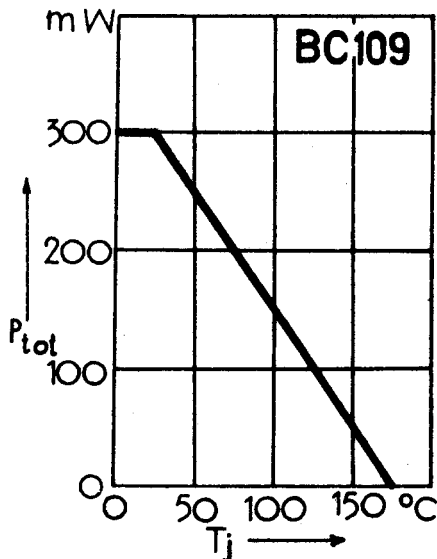
Az erősítendő jellel együtt zajnak nevezett, nemkívánatos zavarok, szabálytalanul ingadozó feszültségek vagy áramok is jelen vannak az elektronikus eszközökben. Ezek különösen olyankor kellemetlenek, amikor a vizsgálandó jel amplitúdója nagyon kicsi, mert ilyenkor teljesen elnyomhatják, elfedhetik a hasznos jelet. A jelátvitel zajosságának jellemzésére az ún. jel/zaj viszony szolgál, amely megmutatja, hogy az erősítő kimenetén mérhető hasznos jel teljesítménye hány-szorosa a zajteljesítménynek. Ezt az arányszámot legtöbbször decibel (dB)-ben adják meg. A zaj itt nem csak az erősítőből származó saját-zaj, hozzátartozik ehhez a külső zajforrások hatása is, mint pl. légkori zavarok, elekt-

romos tápfeszültségek és hálózatok nemkívánatos zavaró impulzusai... stb. A jel/zaj viszony minden jel-átvitel egyik legjellemzőbb adata. Jó átvitel - a kis zaju kapcsolástechnikai megoldások alkalmazása mellett is - csak kellő nagyságú hasznos jel esetén valósítható meg. (Pl. jó minőségű rádióvételezés csak akkor érhető el, ha a jel/zaj viszony legalább 40 dB, azaz 10^4 .)

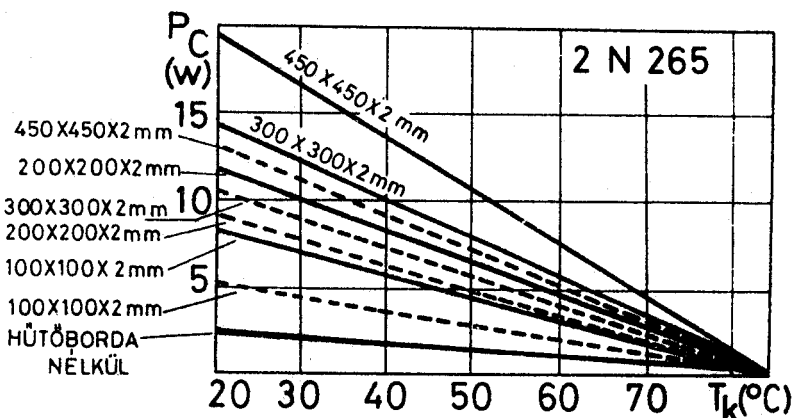
A következőkben a tranzisztorok által keltett saját zajokkal foglalkozunk.

A zaj legismertebb oka az 1. fejezetben tárgyalt Johnson-féle hőzaj, amely minden vezetékben, tehát a félvezetőkben is fellép.

A tranzisztor-zajnak egy másik fajtája a sörétzaj, amelynek oka az elektromos töltésű részecskék statisztikus eloszlású rekombinációja. Olyankor figyelhető meg, amikor áram folyik át a félvezetőn. (A jelenség hasonló az elektroncsövek sörétzajához.)



4-61. ábra
Szilícium tranzisztor megengedett legnagyobb disszipációs teljesítményének külső hőmérséklettől való függése



4-62. ábra

A megengedett legnagyobb veszteségi teljesítmény változása a külső hőmérséklet függvényében, 2 mm vastag, 100 cm^2 felületű hűtőlemez alkalmazása esetén. A szaggatott vonallal ki-
húzott egyenes arra az esetre vonatkozik, amikor a tranzisz-
tort egy 0,2 mm vastag csillám alátéttel szigetelik el a hűtő-

A tranzisztorok zajának egy további fajtája a kollektor és bázis között véletlenszerűen változó lyukáramoknak tulajdonítható árameloszlási zaj. A kollektor- és emitteráram viszonyának van egy átlagos értéke (α) amely körül apró ingadozások jelentkeznek.

Végül gondolnunk kell az I_{CB0} kollektor visszáramra is. Ennek értéke az előbbi jelenségek következtében szintén statisztikus ingadozásokat mutat.

Fizikailag tehát legalább négy különálló zajforrást kell feltételeznünk, melyek részletes matematikai elemzése az irodalomban megtalálható [41]. Közepes frekvenciákon ezek határozzák meg a tranzisztorok frekvenciafüggétlen, ún. fehér zaját.

A fentiek mellett alacsony frekvencián jelentőssé válik az ugynevezett villódzási zaj, amelynek több forrása is van. Létrehozhatják például a kristály felületén gyakran keletkező átvezető csatornák is, amelyek áthidalják az átmeneteket és a feszültségváltozás valamint a külső atmoszféra változásától függően áramigandozásokat hoznak létre. Csökkenésük érdekében a kristályfelület gondos kezelést és tisztítást igényel. Hosszabb ideig tartó ingadozásokat idéznek elő a bázisáramban a bázis felületén keletkező és megszűnő rekombinációs centrumok. Ehhez járulhatnak még a mikroszkópicusan kicsiny helyi átütések a kristály belsejében.

A tranzisztorok egy igen fontos jellemző paramétere a zajsám, amely a be- és kimeneti jel/zaj viszony arányát adja meg. A zajsám meghatározásához indulunk ki abból a feltételezésből, hogy a tranzisztor bemenetére olyan jelforrást csatlakoztatunk, amely $P_{1,jel}$ jelteljesítményt és $P_{1,zaj}$ zajteljesítményt szolgáltat. A külső terhelő ellenálláson $P_{2,jel}$ jelteljesítmény és $P_{2,zaj}$ zajteljesítmény jelenik meg. A zajsám:

$$F = \frac{P_{1,jel}/P_{1,zaj}}{P_{2,jel}/P_{2,zaj}} \quad (4-37)$$

A zajsám a tranzisztor típusától, a beállított munkaponttól, a jelforrás belső ellenállásától és a hőmérséklettől függ. Az adatlapok vagy közvetlenül a számértékét, vagy pedig a logaritmikus arányszámot kifejező decibel értékét adják meg. A 4-63. ábrán bemutatjuk egy tranzisztor zajsámának frekvenciafüggését.

4-4.7. A tranzisztort jellemző adatok

A katalógusokban szereplő tranzistor adatokat két fő csoportba osztjuk: határadatok és dinamikus adatok.

Határadatok az adott mennyiségek maximumát jelentik, amelyet a tranzistor károsodás nélkül kibír. Ilyen adatok:

U_{CES} legnagyobb kollektor-emitter feszültség

U_{CEO} legnagyobb kollektor-emitter feszültség
 $I_B = 0$ -nál;

U_{EBO} legnagyobb emitter-bázis feszültség
 $I_C = 0$ -nál;

U_{CER} a legnagyobb kollektor-emitter zárófeszültség a bázis és emitter közötti R ellenállással;

I_C legnagyobb kollektor egyenáram;

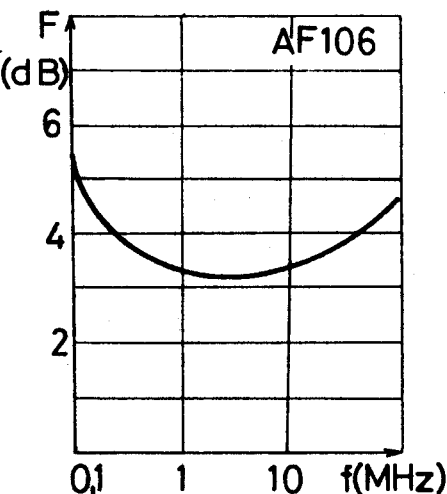
I_{CM} legnagyobb kollektor csúcsáram, adott max. időtartamu és frekvenciájú impulzusok esetén;

T_j legnagyobb záróréteg-hőmérséklet;

P_{tot} legnagyobb megengedett teljesítmény-disszipáció;

R_{th} a hőellenállás;

I_B legnagyobb bázisáram.



4-63. ábra
Tranzisztor zajtényezőjének frekvenciafüggése

A dinamikus adatok a tranzisztoros áramkörök tervezésénél figyelembe veendő paraméterek adott munkapontban, rendszerint 25°C környezeti hőmérsékleten. Ezek nyilván tartalmazzák az ajánlott munkapont-hoz tartozó kollektoráramot, az ezeknek megfelelő U_{BE} és U_{CE} feszültségeket valamint a várható kollektor visszáramot (I_{CBO}), továbbá a bázis-emitter és a bázis-kollektor átmenetek kapacitásait, az f_β és f_T határfrekvenciákat. Ezen kívül ismertetik a kisjelű hibrid h paramétereket is.

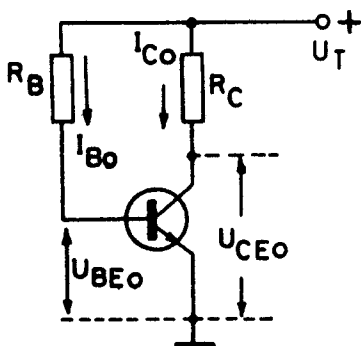
4-5. Tranzisztoros erősítők osztályozása.

A munkapontbeállítás

A munkapont helyének kijelölését és a munkapontot beállító elemek értékét adott tranzisztor esetében a határadatokon kívül (maximális feszültség és áramértékek, megengedett legnagyobb disszipált teljesítmény) számos más tényező is befolyásolhatja: a kivezélés módja (nagy- vagy kisjelű üzem), a tranzisztor telítési és lezárási tartománya, a terhelés csatlakoztatása stb.

A munkapont helyének kijelölése a be- és kimeneti karakterisztikák segítségével történik. A továbbiakban a leggyakrabban használt földelt emitteres kapcsolásra mutatjuk be a munkapont beállításának menetét az $I_C - U_C$ és $I_B - U_B$ karakterisztika-sereg felhasználásával.

A 4-64. ábrán a legegyszerűbb felépítésű földelt emitteres erősítő fokozat látható. A munkapontot azaz a megfelelő nyugalmi kollektoráramot és kollektorfeszültséget - adott telepfeszültség esetén - az R_B előfeszítő ellenállással és az R_C kollektor munkaellenállással állítjuk be. A munkaponti kollektoráramot előidéző nyugalmi bázisáramot legtöbbször az $I_{BO} \approx I_{CO}/\beta$ becsléssel határozzák meg. I_{BO} ismeretében pedig az R_B báziselőfeszítő ellenállás közelítő értéke az $R_B \approx U_T / I_{BO}$ összefüggéssel kiszámítható. A valóságban ennél valamivel kisebb bázisellenállásra van szükség, mivel az R_B -n nem esik a teljes telepfeszültség, csak annak U_{BE0}



4-64. ábra

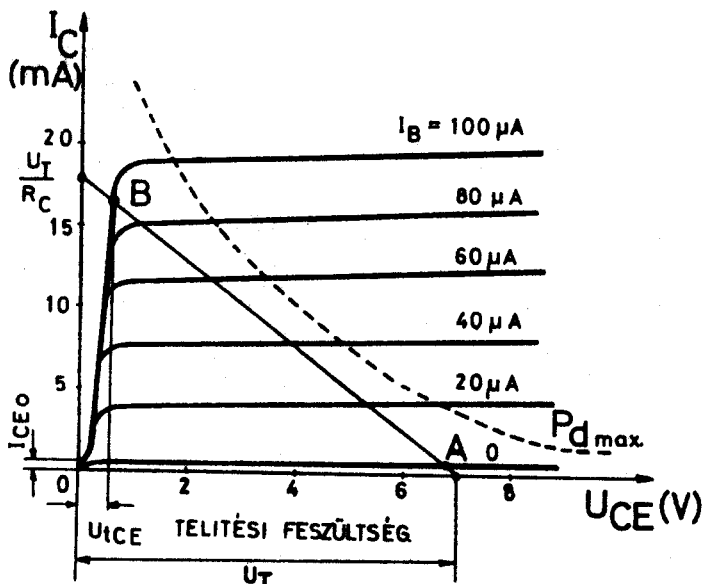
Földelt emitteres alkapcsolás munkapontjának beállítása bázisellenállással

bázis-emitter nyitóirányú előfeszültségével csökkentett értéke. (Szilícium tranzisztoroknál U_{BE0} 0,4...0,7 V, germánium tranzisztoroknál

0,1...0,4 V közé esik.) A munkapont meghatározása az egyenáramu munkaegyenes segítségével történik. Az egyenáramu munkaegyenes a kimeneti karakterisztikán a 4-65. ábrán látható módon vesszük fel.

A munkaegyenes egyenlete:

$$U_T = I_C \cdot R_C + U_{CE} \quad (4-38)$$



4-65. ábra

Az egyenáramu munkaegyes felvétele a kimeneti karakterisztikán

A munkaegyes az U_{CE} tengelyt U_T telítésfeszültségnél metszi. Ez a tranzisztor teljesen lezárt állapotának felel meg, amikor ideális esetben nem folyik kollektoráram. Ennek megfelelően az R_C munkael-lenálláson nem esik feszültség. A munkaegyes az I_C tengelyt U_T/R_C értéknél metszi. Ez szintén egy idealizált metszéspont, amelynél a tran-zisztort teljesen kivezérelt (nyitott) állapotban ideális rövidzárnak tekint-jük, és az egész telítésfeszültség a munkaellenálláson esik. A kollektor-áram és kollektorfeszültség változása - terhelés nélkül - váltóáramu vezérlésnél e munkaegyes mentén történik.

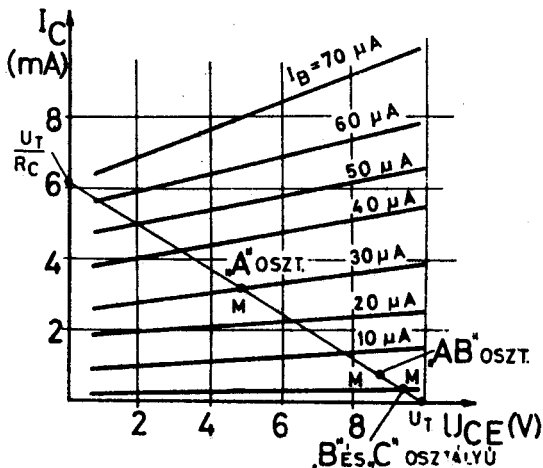
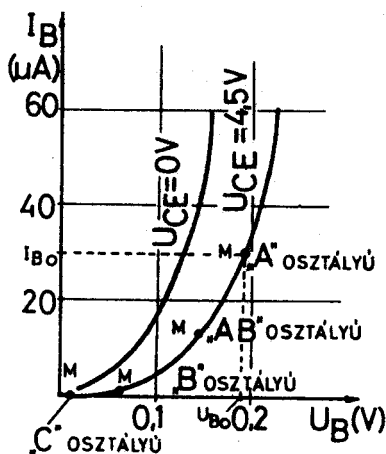
A teljes kivezérlés tartománya a munkaegyes által megadott in-tervallumnál valamivel kisebb. A 4-65. ábrán látható, hogy kicsiny kol-lektor-feszültségeknél ($U_{CE} < U_{tCE}$) is meglehetősen nagy kollektor-áramok folyhatnak, például a B pontban. Ebben az ún. telítési tarto-mányban a kollektor-feszültség néhány tized volt. A kollektor és bázis közötti feszültség ekkor nyitóirányúvá válik, csökken az átmeneti ellen-állás, és a kollektoráramot gyakorlatilag csak az R_t terhelő ellenál-lás korlátozza. A telítési tartományban nem érdemes felvenni a munka-pontot, mert itt a kollektoráram erősen függ a kollektor-feszültségtől,

és ez igen nagy torzításokat eredményezne. Ilymódon a kivezérlésnek egyik oldalról a telítési tartomány elérése szab határt. A bemeneti feszültséget csökkentve a bázisáram $I_B = 0$ értékre csökken, a hozzá tartozó I_{CEO} kollektoráram a nyitott báziskörnek megfelelő kollektor maradékáram vagy záróáram. A tranzisztor kivezérelhetőségének másik határa eddig tart (A pont). A bemeneti feszültséget tovább csökkentve a tranzisztor lezárt állapotban marad. A lezárási tartományban a bázis-emitter és bázis-kollektor közötti ellenállás igen nagy (Mohm nagyságrendű). A 4-65. ábrán szaggatott vonallal berajzoltuk a katalógusok által legtöbbször megadott P_{dmax} maximális disszipációs görbét is. Ez a hiperbola az adott tranzisztoron átfolyó legnagyobb megengedett kollektoráram értékét mutatja a kollektorfeszültség függvényében. A P_{dmax} görbe mentén a tranzisztor által disszipált teljesítmény állandó, a megengedett legnagyobb érték. (Természetesen a hűtési viszonyok befolyásolják a disszipációs görbe helyzetét. Pl. hűtőborda alkalmazásával a nagyobb teljesítmények felé tolódik el.) Ha a munkaegyenes nem metszi a P_{dmax} hiperbolát, akkor a munkapont (M) az AB szakasz mentén elvileg bárhol felvehető. A munkapont helyét a munkaegyenesen mindig az erősítő típusa határozza meg.

4-5.1. Erősítők osztályozása

Az erősítők osztályozását a munkapontnak a munkaegyenesen és a bemeneti karakterisztikán elfoglalt helye szerint végezzük. Eszerint A, B, és C osztályú erősítőt különböztetünk meg. A 4-66. ábra egy germánium tranzisztor be- és kimeneti karakterisztikáját mutatja a munkaegyenessel együtt. A osztályú erősítőnél a munkapont a kivezérlési tartomány közepére esik. Ennek megfelelően az ilyen típusú erősítő a bemenő váltakozó jel mindkét félperiódusát egyformán erősíti (4-67.b) ábra). A osztályú beállítást rendszerint előerősítőkben vagy egyéb kisteljesítményű erősítőknél alkalmaznak.

B osztályú üzemmódban a munkapont egészen közel kerül az U_{CE} tengelyhez, így az erősítő csak a váltóáram egyik félperiódusában üzemel (4-67.d) ábra). A másik félperiódus már a tranzisztor lezárási tartományába esik. B osztályú erősítőnél a tranzisztor U_{BEO} bázis-emitter nyitóirányú előfeszültségét úgy kell megválasztani, hogy I_{BO} értéke nullához igen közel essen. Ennek megfelelően a tranzisztor - vezérlés nélkül - a lezárási és vezetési tartomány határán van. A B osztályú erősítők a bemenő karakterisztika kezdeti, jelentős görbültsége



4-66. ábra

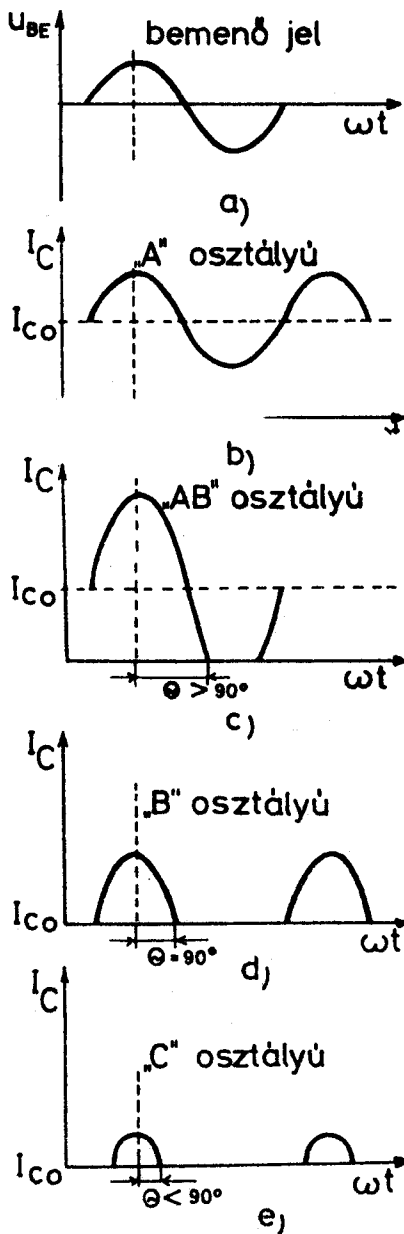
Az erősítők munkapontjának beállítása a be- és kimeneti karakterisztikán

miatt nagyobb torzításuak mint az A osztályuak, viszont lényegesen jobb hatásfokuak, mivel áramfelvételük a vezérlő jellel egyenesen arányos. B osztályu erősítőket teljesítményerősítők végfokozataiban használnak. Itt a váltakozó áram két félperiódusának erősítésére két különálló, egymáshoz megfelelően illesztett B osztályu erősítő (ellenütemű erősítő) szolgál.

Ha a tranzisztor egyenáramu U_{BE0} előfeszültségét úgy választjuk meg, hogy az a lezárási tartományba essék, C osztályu üzemmódról beszélünk. Ennél a beállításnál az erősítés csak akkor kezdődik, amikor a bemenő jel nagysága eléri a bázis-emitter nyitóirányu feszültség értékét (a B osztályu üzemmódhoz szükséges előfeszültség értékét). Ennek megfelelően a C osztályu erősítő a bemenő váltakozó jel egyik félperiódusának csak bizonyos hányadát erősíti (4-67.e) ábra). A C osztályu erősítők torzítása a jellegzetes munkapont beállítás miatt igen nagy lehet, ezért alaklú jelátvitel szempontjából az előző két erősítőtípushoz képest ki jelentősséggel bírnak. Elsősorban impulzustechnikai célokra használják.

Mivel a B osztályu üzemmód a kis jelek tartományában jelentős torzítást eredményez, helyette igen gyakran az ún. AB osztályu beállítást alkalmazzák. Itt a munkapont az A és B osztályu erősítő munkapontjai közé esik, rendszerint közel a B osztályu erősítő munkapontjához. Ebben az esetben az erősítés a váltakozó jel félperiódusánál nagyobb tartományra terjed ki (4-67.c) ábra).

4-5.2. Csatolásmódok tranzisztoros áramkörökben



Az erősítő munkapontjának beállítása szempontjából egyáltalán nem közömbös, hogy a tranzisztor kimenetére hogyan csatlakoztatjuk a terhelést, avagy a következő erősítő fokozat bemenetét. A lehetséges csatlakoztatási módok közül itt csupán néhány tipikus megoldást ismertetünk, első sorban azokat, amelyeket a gyakorlatban legtöbbször alkalmaznak.

Elsőként a közvetlen (galvanikus) csatlakozást ismertetjük (4-68. a) ábra). Itt a terhelésen nulla bemenő változó jelnél is átfolyik egy nyugalmi egyenáram, emiatt csökken az erősítő hatásfoka, továbbá a terhelésen eső állandó nyugalmi teljesítmény felesleges hő termel. Ezen kívül a közvetlen csatlakozás csökkenti a kivezérlés tartományát is. A tranzisztor kollektorán ugyanis - lezárt állapotban - soha sem jelenhet meg a teljes U_T telepfeszültség, csak az R_C és R_t osztásarányának megfelelő

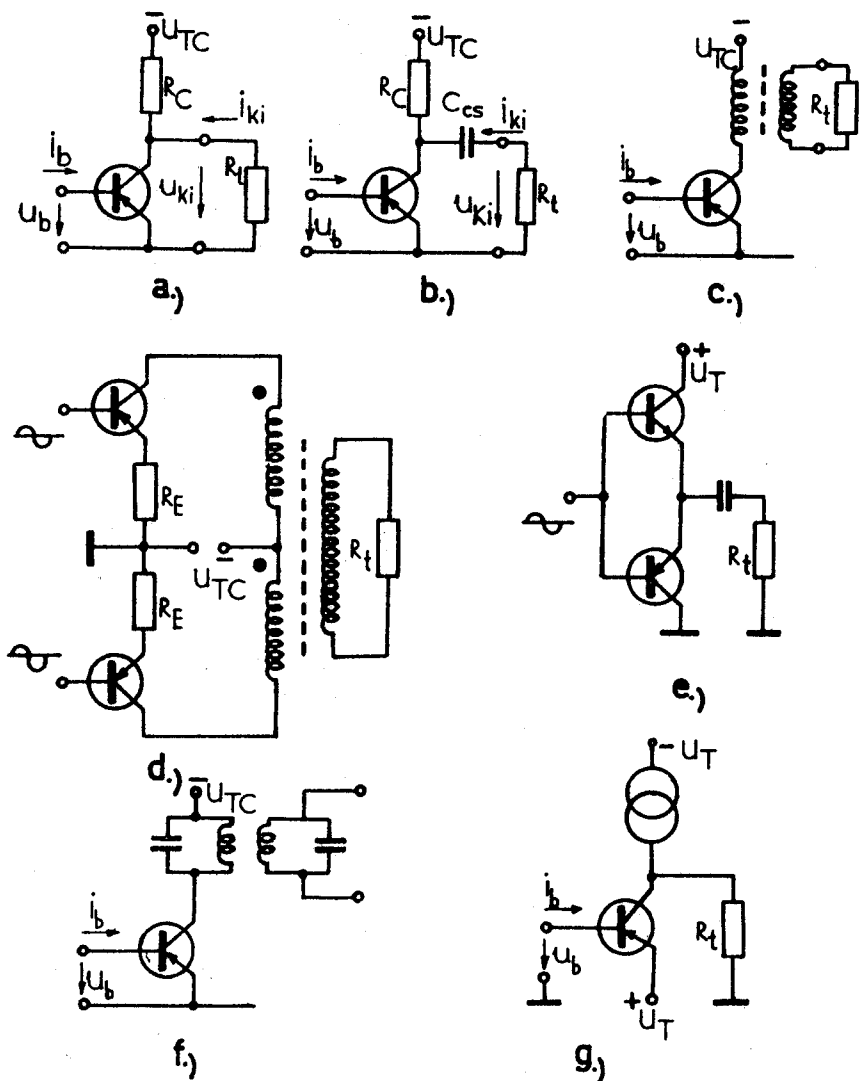
$$U_T \frac{R_t}{R_C + R_t}.$$

Ennek megfelelően a 4-65. ábrához hasonló egyenáramu munkaegyenes az I_C tengelyt U_T/R_C ,

4-67. ábra

Erősítőtípusok jelátvitel:

a) bemenő jel, b) A osztályú, c) AB osztályú, d) B osztályú, e) C osztályú erősítő kimeneti jelalakja



4-68. ábra

Erősítők csatolási módja:

- a) közvetlen (galvanikus), b) RC-, c) transzformátoros-, d) transzformátoros ellenütemű, e) ellenütemű RC-csatolás komplementer tranzisztorokkal, f) szelektív hangolt körös-, g) közvetlen- (áram-generátor felhasználásával) csatolás

az U_{CE} tengely pedig $U_T \frac{R_t}{R_C + R_t}$ pontban metszi. Többfokozatu erős-

sítőkben, ahol az egyes tranzisztorok között közvetlen csatolás van, az erősítő fokozatok munkapontját mindig úgy kell megválasztani, hogy az megfelelően biztosítsa a következő tranzisztor nyugalmi előfeszültségét.

Az említett hátrányos tulajdonságok miatt diszkrét, egyes tranzisztorokból felépített erősítőkben ritkán találkozunk közvetlen csatolásmóddal. Elsősorban egyenáramu vagy kisfrekvenciás erősítőkben alkalmazák. Integrált áramkörökben azonban ez a leggyakoribb csatolási mód.

Ahhoz, hogy a terhelő ellenálláson fellépő egyenáramu teljesítményt, megszüntessük, az erősítő kimenetén szét kell választanunk az egyen- és váltófeszültséget. Erre több csatolási lehetőség van. Legegyszerűbb a 4-68.b) ábrán látható ún. RC-csatolás. A terhelés kondenzátoron keresztül csatlakozik az erősítő kimenetére, ezáltal az egyenáramu munkapont és munkaegyenese helyzete nem változik. Az RC csatolási mód a közepes és nagyfrekvenciás tartományban jól alkalmazható, alacsony frekvencián azonban a csatoló kondenzátor feszültségosztó hatása az eredő erősítés csökkenéséhez vezet.

Nem túl magas frekvenciákon - főleg hangfrekvenciás tartományban - gyakran alkalmaznak transzformátoros csatolást (4-68.c) ábra). Nagy előnye, hogy segítségével egyszerűen megoldható a maximális teljesítmény-erősítéshez szükséges legkedvezőbb illesztés. A transzformátor tekercseiben kicsi az egyenáramu veszteség. Nagy stabilitás érhető el vele. Hátrányai egyrészt, hogy a megfelelő frekvencia-átvitel érdekében jó minőségű transzformátorra van szükség, amely növeli az erősítő előállítási költségeit, másrészt, hogy a transzformátor alkalmazása jelentős súly- és méretnövekedést eredményez.

A transzformátor-csatolású erősítők egyik változata az ellenütemű erősítő, amelyet főleg végerősítőkben alkalmaznak (4-68.d) ábra). Itt a két tranzisztor bázisa egymáshoz képest ellentétes fázisu vezérlőjelet kap. A kollektor kör - középleágazású transzformátor segítségével - úgy van megépítve, hogy a kollektorokból jövő jelek nem semlegesítik, hanem erősítik egymást, ezáltal a terhelésen a kimenő jel két félperiódusa helyes fázisban adódik össze. Az ellenütemű kapcsolás előnye egyrészt a jó hatásfok, másrészt, hogy a tranzisztorok nagyobb kivezérelhetőségét teszi lehetővé. A két tranzisztor bázisát ellentétes fázisu váltakozó feszültséggel kell vezérelni, amit vagy fázisfordító transzformátorral vagy fázisfordító tranzisztorral állítunk elő. Ugyanis, ha a tranzisztor emitter- és a kollektorkörébe egyaránt munkaellenállást helyezünk el, a két ellenállásról ellenkező fázisban vehetjük le a jelet.

Igen kedvezőek azok az ellenütemű kapcsolások, amelyek komplementer tranzisztorokkal épülnek fel, és nem tartalmaznak sem fázisfordító, sem kimenő transzformátort (4-68e) ábra). (A komplementer tranzisztor-pár egy-egy azonos paraméterekkel rendelkező pnp és npn

tranzisztorból áll.) Ennél a kapcsolásnál külön fázisfordító fokozatra nincsen szükség, mivel a közös bázispontra kapcsolt vezérlő feszültség az npn és pnp tranzisztort ellentétes értelemben vezérli.

Keskenysávu, nagyfrekvenciás erősítőkből elterjedten alkalmazzák a 4-68.f) ábrán látható hangolt körös csatolást. Ebben az esetben a terhelő ellenállás a kollektorkörben elhelyezett rezgőkör rezonanciafrekvenciájára hangolt párhuzamos rezgőkörre csatlakozik. A két rezgőkör között csatolás van, és az átvitt frekvenciasáv szélességét a csatolás mértéke szabja meg [5], [26]. Az ilyen felépítésű erősítőket sáverősítőknek nevezzük. Hasonló megoldású, többfokozatú erősítő található pl. a szuperrendszerű rádió-vevőkészülékekben a középfrekvencia erősítésére.

Integrált áramköröknél, vagy hasonló kapcsolástechnikával épített diszkrét elemes erősítőknél gyakran alkalmaznak egyenáramú generátort a kimenő jel leválasztására (4-68.g) ábra). Az áramgenerátor a nyugalmi kollektoráramot biztosítja. A tranzisztor munkaponti előfeszültsége úgy van megválasztva, hogy a vezérlés nélküli, nyugalmi kollektoráram éppen megegyezzen az áramgenerátor áramával. Ekkor az R_t terhelésen nem folyik áram, a kollektor feszültsége a $+U_T$ és $-U_T$ telepfeszültségek középpontjára, azaz a földpontra áll be. Ha a bemenő jel nagysága eltér a nyugalmi értéktől, a kollektor árama is más lesz, mint az áramgenerátoré. A kettő különbsége a terhelésen folyik át. A működésből látható, hogy a kapcsolás egyen- és váltóáram erősítésére egyaránt használható, a terhelésen mindig csak a munkaponti helyzettől eltérő esetben folyik áram. Az áramgenerátor széles sávban hatékony, és a legfontosabb, hogy zérus frekvenciától kezdve igen nagy impedanciát képvisel a jeláram útjában. Emiatt az áramgenerátor külön veszteséget nem okoz. Az erősítő áramkör úgy fogható fel, mintha az R_t terhelés önmagában képviselné a kollektor munkaelőellenállást. Hátránya, hogy kétélepes táplálást igényel.

4-5.3. Tranzisztorok munkapontjának stabilizálása

Az elektronikus áramköröket akkor tekinthetjük megbízhatónak, ha a legfontosabb paraméterei szélsőséges üzemi körülmények között is a célnak megfelelő stabilitással rendelkeznek. Ez a tranzisztoros áramkörökre is vonatkozik. A tranzisztor paraméterei viszont erősen munkapont- és hőmérsékletfüggők. Ezen kívül még számos tényezőt is felsorolhatunk (pl. öregedési folyamatok, tápfeszültség változások stb.), amelyek mind munkapont- és paraméter változásokat eredményeznek. E változások kiküszöbölésére illetve csökkentésére megfelelő stabilizálásra kell gondoskodni. Tranzisztoros áramkörök stabilitása szempontjából legnagyobb problémát a kollektor munkaponti áramának megválto-

zása okozza, ezért legtöbb stabilizáló megoldás a kollektor nyugalmi áramát igyekszik állandó értéken tartani. Nemkívánt kollektoráram változást elsősorban az I_{CBO} kollektor-maradékáram megváltozása - pl. hőmérsékletváltozás hatására - hoz létre (lásd a (4-20) összefüggést). A stabilizáló áramköröknek tehát elsősorban az I_{CBO} változás hatását kell kompenzálnia. A kompenzáció hatásosságának jellemzésére vezessük be az

$$S_I = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{CBO}} \quad (4-39)$$

áramstabilizálási tényezőt, amely megmutatja az adott tranzisztoros áramkörben, hogy a kollektor-bázis maradékáram megváltozása milyen mértékű kollektoráramváltozást okoz. $S_I \geq 1$ lehet csak, mert a kollektoráramnak része a maradékáram is. A stabilizálás célja, hogy S_I minél közelebb kerüljön 1-hez, azaz, hogy a munkaponti kollektoráram eltolódása a lehető legkisebb legyen.

A 4-69.a) ábrán bemutatott kapcsolás esetében az áramstabilizálási tényezőre

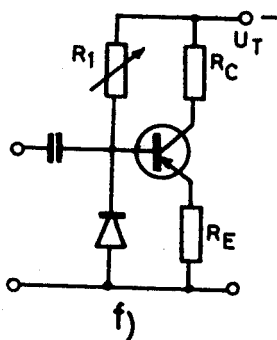
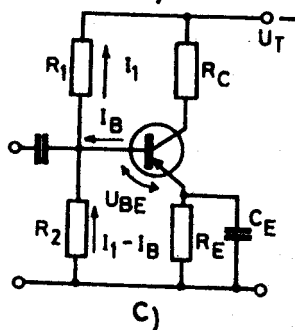
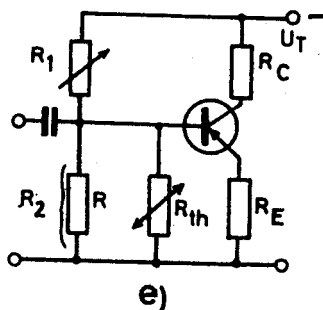
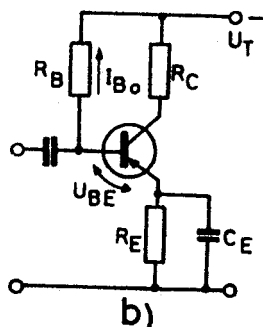
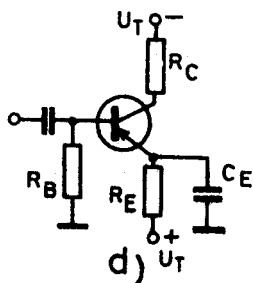
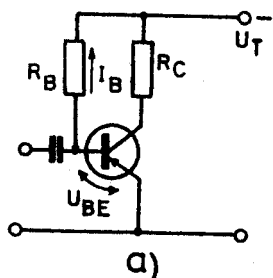
$$S_I = 1 + \beta$$

adódik [33], ami - tekintve az esetenkénti néhány százás β értéket - nagyon rossz stabilitásnak felel meg.

Jobb stabilitás érhető el, ha emitterellenállást is alkalmazunk (4-69.b) ábra) amely negatív áramvisszacsatolást okoz. A kollektoráram növekedésekor megnő az R_E ellenálláson eső egyenfeszültség, emiatt kisebb feszültség jut az R_B bázisellenállásra és ezzel együtt csökken a bázisáram is. A bázisáram csökkenése viszont igyekszik megakadályozni a kollektoráram növekedését. (A C_E kondenzátor váltakozóáramú szempontból rövidre zárja az emitterellenállást, így váltóáramon megszünteti a negatív visszacsatolást.) Az áramstabilitási tényező értéke ennél a kapcsolásnál [33]:

$$S_I = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1 - \alpha)} = \frac{1 + \frac{R_E}{R_B}}{1 - \alpha + \frac{R_E}{R_B}} \quad (4-49)$$

Látható, hogy elég nagy R_E mellett S_I kicsivé tehető.



4-69. ábra

Tranzisztor munkapontjának beállítása és stabilizálása:

- a) bázisellenállással, b) bázis és emitterellenállással,
- c) bázisosztólánccal és emitterellenállással, d) emitterkörü előfeszítéssel (kételepes táplálás), e) termisztorral, f) diódával.

További javulás érhető el, ha a 4-69.c) ábrának megfelelően bázis-osztóláncot alkalmazunk. Ez az un. állandó feszültségű táplálás. A jó stabilitás érdekében $I_1 \gg I_b$ feltételnek kell teljesülnie, ami azt jelenti, hogy a bázisnak földhöz viszonyított feszültsége független a bázis-áram változásától. Ezért az emitterfeszültség változása teljes mértékben hozzájárul a bázis-emitter nyitóirányú feszültség módosításához, tehát az R_E emitter ellenállás munkapont-stabilizáló hatása jobban érvényesül. A kapcsolás áramstabilitási tényezője:

$$S_I \approx \frac{R_E + R_2}{R_E + R_2(1 - \alpha)} \quad (4-41)$$

elérheti az 5...10 körüli értéket is. Meg kell jegyeznünk azonban, hogy a bázisosztólánc csökkenti a fokozat bemeneti ellenállását, ami nem kívánatos erősítés-csökkenéshez vezet. Hasonlóan jó stabilitást eredményez a 4-69.d) ábrán látható un. állandó áramú táplálás. A nyugalmi bázisáramot R_B -n keresztül az igen kis belső ellenállású emitterköri tápfeszültség-forrás látja el. A stabilizálási tényező itt

$$S_I = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1 - \alpha)}.$$

Ez a megoldás többfokozatu erősítőnél lényeges kapcsolástechnikai előnyökkel jár. Például a báziselőfeszítő ellenállások azonos pontra, a földpontra köthetők, nem igényelnek külön bázisosztó láncokat. Nagyfrekvencián is eredményesen használható. Hátránya, hogy kételepes táplálást igényel.

Ha a jelentős emitterköri feszültségcsökkenés elkerülése érdekében csak kis ellenállású R_E alkalmazható (pl. jó hatásfoku végfokozatoknál), akkor legtöbbször hőmérsékletfüggő elemekkel stabilizálnak. Ilyen stabilizáló elem lehet a negatív hőmérsékleti együtthatójú termisztor vagy félvezető dióda (4-69.e), f) ábrák). A termisztort az egyik bázisosztó ellenállás helyébe iktatják be, és a tranzisztorral közös hűtőlapra szerelik (a jó hőcsatolás érdekében). Amikor a tranzisztor hőmérséklete és ennek megfelelően a kollektorárama növekszik, a termisztor ohmos ellenállása csökken. Ez maga után vonja, az $R_1 R_{th}$ osztóláncon a bázis és földpont közötti feszültség és ezzel együtt a kollektoráram csökkenését is. (A termisztorral párhuzamosan kapcsolt R ellenállás a stabilizáláshoz legkedvezőbb hőmérsékleti jeleggörbe beállítását teszi lehetővé.)

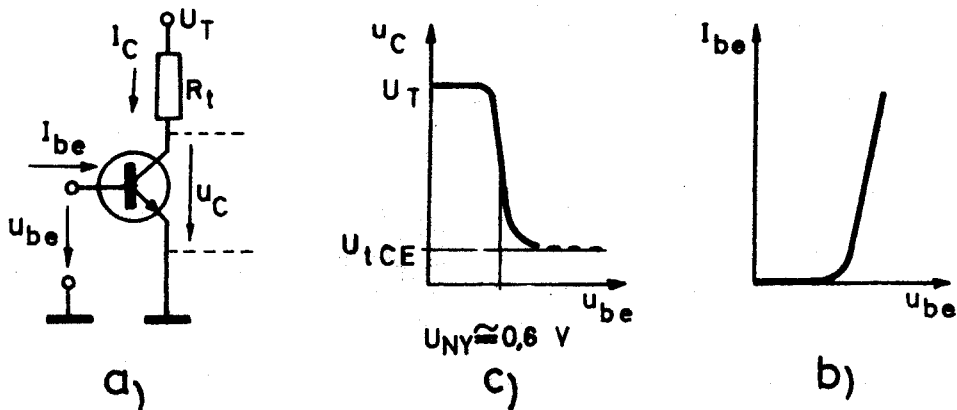
4-5.4. A tranzisztor mint kapcsoló

Az ideális kapcsoló zérus idő alatt kapcsol, nem fogyaszt teljesítményt, ellenállása nyitott (kikapcsolt) állapotban végtelen nagy, zárt (bekapcsolt) állapotban pedig zérus. A valóságban a kapcsolók be- vagy kikapcsolásához némi teljesítmény szükséges. A veszteségek csökkentése miatt olyan kapcsolókat illetve kapcsoló áramköröket fejlesztettek ki, amelyek kis teljesítménnyel sokkal nagyobb teljesítményeket tudnak kapcsolni. Régebben igen elterjedten alkalmazták az elektromechanikus kapcsolókat, pl. jelfogókat, az utóbbi évtizedekben azonban a tranzisztorokkal felépített kapcsoló áramkörök sok helyen kiszorították az előbbieket. Kapcsoló üzemmódban a tranzisztor vezérlő jel hatására telítési vagy lezárási tartományba jut. A tranzisztoros kapcsoló a jelfogóhoz képest számos kedvező tulajdonsággal rendelkezik:

- nagyon kis vezérlő teljesítménnyel kapcsolható,
- kapcsolási ideje nanosecundum is lehet,
- mechanikus érintkezőket nem tartalmaz, ezért üzembiztosabb,
- élettartmát főleg a kapcsolóáramkör, egyéb elektronikus elemi szabják meg,
- nincs szikraképződés (ezért tűzveszélyes környezetben is használható) és a kapcsolás zajmentesen történik.

Hátrányként megemlíthető, hogy tranzisztorral csak egyenáramokat kapcsolhatunk, továbbá, hogy a lezárási ellenállás csak Mohm, a telítési ellenállás pedig ohm nagyságrendű, így a zérus, ill. végtelen nagy ellenállású kapcsolóállás nem valósítható meg.

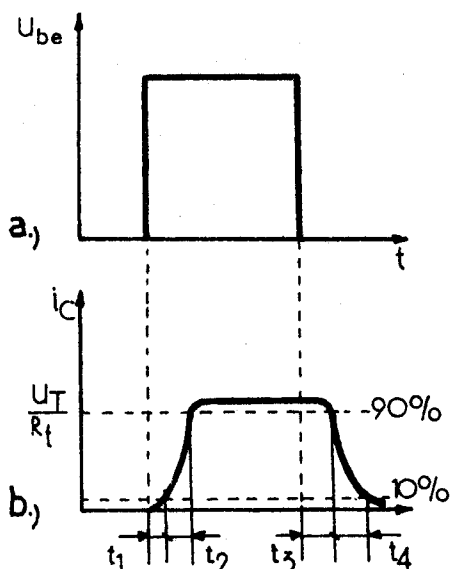
Kapcsoló üzemben a földelt emitteres kapcsolás a legkedvezőbb, mert ebben az elrendezésben érhető el a legnagyobb teljesítményerősítés. A 4-70. ábrán egy földelt emitteres kapcsolóáramkör, valamint an-



4-70. ábra

Földelt emitteres kapcsoló áramkör:

a) alapkioscsolása, b) bemeneti-, c) átviteli karakterisztikái



4-71. ábra

Földelt emitteres kapcsoló áramkör jelátvittele:

a) négyszög alakú bemeneti impulzus, b) kollektoráram

vonallal helyettesíthető. Az eltéréseket elsősorban a kiüritett réteg, a pn átmenet diffúziós kapacitása, és a bázisrétegben lejátszódó diffúzió idézi elő [14].

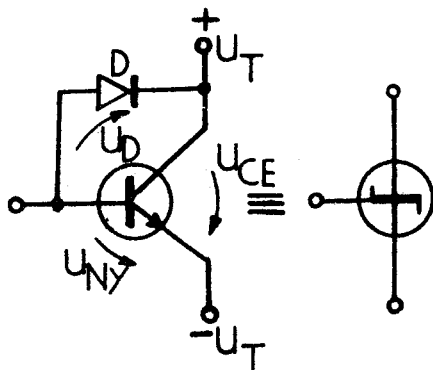
Az impulzus felfutási ideje a tranzisztor időállandóitól függ, és ezekben az időállandókban a bemeneti ellenállásnak és a bemeneti kapacitásnak van a legnagyobb szerepe [33]. A bázisrétegben lejátszódó diffúzió a töltéstároló hatás által járul hozzá a jelek eltorzulásához. A bázisrétegben nagyon sok kisebbségi töltéshordozó halmozódik fel, amíg a tranzisztor a telítési tartományban működik (a tranzisztor bekapcsolt állapotban van). Ekkor mind a bázis-emitter, mind a bázis-kollektor dióda nyitóirányú előfeszültséget kap, így az emitterből és a kollektorból egyaránt kisebbségi töltéshordozók áramlanak be a bázisrétegbe és ott felhalmozódnak. Amikor a bázisáram hirtelen zérusra csökken (kikapcsoljuk a tranzisztor) a munkapont csak akkor tolódhat el a rendes üzemi tartományon keresztül a lezárási tartományba, amikor a bázisrétegből eltávoztak az ott felhalmozott kisebbségi töltéshordozók. Ehhez időre van szükség, ezért a kollektoron hosszabb ideig tart az áramimpulzus, mint a bázison. A kikapcsolási idő lerövidíthető, ha kikapcsoláskor a bázisra nyitóirányú feszültséggel ellentétes polaritású feszültségimpulzust adunk.

nak bemeneti ill. átviteli karakterisztikája látható. Ha a tranzisztor bázisára a nyitóirányú feszültség-nél (U_{ny}) nagyobb feszültség jut, az áramkör bekapcsol és a terhelésen csaknem az egész telepfeszültség megjelenik. A tranzisztor be- és kikapcsolási ideje - amely alatt a munkapont áttolódik a lezárási tartományból a telítési tartományba vagy fordítva - természetesen függ a bemenő jel meredekségétől, de függ a tranzisztor nagyfrekvenciás tulajdonságaitól is. A kapcsolási idők ideális négyszögimpulzusok átvitele alapján tanulmányozhatók. Ha a tranzisztoros kapcsoló bemenetére négyszögimpulzust adunk, a kimenő impulzus alakja és időtartama eltér a bemenő impulzusétól (4-71. ábra). Ezen kívül a kimenő jel késve követi a bemeneti jelet. Ennek megfelelően a tranzisztor egy egyenértékű késleltető mű-

A 4-71.b) ábrán jól látható, hogy a kollektoráram lényegében a t_1 késleltetési idő elteltével indul meg. Ekkor exponenciálisan növekszik és t_2 idő alatt eléri az U_T/R_t végleges érték 90%-át. Ez az ugynevezett felfutási (vagy emelkedési) idő, amely nagyjából megegyezik a t_4 esési idővel. Az esési idő alatt a kollektoráram maximális értékének 90%-áról 10%-ra csökken. A t_3 időtartamot tárolási időnek nevezzük.

A logikai áramkörök térhódításával a tranzisztoros kapcsolók igen nagy jelentőségre tettek szert. Itt a kapcsoló-áramköröknek legtöbbször nagy meredekségű impulzusokat kell továbbítaniuk, lehetőleg kis torzítással. Az alakú jelátvitel szempontjából az előbbiekben vázolt időtartamokat csökkenteni kell. A késleltetési és felfutási idő fordítottan arányos a tranzisztor felső határfrekvenciájával [14], így a jelátvitel jóságát elsősorban a tranzisztor előállítási technológiája és geometriai méretei szabják meg. Korszerű, 1000 MHz feletti határfrekvencia esetén, 1 mA emitteráramnál a tranzisztor okozta késleltetési idő néhány tized nanosecundum. A felfutási idő csökkenthető a bázisáram növelésével, ez azonban a bázisban tárolt töltés és ezzel a tárolási idő növekedését eredményezi. Az impulzusátvitel megfelelő kapcsolási elemek felhasználásával is javítható. A bemenő impulzus legtöbbször ellenálláson keresztül megy a tranzisztor bemenetére. Ilyen esetekben a késleltetési idő, pl. az ellenállással párhuzamosan kapcsolt gyorsító kondenzátorral csökkenthető. A bekapcsolás pillanatában ez megnöveli a bázisáramot, emiatt a kollektoráram gyorsabban éri el végleges értékét.

A tárolási idő amplitúdó-határoló dióda alkalmazásával csökkenthető (4-72. ábra), ami a kikapcsolási sebesség növelését eredményezi. A bekapcsolási folyamat alatt - az előzőleg záróirányban előfeszített - dióda nagy kollektoráramnál az U_{tCE} telítési feszültség elérése előtt kinyit, és a bázis feszültségét ugrás-szerűen annyira lecsökkenti, hogy a tranzisztor nem tud átmenni a telítési tartományba. Így a bázisban töltések nem halmozódnak fel.



4-72. ábra

Telítésgátló dióda alkalmazása

A telítésgátló diódának kis nyitófeszültségű típusnak kell lennie, ezen kívül a benne felhalmozott töltés nem lehet jelentős. E célra leggyakrabban Schottky-diódát használnak. Ez az integrált áramkörökben

egyszerűen, a tranzisztorral egybeépített formában kialakítható. Az ilyen ún. Schottky-tranzisztorokból felépített logikai áramkörök 2-3 ns kapcsolási időt biztosítanak.

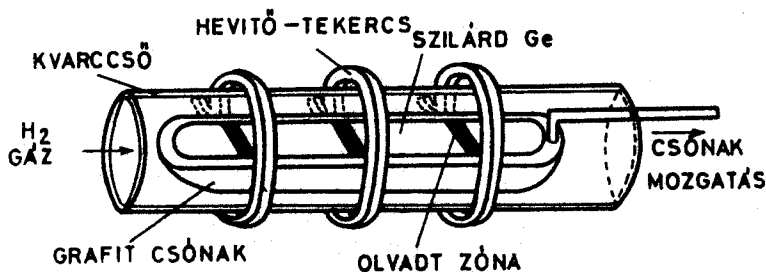
4-6. Félvezető alkatrészek gyártástechnológiája

4-6.1. A félvezető alapanyagok és előállításuk

A félvezető eszközök alapanyagai egyrészt a periódusos rendszer IV.oszlopának azok a gyémántrácsu tagjai, amelyek már szobahőmérsékleten jelentős számú elektront és lyukat tartalmaznak (a germánium és a szilícium), másrészt azok a vegyületek, amelyek a III-V. és a II-VI. oszlop tagjaiból keletkeznek és ugyancsak 8 elektronos elrendeződésű külső elektrópályával rendelkeznek. Ilyenek pl. a galliumarzenid, indiumantimonid, cinkszelenid stb. Ma legelterjedtebb a Ge és Si, a félvezető vegyületeket csak egyes speciális esetekben használják.

A Ge és Si szürkésfehér, kemény, rideg, gyémántrácsu, oktaéderesen kristályosodó anyag. A germániumot érckiesőkből vagy gázgyártási melléktermékekből, míg a szilíciumot bonyolult kémiai módszerekkel nyert szilíciumhaloldok vagy szilánok termikus vagy redukciós bontásából állítják elő.

A Ge és Si előállítása során a kiinduló és közbelső anyagokat különleges kémiai tisztításnak kell alávetni, hogy a káros szennyezőket (As, Al, B, Ga stb.) az ezuton elérhető legkisebb (mintegy 0,01... 0,001%) értékre csökkentsék. A félvezetőgyártáshoz azonban ennél lényegesen nagyobb tisztaságra van szükség, az össz-szennyező koncentrációnak $10^{-6}\%$ alatt kell lenni. Ezt a nagy tisztaságot a zónás tisztítás módszerével érik el, - amely kiterjedten alkalmazott eljárás más anyagok, mint pl. nagytisztaságú fémek előállításánál is. A zónázó berendezés vázlatát germániumra alkalmas kivitelben a 4-73. ábrán láthatjuk. Az ön-



4-73. ábra
Zónás tisztítás elve

tecsrudon egy megolvadt zónát visznek keresztül, a szennyezés zöme a legutoljára megolvadt zónában, azaz a rud végén marad, amelyet az öntecsről levágnak. Szilíciumra az ún. függőzónás tisztítást alkalmazzák (4-74. ábra), ahol az öntecs függőleges, a megolvadt zóna nem érintkezik a kvarccső falával, a folyadékfázis-zónát a felületi feszültség tartja.

A zónás tisztítás hatása ismétléssel fokozható. Germániumot mintegy 3-szor, szilíciumot 8-10-szer zónáznak.

Az előbbieken nyert nagytisztaságú Ge és Si azonban még polikristályos szerkezetű, míg a félvezető eszközök gyártásához homogén egykristályra van szükség. A polikristályos anyagból egykristályt

- olvadékból huzással,
- zónás homogenizálással,
- különlges epitaxiális módon

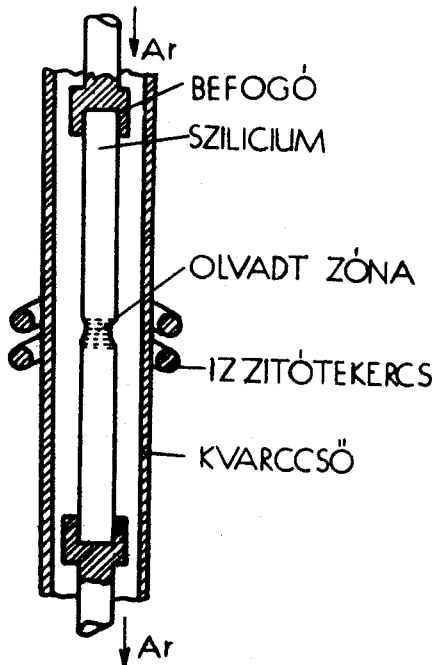
lehet előállítani. Mindhárom módszerrel a kellő adalékolás is (tehát a kívánt tulajdonságú n vagy p típus beállítása) egyidejűleg elvégezhető.

Az olvadékból történő huzási módszernél a tégelyben megolvasztott anyagba kicsiny egykristálymagot mártanak és ezt (többnyire lassan forgatva) kis sebességgel visszahúzzák a hűtött térbe (4-75. ábra). A kihűzt megdermedő anyag átveszi a magkristály szerkezetét és irányított-ságát.

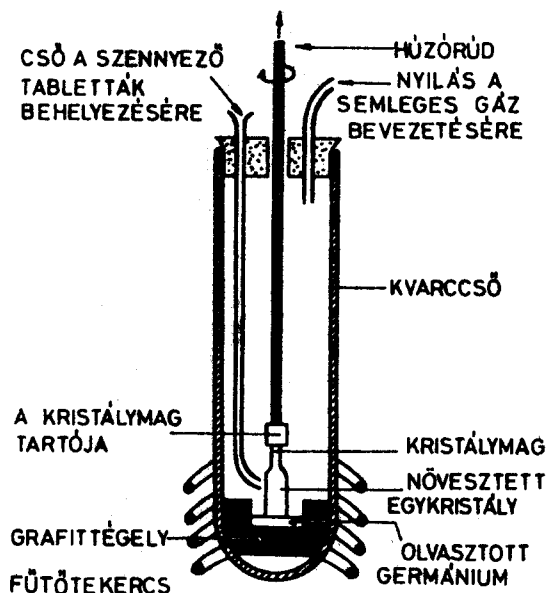
A szükséges szennyezőanyagokat az olvadékhoz lehet adagolni és a kristálymag huzási sebességének megválasztásával szabható meg a kapott egykristály szennyezettségének mértéke.

A zónás homogenizálás hasonlóan megy végbe, mint a zónás tisztítás, az öntecs elejére egykristály magot kell tenni. Az adalékanyagot az első zónába kell bevinni.

Az előbbieken vázolt módon elkészített félvezető egykristályokat minősíteni kell, vagyis a felhasználáshoz lényeges fizikai és elektromos tulajdonságokat meg kell határozni. Ezek közül a legfontosabbak a következők:



4-74. ábra
Szilícium zónás tisztítása



4-75. ábra
Egykristályhúzó berendezés

- az egykristály vezetési típusa
- a diszlokáció- (hibahely-) sűrűség, hely szerinti eloszlása
- a fajlagos ellenállás értéke és változása a kristály mentén
- a kisebbségi töltéshordozók élettartama
- a töltéshordozók mozgékonyasága.

A vizsgálati módszerek ismertetésére nem tudunk kitérni, csupán irodalmi utalásokkal szolgálunk [41].

A minősített és további felhasználásra alkalmas egykristály öntecseket szeletekre kell vágni. (Ezek vastagsága kis és közepes teljesítményű félvezető eszközök esetében $150 \dots 250 \mu$ között van.) A vágási felületeket - a rajtuk levő $5 \dots 10 \mu$ mélységű egyenetlenségek miatt - csiszolják, polírozzák majd maratják, hogy kémiaileg tiszta, roncsolásmentes és tökéletesen sík felületet nyerjenek a reprodukálható alkatrészgyártás érdekében.

4-6.2. pn átmenetek létrehozása

A félvezető eszközök gyártástechnológiájának legfontosabb művelete a pn átmenetek létrehozása, mégpedig úgy, hogy az átmenetek alakja, területének nagysága, az átmenet két oldalán uralkodó szennyezéskonzentráció viszonyai és több átmenet esetén ezek egymáshoz viszonyított helyzete előre meghatározott és a gyártás szempontjából jól reprodukálható legyen.

A fenti követelményeket kielégítő átmenetek készítése az alábbi eljárásokkal lehetséges:

- a) ötvözés,
- b) diffúzió,
- c) epitaxiás eljárás,
- d) ionimplantáció.

Ezek a műveletek nem egyenértékűek, a félvezető eszköz előírt tulajdonságai szabják meg, hogy melyik eljárás a legcélravezetőbb.

Az ötvözéses eljárás

Az ötvözött rétegdiodák és tranzisztorok gyártásánál alkalmazott technológia a következő:

n típusu, mintegy $2 \times 2 \text{ mm}^2$ felületű és kb. 150μ vastag germánium lapocskára alacsony olvadáspontú és a germániumban akceptor szennyezőként viselkedő indium pogácsát helyeznek. Melegítés hatására az indium megolvad és In-Ge ötvözet képződik, mivel a germánium oldódik az indiumban. Lassan lehűtve a feloldott germánium ujrakristályosodik és létrejön a p szennyezettségű réteg.

Ha a kristálylemezke mindkét oldalán megfelelő méretű és alakú pogácsákat helyezünk el, akkor megkapjuk a 4-56. ábrán már bemutatott rétegranzisztort.

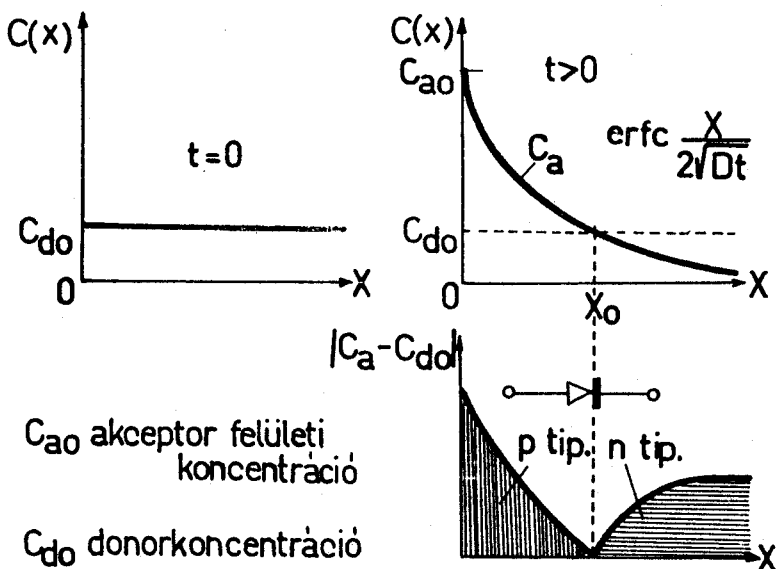
Az ötvözéssel gyártott tranzisztorok nagyfrekvenciás célokra nem használhatók. Erősítési tényezőjük 1 MHz felett már érezhetően csökken. Ennek oka a 4-4.4. fejezetben már tárgyalt $r_{b,b}$ bázistérfigat ellenállás, a töltéshordozók viszonylag nagy futási ideje a bázisban, a kollektor-bázis kapacitás nagy értéke. Az ötvözéses technológia legfőbb hibája, hogy a kollektor- és emitter-réteg vastagságának kialakítását nem lehet megfelelően kézben tartani, így a nagyfrekvenciás tulajdonságokat meghatározó vékony bázisréteg-vastagság (néhány μ) sem biztosítható. A fenti okok miatt az ötvözött tranzisztorok paraméterei igen nagy szórást mutatnak.

A diffúziós eljárás

A korszerű nagyfrekvenciás tranzisztorok előállításában, de más feladatok megoldásában is nagy szerepet játszik a diffúzió. A diffúziós eljárások lehetővé teszik a pn átmenet helyének pontos szabályozását, változó szennyezéskonzentrációk és igen kis behatolási mélységeklétrehozását jó reprodukálhatóság mellett.

A donor illetve akceptor atomokat általában gőzfázisból magas hőmérsékleten (germániumnál 650-800 °C-on, szilíciumnál 1100-1300 °C-on) viszik be a félvezető anyagba. A diffúziós együttható hőmérsékletfüggő, magasabb hőmérsékleten értéke nagyobb, ezen kívül függ az anyagi minőségtől is. A bediffundáló atomok koncentrációja a behatolási mélységgel exponenciálisan csökken.

A diffúzió határfeltételei ismeretében meghatározhatjuk a félvezető felületétől bármely x távolságban a szennyező koncentrációt. Feltéve, hogy a félvezető kristály adalékanyaga ellenkező típusu mint a diffundáló adalékanyag, lesz olyan határfelület, ahol a donor- és akceptorkonzentrációk egymással éppen megegyeznek. Itt lesz a pn átmenet határa, amit a 4-76. ábra mutat.



4-76. ábra
Átmenet előállítása diffúzióval

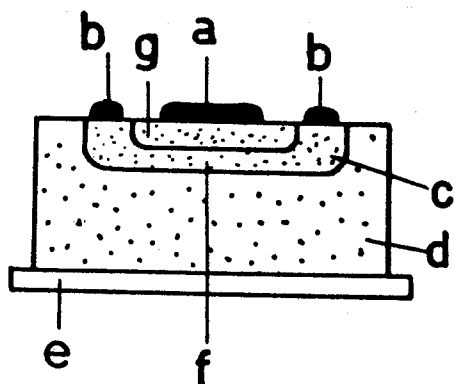
A gyakorlati megvalósítás során a kristálylemezkeket semleges gázzal megtöltött térben helyezik el, a szennyező anyagot elgőzöltetik, majd hőkezeléssel bediffundáltatják a kristályba. A diffúzió lassan játszódik le, a diffúziós hőmérséklet pontosan beállítható és szabályozható,

így a szükséges mélység elérése után a folyamat rögtön megszakítható. Ezen kívül p és n típusu szennyező anyagokat a kristálylemezke ugyanarról az oldaláról egyidejűleg lehet diffundáltatni, és a diffúziós koefficiens értékétől függően az egyik anyag mélyebbre és gyorsabban hatol be, úgyhogy többszörös pn átmenetek és kialakíthatók.

A diffúziós eljárás jó ellenőrizhetőségéből és reprodukálhatóságából következik, hogy igen vékony, néhány μ vastagságú bázisréteg alakítható ki, amely jelentősen javítja a nagyfrekvenciás tulajdonságokat.

További előnye a diffúziós technológiának, hogy inhomogén szennyezésű bázisréteget hozhatunk létre. Ha a szennyező atomok sűrűsége az emitter átmenettől a kollektor átmenet felé haladva exponenciálisan változik, akkor olyan erőter alakul ki, amely gyorsítja a bázisrétegen áthaladó töltéshordozókat. Ez a sodró (drift) erőter csökkenti a töltéshordozók futási idejét, ami további határfrekvencia növekedést (kb. ötszörös) eredményez. Az ilyen

típusu tranzisztorokat az irodalomban gyakran drift tranzisztoroknak nevezik. Az első drift tranzisztorok még ötvöztési technológiával készültek. Egy korszerű diffúziós technológiával készült drift tranzisztor felépítését a 4-77. ábrán mutatjuk be. Ennél a kristályszelet lesz a kollektorréteg, melyben az első diffúziós folyamattal alakítják ki a bázisréteget, míg a második diffúziós folyamattal az emitterréteget. Az ábrából látható, hogy az egyes diffúziós folyamatok során a kristálydarabka felületének csak meghatározott része érintkezhet a diffundáltatott anyagot tartalmazó gázzal, a többi a diffúziót megakadályozó védőréteggel kell lefedni.



4-77. ábra

Diffúziós pnp rétegtranzisztor:
a) emitterkontaktus, b) báziskontaktus, c) bázisréteg, d) p típusu kollektorréteg, e) kollektorkontaktus, f) aktív bázisréteg, g) p típusu emitterréteg

Például, a bázisréteg kialakításánál annak teljes keresztmetszetén diffundáltatunk donor ionokat a kristályba, majd ennek külső széléit is lefedve indulhat meg az emitterréteget létrehozó akceptor szennyező diffúziója.

A bázis- és emitterkivezetések csatlakoztatása végett ohmikus kontaktust adó fémréteget kell felvinni a bázis- és emitterréteg meghatározott felületére vákuumpárologtatással, ekkor a kristályfelület többi ré-

szét szintén le kell fedni. Szilíciumra legtöbbször alumínium- vagy aranyréteget párologtatnak.

Az előbbiekből látható, hogy a gyártás folyamán több alkalommal is le kellett takarni a kristály felületének meghatározott részeit. E fedőrétegek egymáshoz viszonyított helyzetének - a tranzisztor működése és a gyártás reprodukálhatósága miatt - kis mérettűrésen belül ($0,2 \dots 2 \mu$) állandónak kell lennie.

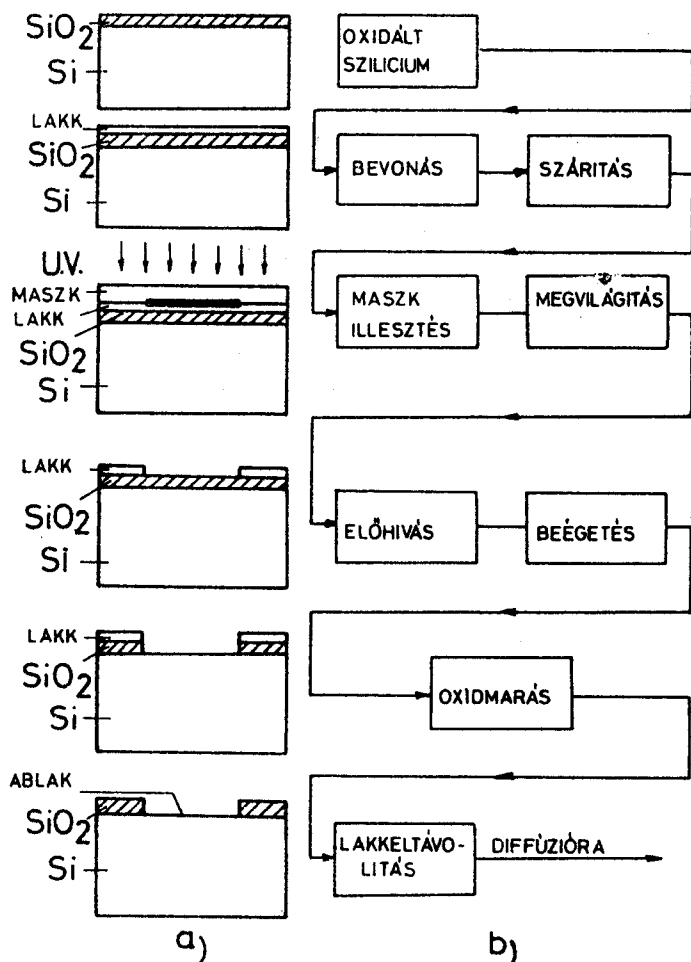
Védőréteggént szilícium tranzisztor esetében SiO_2 - vagy fémréteget alkalmaznak. A diffundált rétegek helyét a szilícium felületén előállított védőrétegbe maratott nyílásokkal, ablakokkal jelölik ki. Amegfelelő ablakok kimaratása a fotogravírozási művelettel történik. Az elterjedtebb eljárás abból áll, hogy a szilícium lemez felületét fényérzékeny lakkal vonják be, amely ultraibolya sugárzás hatására polimerizálódik és saválló lesz. Fotomaszkon keresztül megvilágítva, a fotomaszkon levő sötét mezők alatti lakkrétegek nem polimerizálódnak és így kioldhatók. Ezáltal a maszkon levő ábra átvihető az oxid-, illetve fémrétegre.

A tranzisztor gyártásának minden lépéséhez külön maszkot kell készíteni, amelyek az egyes műveletekhez (diffúzió vagy vákuumpárologtatott fémréteg) szükséges ablakok alakját és helyét adják meg. Mivel egy $20 \dots 30$ mm átmérőjű félvezető lemezen egyszerre több száz tranzisztor képezhető ki, egy-egy maszk ennek megfelelő számú rajzot tartalmaz.

A fotogravírozás folyamatábráját szilícium alapanyag esetében a 4-78. ábrán mutatjuk be.

A polírozással és maratással tökéletesen sík felületűvé kiképzett szilícium lemezen $800 \dots 1300^\circ\text{C}$ -on oxidáló közegben való hőkezeléssel (termikus oxidáció) $0,1 \dots 0,7 \mu$ vastagságú SiO_2 réteget állítanak elő. Az oxidrétegre kb. $0,5 \mu$ vastag fényérzékeny lakkréteget visznek fel, amelyet 100°C -on megszáritanak. Ezután a fotomaszkot a szilícium-szelet felületére illesztik. Ezt a műveletet mikroszkóp alatt végzik, nagy pontosságú maszk-illesztő berendezéssel. Ezután következik az ultraibolya fénnel történő megvilágítás, majd a polimerizálatlan lakkot oldószerrel kioldják (előhívás). A fennmaradt lakkréteget hőkezelik, ennek hatására jól tapad és savállóvá válik. Az ablakból az oxidréteget ismert maratási sebességű marószerszeggel távolítják el. Az ablak kimaratása után a polimerizált lakkot forró, tömény kénsavban elroncsolják és eltávolítják, majd az így nyert felületről a savnyomokat eltávolítják.

Természetesen, minden diffúziós művelet után újra létre kell hozni a SiO_2 réteget (ez gyakran a diffúzióval egyidejűleg elvégezhető) és a fotogravírozási műveletsort a következő maszk alkalmazásával ismét le kell folytatni. A tranzisztor - valamint a kontaktusrétegek kialakítása után minden egyes tranzisztor-elemet bemérnek és a hibásokat - gyakran mágneses anyagot tartalmazó festékkel - megjelölik. Ezután a leme-



4-78. ábra
Fotogravírozás folyamatábrája

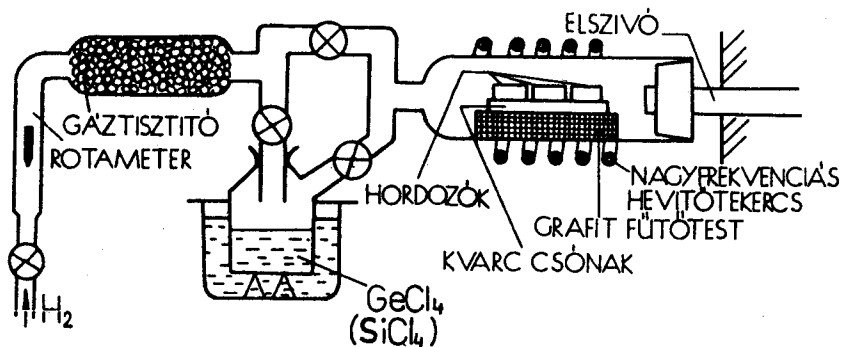
zекet a tranzisztor szeletek határai mentén gyémánttüvel végigkarcolják, darabolják, a hibás elemeket különválasztják, majd a megfelelőket tokozzák.

Az előbbieken ismertetett tranzisztor gyártási eljárással - amelyet planár technológiának neveznek - azért foglalkoztunk ilyen részletesen, mert ez képezi az alapját a későbbiekben ismertetendő integrált áramkörök gyártásának.

Az epitaxiális eljárás

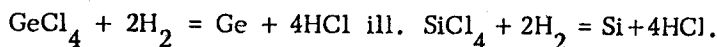
Az epitaxiális eljárás lényege az, hogy a megfelelő gondossággal előkészített félvezető egykristályok felületén gázfázisból kémiai reakció útján irányított egykristályos félvezetőréteget lehet növesztetni. Az epitaxiális név erre az irányitottságra utal és azt jelenti, hogy "valamilyen tengellyel párhuzamosan" vagy "valamilyen tengely irányában" való növekedés.

Az egyik epitaxiális módszer germánium vagy szilícium rétegek növesztésére GeCl_4 ill. SiCl_4 vegyületek hidrogénes redukcióját alkalmazza. A növesztő berendezést a 4-79. ábrán láthatjuk.



4-79. ábra
Epitaxiális rétegnövesztő berendezés

A hidrogéngázt tisztítóberendezésen vezetik keresztül, majd a telítőben folyékony GeCl_4 (ill. SiCl_4) fölött vezetik keresztül. Itt a gáz a folyadék gőznyomásától függően - amit a vízfürdő hőmérsékletével lehet beállítani - telitődik germánium - (ill. szilícium-) kloriddal. A kvarcból készült csőkályhában a GeCl_4 (vagy SiCl_4) és a hidrogén keveréke a hordozólemezekkel kerül érintkezésbe, amelyeket nagyfrekvenciásan hevített grafit fűtőtest melegít fel a kívánt hőfokra, Ge esetén $700 \dots 800^\circ\text{C}$ -ra Si esetében $1050 \dots 1275^\circ\text{C}$ -ra. Az epitaxiális növekedési sebesség $0,01 \dots 2 \mu/\text{min}$. A növesztés megkezdése előtt igen fontos, hogy a hordozófelületek oxidmentesek legyenek, amit hidrogénes redukcióval érnek el. A rétegek növekedésekor a következő reakciók játszódnak le:



Az epitaxiálisan növesztett réteg ellenállásának és vezetési típusának beállítására szükség esetén illékony adalékanyagvegyületet is hozzákevernek a gázkeverékhez (pl. BCl_2 -t). Az epitaxia így rendkívül változatos kombinációk létrehozására alkalmas, amit az integrált szilárdtest-áramkörök előállításánál nagymértékben ki is használnak.

Az ionimplantáció (ionbeültetés)

Az utóbbi években megindult a félvezető eszközök ionimplantációs eljárással történő gyártása. Az ionimplantációs eljárás lényege, hogy megfelelő orientációju egykristályt nagy energiájú ionsugárral bombáznak és ezzel egyenletes, hibátlan átmeneteket állítanak elő. Az ionimplantációs eljárás lehetővé teszi a szennyezések igen pontos adagolását és határozott konturvonalak kialakítását. További előnyt jelent az is, hogy szoba-hőmérsékleten megy végbe és utólag is csak 500-600 °C-os hőkezelést igényel.

A termikus diffúzióval szemben itt a szennyező atomok nem a kristályt alkotó atomok, azaz a rácspontok helyébe épülnek be, hanem azok közé (intersticiális beépülés). Az ionimplantációs eljárás igen bonyolult technológiát igényel, emiatt jelenleg sorozatgyártásra még nem alkalmazták.

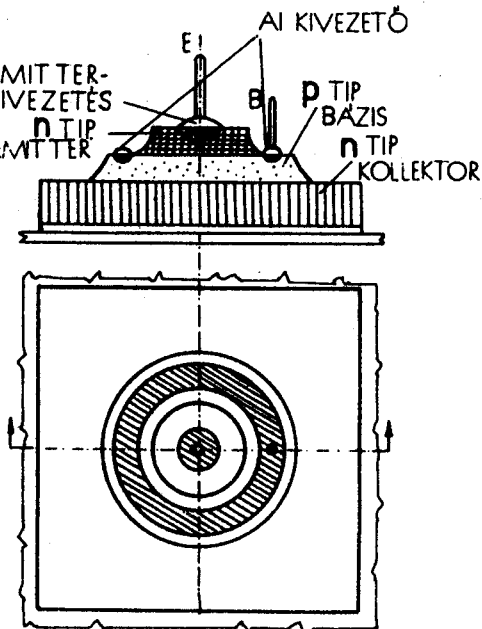
Az implantációhoz nagy energiájú, 0,5...2 MeV-os ionokra van szükség. Bőr implantációja esetén a kiinduló vegyület BF_3 vagy BF_5 lehet, amelyet rádiófrekvenciás ionforrásban ionizálnak. Az ionokat Van de Graaff gyorsítóba vezetik, amelyből csak megfelelő energiájú, töltésű és minőségű ionok léphetnek ki. A nagy energiájú ionokkal szemben a SiO_2 nem véd, ezért diffúziós maszkként legtöbbször aranyréteget használnak. Ilyen módon pl. bőr beültetéssel 0,1-0,2 μ vastagságú pn átmeneteket állítanak elő, amelyek elektromos jellemzői rendkívül jók.

Az ionimplantációs eljárásnak igen nagy jelentősége van a TTL elemek létrehozásában, CMOS rendszerek kialakításában. Az igen határozott konturvonalak kialakítása nagy előnyt jelent a MOS-LSI elemek készítésénél is. Ezekkel az áramkörökkel a későbbiekben még foglalkozunk.

A mezatranzisztor

A diffúziós eljárás és a vákuumpárolgatási technika a mezatechnológia alapja amely a gyártás nagyfokú automatizálását is lehetővé teszi. A nevét onnan kapta, hogy az arizonai fennsíkakra (mesakra) emlékeztető alakja van. Az ötvöztött tranzisztoroktól eltérően az alapanyag-kristály itt nem a bázist, hanem a kollektortartományt képezi, ezáltal egyoldalassá válik a tranzisztor-struktúra. A kollektor bázislapja közvetlenül felforrasztható a tartóállványra, ezért disszipálóképessége előnyösen megnövekszik.

A 4-80. ábrán egy szilícium npn mezatranzisztor felülnézeti és keresztmetszeti rajzát mutatja. A kiindulási alap n típusu, $75 \dots 100 \mu$ vastagságúra csiszolt és polirozott Si lemez. Az emitter- és bázisréteget egyaránt gőzfázisból való diffúzióval állítják elő. A diffúziók után megfelelő maszkok alkalmazásával kémiai maratással kialakítják a meza-alakot, majd ujjb maszk segítségével alumíniumkontaktust párolgatnak a felületre, amely a bázis ohmikus kivezetését adja. Ezt követően kör alakú ezüst elektróda felpárolgatásával és beötvözésével állítják elő az emitterkontaktusot. A végső alakot ismételt maratással alakítják ki. A kapott kristályszelelyt aranyforrasszal állványra forrasztják. A bázis- és emitterelektródákhoz a kivezetőül szolgáló $10 \dots 13 \mu$ vastag aranyhuzalokat termokompressziós eljárással kötik.



4-80. ábra

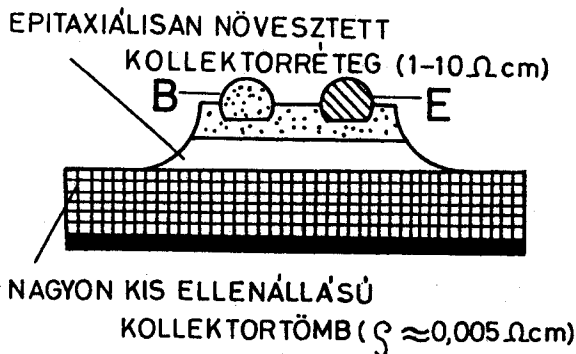
Szilícium npn mezatranzisztor

a néhány mikronos bázistartománynál és így a kollektortest véges ellenállásértékkel rendelkezik a tranzisztor helyettesítő képében. Ez hátránnyként jelentkezik a kapcsoló üzemmódban való használatánál, amihez még az is hozzájárul, hogy a széles kollektortartományban a nagy élettarta-

Ennél a technológiánál a kollektorréteg jóval vastagabb

mok miatt nagy töltéstárolási idők lépnek fel, és korlátozzák a kapcsolás gyorsaságát. A kollektortartomány vastagságát nem lehet 20μ alá csökkenteni, mert igen törékennyé válik. A problémát gyakorlatilag az epitaxiális eljárással lehetett megoldani. Ha tehát a kollektor-ellenállás csökkentését tartjuk szem előtt, akkor igen kis fajlagos ellenállású ($0,005\ \Omega\text{cm}$) hordozólemezből kell kiindulni, amelyre $4\ldots 10\mu$ vastag, viszonylag nagy fajlagos ellenállású ($1\ldots 10\ \Omega\text{cm}$) epitaxiális réteg kerül és most már ebben alakítjuk ki a mezatranzisztor szerkezetet (4-81. ábra).

A mezatranzisztorok $1\text{--}2\mu$ vastagságú bázisrétege többszáz MHz működési frekvenciát enged meg. Az első ultranagyfrekvenciás tranzisztor is germánium mezatranzisztor volt.

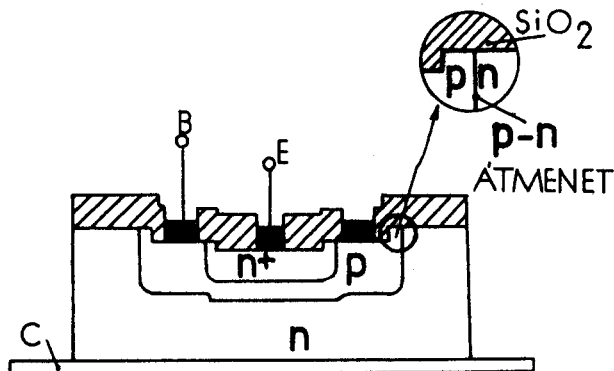


4-81. ábra
Epitaxiális mezatranzisztor

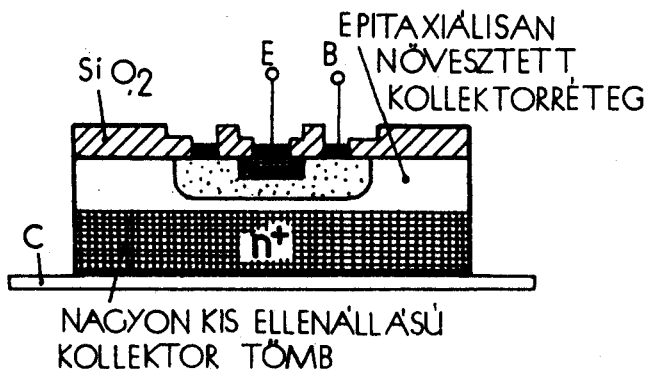
A planártranzisztor

A korábbiakban már ismertetett planár-technológiával készülnek az un. planártranzisztorok. A 4-82. ábrán bemutatott szilícium planártranzisztor keresztmetszetén jól látható, hogy a tranzisztor átmenetei az oxidréteg alá kerülnek, amely a külső behatásokkal szemben védelmet nyújt, így stabil és megbízható pn átmeneteket lehet az eljárással előállítani. A kivezetések biztosítására fotogravírozási eljárással egy gyűrű és kör alakú ablakot maratnak az oxidrétegbe, majd a szabaddá tett felületekre alumíniumot párologtatnak. Az így kialakított és feldarabolt tranzisztorokat arany-szilícium-gallium állványra forrasztják és termokompressziós eljárással emitter- és báziskivezetést készítenek hozzájuk.

Az epitaxiális eljárás kombinációjával kialakított un. epitaxiális planártranzisztorok (4-83. ábra) előnyösen használhatók kapcsoló áramkörökben.



4-82. ábra
Szilícium planártranzisztor



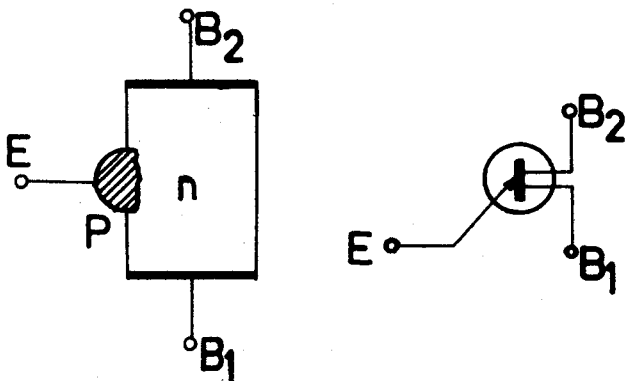
4-83. ábra
Szilícium planártranzisztor epitaxiálisan nö-
vesztett kollektorréteggel

4-7. Különleges félvezető eszközök

4-7.1. A kétbázisú dióda

A kétbázisú dióda vagy másnéven egyrétegű tranzisztor (angol nevén Unijunction Transistor, rövidítve UJT) olyan, két végén ohmikus kontak-
tussal rendelkező, félvezető hasáb vagy lemez (általában kis szennyezett-
ségű n típusú $4 \dots 10$ kohm ellenállású szilícium), amelynek a közepén
erős p típusú szennyezéssel pn átmenetet képeznek ki. Az ohmikus

kontaktusokat bázisoknak, a p réteg kontaktusát emitternek nevezzük. A kétbázisú dióda felépítését és szokásos rajzjelét a 4-84. ábrán láthatjuk.



4-84. ábra
Az UJT felépítése és szokásos jelölése

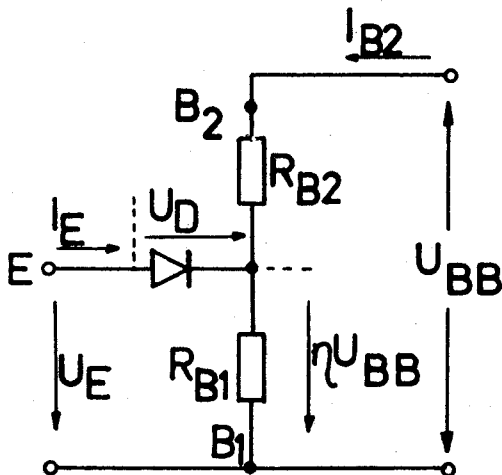
Működésének leírásához, megértéséhez tekintsük meg a 4-85. ábrán levő földelt B_1 kapcsolásban

felrajzolt helyettesítő képét.

A szilícium rud, ha nem folyik emitteráram, ohmos ellenálláshoz hasonlóan leosztja a két bázis közé kapcsolt U_{BB} feszültséget

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

arányban. Így az R_{B1} ellenállásshakazon ηU_{BB} feszültség jelenik meg. η -t belső feszültségosztási aránynak nevezik, értéke a gyakorlatban 0,4...0,8 között van. A feszültségosztást a kristály geometriája szabja meg, értéke ezért rendkívül stabil. Amíg az U_E emitterfeszültség az ηU_{BB} értéket el nem éri, az emitter-diódán csak a dióda záróirányu árama folyik. Ha az emitterfeszültség na-



4-85. ábra
Az UJT helyettesítő képe

nagyobb lesz, mint $\eta U_{BB} + U_D$ (ahol U_D a szilícium pn átmenet nyitóirányú feszültsége, értéke 0,5 V alatt van), az emitter dióda nyit és lyukakat kezd injektálni az n típusu szilíciumba. Mivel az injektált

kisebbségi töltéshordozók száma igen nagy, lényegesen csökken a félvezető ellenállása, az emitter és a B_1 közötti R_{B1} ellenállás értéke 10 ohm nagyságrendű lesz. Ez maga után vonja az emitteráram növekedését. Ennek következtében a kétbázisú dióda $U_E - I_E$ karakterisztikájában egy negatív differenciális ellenállású szakasz jelenik meg, amely az emitter dióda teljes kinyitásáig tart. Ekkor a diódán átfolyó áram eléri a telítési értéket, és az UJT $U_E - I_E$ karakterisztikája egy dióda nyitóirányú karakterisztikájához hasonló görbébe megy át (4-86. ábra).

A karakterisztikát tehát három jól elkülöníthető tartományra bonthatjuk két kitüntetett pont - az I_p csúcspont

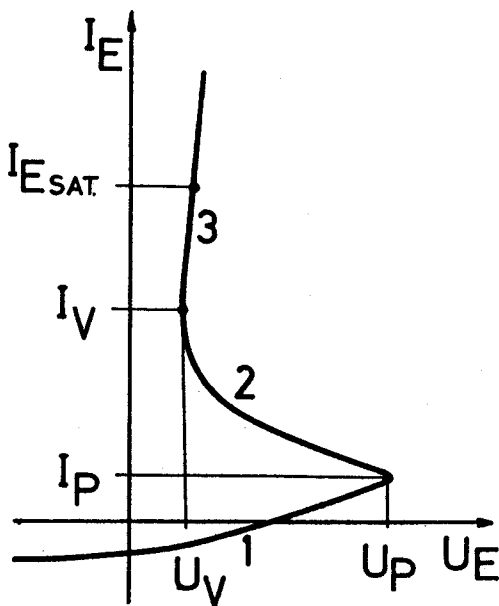
(peak point) és az I_V völgypont (valley point) - segítségével:

1. $I_E < I_p$ lezárási tartomány,
2. $I_p < I_E < I_V$ a negatív differenciális ellenállású tartomány,
3. $I_E > I_V$ a telítési tartomány.

Az emitteráram növekedése a negatív differenciális ellenállású szakasz mentén rendkívül gyorsan megy végbe.

Az előbbieken vázolt működési alapelvnek megfelelően a következő jellemző mennyiségeket és fogalmakat kell definiálni a kétbázisú diódával kapcsolatban, amelyeket rendszerint a katalógusok is megadnak:

R_{BB} Bázisközi (interbázis) ellenállás: a $B_1 - B_2$ bázispontok között mérhető ohmos ellenállás nyitott (szabad) emitter mellett. Az R_{BB} -nek mintegy 0,8%/°C pozitív hőmérséklet függése van;



4-86. ábra

Az UJT feszültség-áramkarakteristikája

η belső feszültségosztási arány, amelynek értelmezését a működés elemzésénél már leírtuk;

I_p emitter csucsáram: az az emitteráram érték, amely a maximális U_p emitterfeszültségnél folyik. A csucsáram értéke fordítottan arányos az U_{BB} interbázis feszültséggel és csökken a hőmérséklet növekedésével;

U_p emitter csucsfeszültség: az emitterkarakterisztika csucsponti feszültsége. Ez a legnagyobb feszültség, amely egy adott beállítás mellett az UJT emitterén kialakulhat, a billenést közvetlen megelőzően. Értéke, mint láttuk, szoros összefüggésben van az interbázis feszültséggel:

$$U_p = \eta \cdot U_{BB} + U_D ;$$

U_{Esat} emitter telítési feszültség: a karakterisztika telítési tartományában mérhetjük, amikor a karakterisztika alakja már a nyitott diódához hasonlít. Általában definíció szerint az $I_E = 50 \text{ mA}$ és $U_{BB} = 10 \text{ V}$ paramétereknél mérik;

R_{sat} az emitterkör dinamikus telítési ellenállása. Értéke meghatározza a karakterisztika hajlásszögét a nagyáramu tartományban;

I_{E0} A záróirányban előfeszített emitterátmenet maradékárama szabadon hagyott B_1 esetén. Hőmérsékletfüggése a konvencionális Si tranzisztor I_{CBo} maradékáramához hasonló;

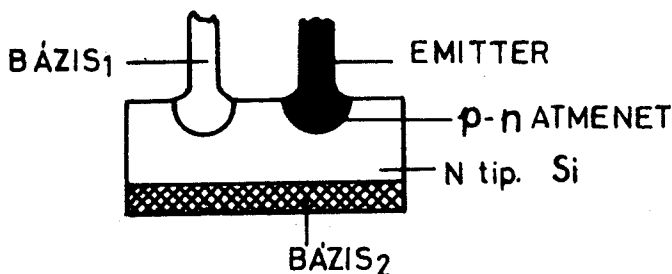
U_v Emitter völgyfeszültség, az az U_E feszültség, ahol az UJT $I_E - U_E$ karakterisztika átmegy a negatív ellenállású tartományból a telítési tartományba adott U_{BB} esetén. U_v értékét a külső R_1 és R_2 ellenállásokkal változtani lehet.

I_v emitter völgyáram: az emitteráram értéke a völgypontban. U_{BB} növelésével nő, és csökken, ha ellenállást kapcsolunk a bázisok körébe;

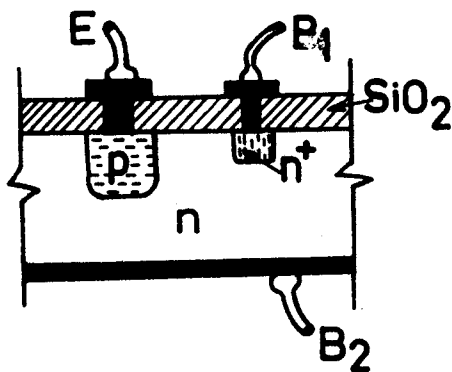
I_B modulált bázisáram: ezt a mennyiséget az $U_{BB} = 10 \text{ V}$ interbázis feszültség és az $I_E = 50 \text{ mA}$ áramérték mellett mérik a B_2 áramkörében. Ez a jellemző a kimenő jelek szempontjából fontos;

- t_{on} az UJT bekapcsolási ideje tisztán ohmos emitterkör esetén;
- t_{off} az emitterátmenet kikapcsolási (feléledési) ideje;

Az egyrétegű tranzisztorokat három különféle felépítésben hozzák forgalomba. A BAR típusu UJT, amelyet a 4-84. ábrán mutattunk be, a legrégebbi és legegyszerűbb felépítésű. A CUBE technikával készült UJT-nél (4-87. ábra) a bázislemez egyik oldalán helyezkedik el az egyik bázis- és az emitterkivezetés, míg a másik bázist a másik oldalon levő ohmikus kontaktus adja. Ezek kiváltképp tirisztor gyújtására, valamint



4-87. ábra
CUBE technikával készült UJT felépítése



4-88. ábra
Planár technikával készült UJT felépítése

kis telepfeszültséggel történő működtetésre alkalmasak. A modern és egyre népszerűbb planártechnikával készülnek a Planar UJT-k (4-88. ábra), amelyek lehetővé teszik olcsó és nagy tömegben való gyártásukat.

A kétbázisú dióda speciálisan impulzustechnikai célokra kifejlesztett félvezető eszköz. Alkalmazása a digitális technika térhódításával szinte mindenhol lehetséges. Előnyösen használhatók oszcillátorokban, időzítő áramkörökben, bistabil körökben stb. Mindezen áramköri funkciók ellátásakor legalább két konvencionális tranzisztort képesek helyettesíteni.

A 4-2. táblázatban bemutatjuk a három alaptípus legfontosabb paramétereit.

Az egyrétegű tranzisztorok legfontosabb paramétereit

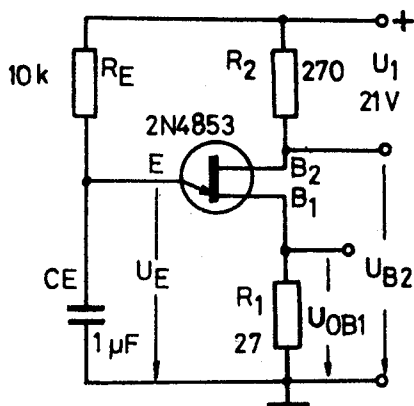
4-2. táblázat

UJT paraméterek	Tipikus értékek		
	BAR	CUBE	PLANAR
Belső leosztási tényező, η	0,80	0,65	0,70
Interbázis ellenállás, R_{BB}	7 kohm	7 kohm	7 kohm
Emitter telítési feszültség, U_{Esat}	3,5 V	1,5 V	2,5 V
Csúcsponti áram, I_p	2 μA	0,5 μA	0,1 μA
Völgyponti áram, I_V	15 mA	10 mA	7 mA
Emitter maradékáram	8 nA	2 nA	1 nA

A kétbázisú dióda klaszikus alkapcsolása az impulzus generátor (4-89. ábra).

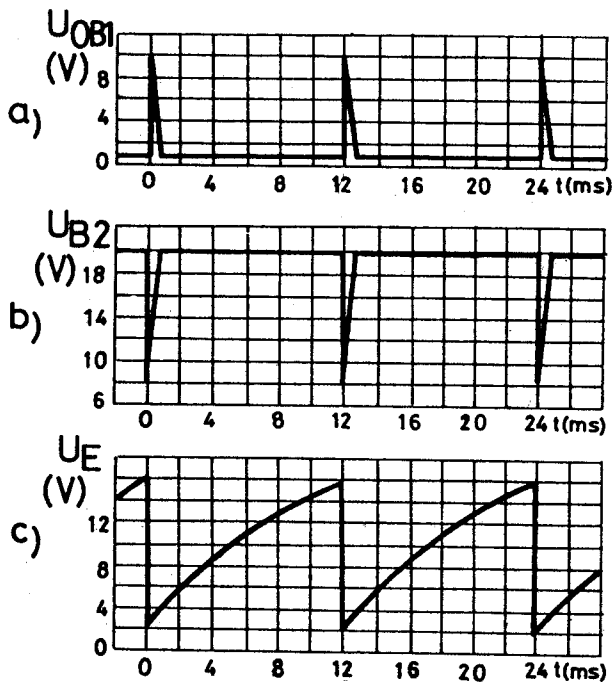
Működési elve a következő:

az U_1 tápfeszültség bekapcsolását követően az emitter záróirányban előfeszített - ezért nem vezet. Ezzel egyidőben viszont a C_E kondenzátor az R_E ellenálláson keresztül, időben exponenciális jelleggel töltődik a tápfeszültség adta végérték felé. Abban a pillanatban azonban, amikor a kondenzátor feszültsége eléri a



4-89. ábra
Impulzusgenerátor alkapcsolás

kétbázisú dióda U_p gyújtási feszültségét, kinyit az emitterátmenetet, az UJT emitter-bázis közötti ($E-B_1$) dinamikus ellenállása hirtelen több nagyságrenddel csökken, s így az R_1 ellenálláson eső feszültség ugrásszerűen megnő. Ezután az U_p feszültségértékre töltött kondenzátor kisért a telítésnek megfelelő R_{sat} és az R_1 ellenállások soros eredőjén. A B_1 elektródán tehát pozitív impulzus jelenik meg (4-90. ábra).



4-90. ábra

Impulzusgenerátor (relaxációs oszcillátor)
 tipikus oszcillogramjai: a) a B_1 bázison, b) a B_2
 elektródán, c) és az emitteren mérhető feszültség
 hullámformája

A billenést megelőzően a B_2 bázisárama közelítőleg:

$$\frac{U_1}{R_2 + R_{BB}}$$

Amikor kinyit az emitter, B_2 árama megnő, hiszen a bázisok között mérhető ellenállás ilyenkor jelentősen lecsökken. A B_2 elektródán ezért negatív irányba induló feszültségimpulzusok mérhetők (4-90.b) ábra).

Ha a kondenzátor feszültsége kisülés közben - az eszközre jellemző - U_{Emin} érték alá csökken, megszűnik, az emitter vezetése és az UJT visszabilen a lezárási tartományba, szemléletesen mondva "kialszik" (4-90.c) ábra). (U_{Emin} Cube és Planár diódáknál gyakorlatilag U_V -vel azonos, értéke a legtöbb esetben 1,2-2,4 V.)

Az előzőekben vázolt folyamat - R_E alkalmas megválasztásával - periódikusan ismétlődik. Ehhez szükséges, hogy adott tápfeszültség esetén R_E munkaegyenese metssze az I_E/U_E karakterisztika negatív tartományát és ezáltal ne tudjon kialakulni stabil munkapont.

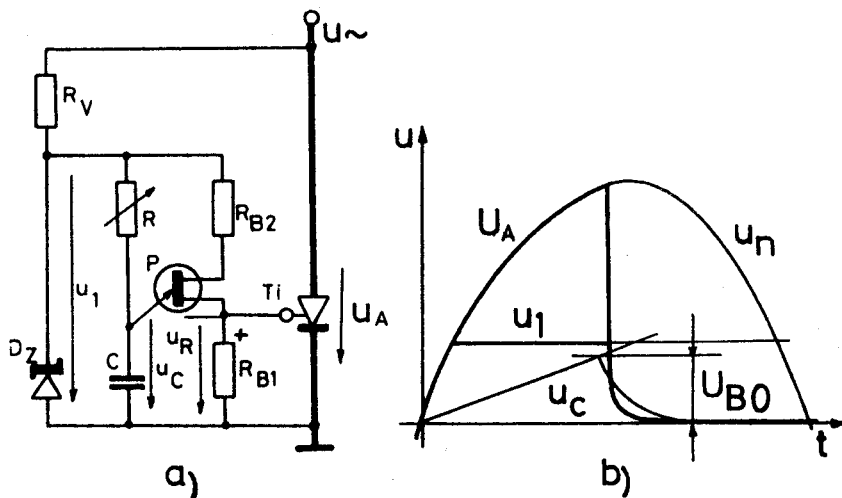
Az impulzusok ismétlődési frekvenciáját az

$$f = \frac{1}{R_E C_E \frac{1}{1-\eta}} \quad (4-42) \quad (4-42)$$

egyenlet alapján számíthatjuk ki.

A 4-90. ábrából látható, hogy ha a jelet az R_1 ellenálláson vesszük le, akkor pozitív, viszonylag meredek felfutási impulzusokat kapunk, amelyek kiválóan alkalmasak tirisztorok gyújtására is. Ha az R_E ellenálláson levő feszültséget vizsgáljuk, akkor ez egy fűrészfog-generátor jelének felel meg és erre a célra is használható. A fűrészrezgések linearizálására ajánlatos az R_E -t konstansáramu töltőkörrel (áramgenerátorral) helyettesíteni. (Az áramgenerátoros töltésről a későbbiekben még beszélni fogunk.)

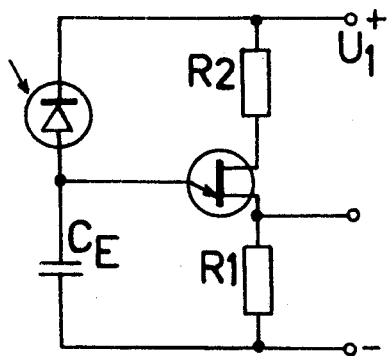
Egy UJT-val felépített impulzusgenerátor elvi kapcsolását tirisztor gyújtásszög-vezérlésére a 4-91. ábrán mutatjuk be. Az U_1 feszültséget, amely a C kondenzátort tölti az R ellenálláson keresztül, a D_Z Zener-dióda korlátozza. Amikor a kondenzátor U_C feszültsége eléri az R_{B1} és R_{B2} bázis-előtétellenállások által meghatározott $U_{Bo} = U_p + U_R$ billenési feszültséget, a C kondenzátor az előzőekben vázolt módon kisül és az R_{B1} ellenálláson fellépő impulzus begyűjti a tirisztort. A gyújtás időpontjának beállítása az R változtatható ellenállás segítségével történik. Az R helyett tranzisztort is alkalmazhatunk, ezáltal a gyújtásszöget egy szabályozó áramkör kimenő áramával is változtathatjuk.



4-91. ábra

Tirisztor gyújtásszög-vezérlése kétbázisú diódával:

a) elvi kapcsolási rajz, b) az U_1 és U_C feszültségek időbeni változása



4-92. ábra

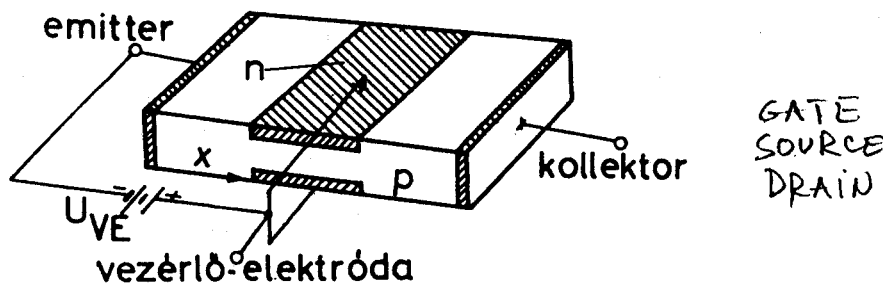
Fotodiódás fényerő-frekvencia átalakító

Ha az UJT-s fűrészfog-generátor töltőellenállását olyan elemmel helyettesítjük, amely valamilyen fizikai, kémiai (nem villamos) mennyiséget ellenállásváltozássá alakítja és a mérendő mennyiséggel arányosan változtatja ellenállását, akkor a valamilyik bázison megjelenő jelsorozat frekvenciája a mérendő mennyiséggel lesz arányos. A 4-92. ábrán egy fotodiódás fényerő-frekvencia átalakítót mutatunk be. Hasonló kapcsolások könnyen készíthetők hőmérsékletmérésre és egyéb problémák megoldására is.

4-7.2. Tervezérlésű tranzisztor (FET)

Az előzőekben láttuk, hogy a szennyezett félvezetők fajlagos ellenállását a bennük levő szabad töltéshordozók - elsősorban a többségi töltéshordozók - koncentrációja szabja meg. A töltéshordozók koncentrációja külső behatással (például fény- vagy hőenergiával) változtatható. A félvezető átmenetek tulajdonságai azonban erre a célra egy másik lehetőséget is kínálnak. A záróirányban előfeszített pn átmenet környezetében szabad töltéshordozókban nagyon szegény, kiűritett réteg jön létre, amelynek vastagsága függ a záróirányú feszültségtől. A jelenség - alkalmas módon - ellenállás változtatásra használható, és lehetőséget ad egy újfajta erősítő elem, az ún. tervezérlésű tranzisztor kidolgozására, amelyet angol nevének (Field Effect Transistor) kezdőbetűiből gyakran FET-nek is neveznek. Az elv tulajdonképpen nem új, már az 1940-as években ismertté vált, de a tervezérlésű tranzisztor tömeges gyártása csak az 1960-as években - a fejlett félvezető gyártástechnológiai módszerek kidolgozása után - indulhatott meg.

A tervezérlésű tranzisztor elvi felépítése a 4-93. ábrán látható. Egy n- vagy p-típusú félvezető lapocskából áll, amelynek szemközti oldalain pn átmeneteket hoznak létre. Az így kialakított, alapfélvezető

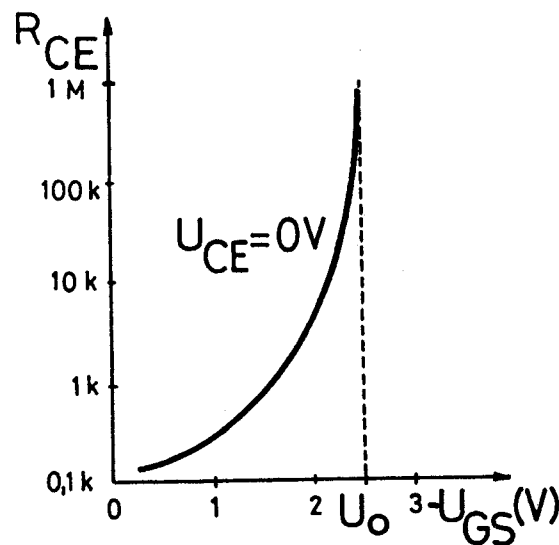


4-93. ábra

Tervezérlésű tranzisztor elvi felépítése

tővel ellentétes típusú rétegeket fémesen összekötik egymással. Ez képezi a tranzisztor vezérlő elektrodáját (gate). Az emittert (source) és kollektort (drain) a félvezető lapocskára két végének fémes kivezetése adja. Itt az emitter és kollektor teljesen egyenértékű, egymással felcserélhető. A lapocskának a két pn átmenet közötti részét csatornának nevezzük. Ez a tervezérlésű tranzisztor aktív tartománya. Az alapfélvezető típusának megfelelően p- vagy n-csatornás FET-ről beszélhetünk.

Ha a vezérlőelektroda és az emitter közé U_{VE} záróirányú vezérlőfeszültséget kapcsolunk, megnövekszik a csatorna határoló kiűritett rétegek vastagsága, csökken a hatásos csatornavastagság, ennek megfe-



4-94. ábra

n csatornás térvezérlésű tranzisztor kollektor-emitter ellenállása a vezérlő feszültség függvényében

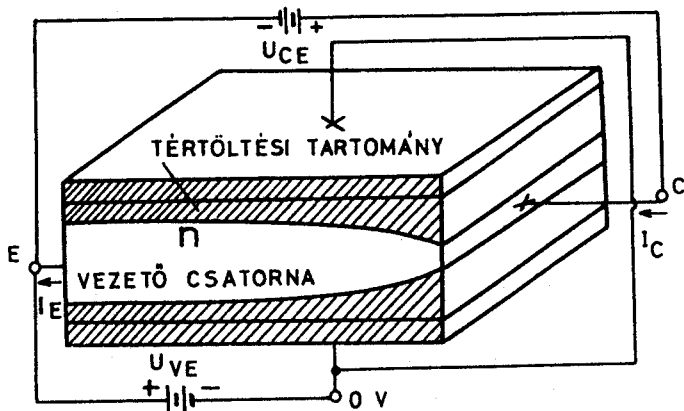
metriájától és szennyezettségétől függ, rendszerint 10...100 ohm nagyságrendű. Maximális értéke ($U_{VE} \geq U_0$ -nál) 10^{10} ohm nagyságrendbe esik.

Kössünk az emitter és kollektor közé a 4-95. ábrán jelzett polaritással U_{CE} feszültségforrást. (p csatornás FET-nél az U_{VE} és U_{CE}

lelően megnő az emitter-kollektor ellenállás is. Ily módon a félvezetőből kiképzett vezetécsatorna ellenállása a vezetési irányra merőleges elektromos térrel szabályozható. A 4-94. ábra egy n csatornás térvezérlésű tranzisztor kollektor-emitter ellenállását (R_{CE}) mutatja

a vezérlőfeszültség függvényében. Az ábrán látható, hogy a csatornaellenállás a záróirányú feszültség növelésével egyre nagyobb meredekséggel növekszik. Ha U_{VE} eléri vagy meghaladja az U_0 lezárási feszültséget, R_{CE} igen nagy értéket vesz fel, a csatorna teljes keresztmetszete kiüritett tartomány lesz. R_{CE} minimális értéke

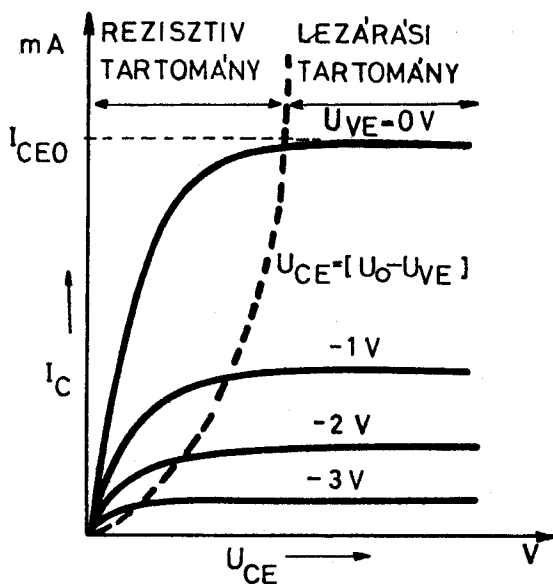
($U_{VE} = 0$ esetén) a csatorna geo-



4-95. ábra

Az aktív csatorna keresztmetszete

polaritása értelemszerűen felcserélendő.) Ekkor a csatornaáram (I_C) a vezérlőfeszültséggel változtatható. A csatornaellenállás függ a kollektor-emitter közötti feszültségtől is, emiatt adott U_{VE} mellett I_C az U_{CE} feszültségnek nem lesz lineáris függvénye. A csatornában folyó áram ui. ohmos feszültségesést hoz létre, amely befolyásolja az átmenetek záróirányu előfeszültségét, így a csatorna mentén változik a hatá-
 sos keresztmetszet. Emiatt az emitter és kollektor közötti ellenállás nemlineáris. Ha változtatjuk a kollektor-emitter feszültséget, megválto-
 zik a vezető csatorna geometriája és egyben az ellenállása is. A 4-96. ábrán egy n csatornás térvezérlésű tranzisztor kimeneti karakterisztikája látható.



4-96. ábra
 n csatornás térvezérlésű tranzisztor
 kimeneti karakterisztikája

A görbék nagyon hasonlítanak a közöséges tranzisztorok kimeneti karakterisztikájához. Itt is két tartományt különböztetünk meg. A szag-
 gatott vonaltól balra eső tartományt lezárádásmentes vagy rezisztív tar-
 tománynak nevezzük. Ebben a tartományban a hatásos csatorna kereszt-
 metszete a kollektor környezetében is jelentős, és a kollektorfeszültség
 változása - a kiürített rétegek nagymérvű változása miatt - erősen befolyá-
 sja a kollektoráramot. Ha a kollektorfeszültséget növeljük, a vezető csator-
 torna a kollektor környezetében kezd beszűkülni. Egy határon túl - amikor
 U_{CE} és $|U_{VE}|$ összege eléri az U_0 lezárási feszültséget - a kol-

lektoráram már alig lügg a kollektorfeszültségtől [16], [32]. Ez a tartomány (a szaggatott vonaltól jobbra) az ún. lezárási tartomány.

A térvezérlésű tranzisztorokat erősítőkapcsolásokban a lezárási tartományban üzemeltetik. Ebben a tartományban a kollektoráram közelítő értéke

$$I_C \approx I_{CEO} \left(1 - \frac{U_{VE}}{U_0} \right)^2 \quad (4-43)$$

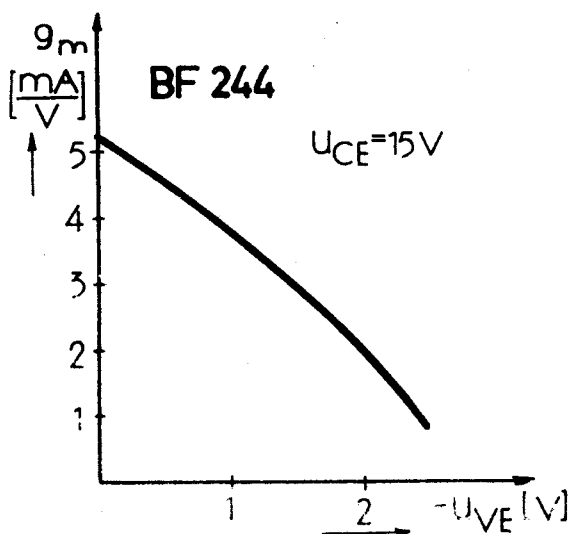
összefüggéssel határozható meg [32]. Az összefüggés szerint tehát a kollektoráram és a vezérlőfeszültség között négyzetes kapcsolat van.

A FET erősítésének jellemzésére a meredekség (g_m) szolgál, amely megmutatja, hogy a vezérlőfeszültség változása milyen mértékű kollektoráram-változást idéz elő:

$$g_m = \left. \frac{d I_C}{d U_{VE}} \right|_{U_{CE} = \text{áll.}} \quad (4-44)$$

A lezárási tartományban a (4-43) összefüggés felhasználásával

$$g_m = - \frac{2 I_{CEO}}{U_0^2} (U_0 - U_{VE}). \quad (4-45)$$



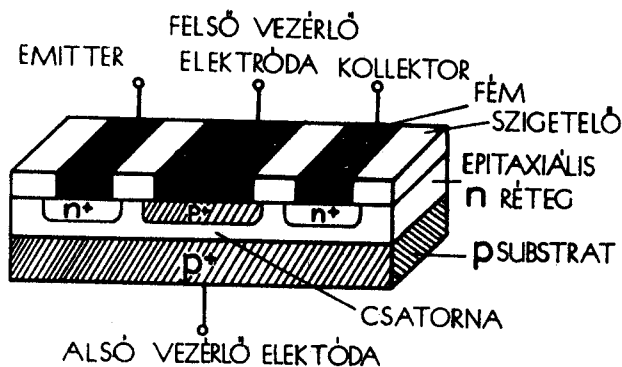
4-97. ábra

a csatlakozás FET meredeksége a vezérlő feszültség függvényében

Eszerint a meredekség és a vezérlőfeszültség közötti lineáris kapcsolat van (4-97. ábra). A tervezérlésű tranzisztorok ezen tulajdonságát gyakran erősítésszabályozásra használják.

A tervezérlésű tranzisztorok felépítése és fajtái

Az eddigiek során az un. záróréteges FET (pn FET)-ről beszéltünk. Ennel a típusnál a vezérlőfeszültség csak záróirányu lehet, nyitóirányban ui. nagy vezérlőáram folya. Az egyes rétegeket általában planáris vagy epitaxiális technológiával állítják elő. A 4-98. ábrán egy epitaxiális n-csatornás pn FET keresztmetszete látható. A p-szennyezésű szilícium kristályra vékony és kevésbé szennyezett n-réteget növesztenek,

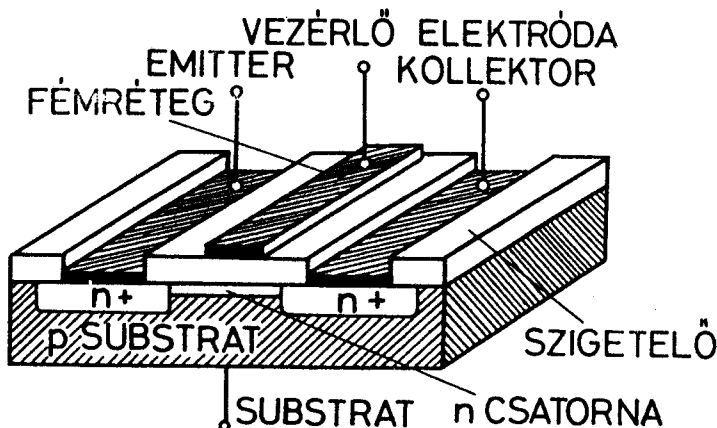


4-98. ábra

Epitaxiális eljárással készített n csatornás pn FET keresztmetszete

majd az n-rétegben diffúzióval p-zónát alakítanak ki. A két p-réteg egymással összeköttetésben van, ezek alkotják a vezérlő elektródát. A kollektor- és emitterkivezetés környezetében az epitaxiális n-réteget erősebben szennyezik, ezáltal nagymértékben csökkenthető a kollektor- és emitterzóna ellenállása. Az egyes zónákat úgy alakítják ki (pl. gyűrűs felépítéssel), hogy a vezérlőelektróda zónája teljesen körülvegye a kollektorzónát. Enélkül a csatorna szélein jelentős söntölés lépne fel a kollektor és emitter között. A pn FET vezérlőárama a záróirányu vezérlőfeszültség miatt igen kicsiny, rendszerint 10^{-9} , 10^{-10} A nagyságrendű.

A tervezérlésű tranzisztorok másik nagy csoportja a szigetelt vezérlő elektródájú vagy szigetelt kapus FET (IG FET). Itt a vezérlő elektródát fémréteg alkotja, amelyet vékony szigetelőréteggel elválasztanak a csatornától. n-csatornás változata a 4-99. ábrán látható. A kiindulási anyag gyengén szennyezett, p-típusú félvezető kristály, amely-



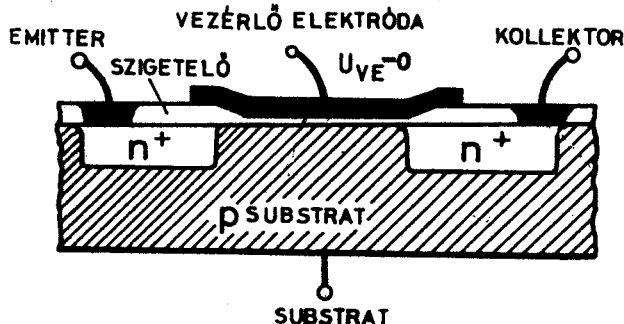
4-99. ábra
n csatornás IG FET keresztmetszete

nek felületén szennyezéssel n-típusú csatornát hoznak létre. A csatorna fölött termikus oxidációval szilíciumoxidot (SiO_2) hoznak létre, amely igen jó szigetelő. A SiO_2 -ra vékony fémréteget párologtatnak, ez a vezérlőelektroda. Az ilyen felépítésű tranzisztort igen gyakran - angol névénél kezdőbetűiből - MOS FET-nek vagy MIS FET-nek is nevezik, mivel felépítés sorrendje: fém - oxid - félvezető (metal - oxide - semiconductor) vagy fém - szigetelő - félvezető (metal - insulator - semiconductor). Az emitter és kollektor környezete itt is erősebb szennyezést kap. Az alapkristályt (substrat) külön kivezetéssel látják el. Az elektromos működés szempontjából ennek általában nincs lényeges szerepe, gyakran az emitterre kötik. Ujabbán szigetelőréteggént szilíciumnitridet (Si_3N_4) vagy alumíniumoxidot (Al_2O_3) is használnak.

A szigetelt kapus FET tulajdonképpen egy kondenzátor, amelynek egyik fegyverzete fémréteg, a másik félvezető. Működése a záróréteges FET-éhez hasonló. A vezérlő feszültség a kiürített rétegen keresztül változtatja a csatorna ellenállását.

A 4-99. ábra szerint felépített n-csatornás IG FET-nél a vezérlés elsősorban a csatorna szűkítésével, azaz negatív vezérlő feszültséggel lehetséges. Az ilyen tranzisztorokat kiürítésses típusúnak nevezzük. Elvileg hasonló felépítésű p-csatornás kiürítésses FET is létrehozható. Meg kell jegyeznünk azonban, hogy p-típusú szilícium félvezetőből SiO_2 szigetelő alkalmazásával ez nem valósítható meg, mivel a p-típusú félvezető és a SiO_2 réteg között olyan hatások lépnek fel, amelyek megakadályozzák a kiürítésses üzemmódot [32].

A szigetelt kapus térvezérlésű tranzisztorok másik csoportja az ún. növekményes vagy dúsításos IG FET (4-100. ábra). Ennél a típusnál a gyengén szennyezett alapfélvezetőben nem képeznek ki vezető csatornát,



4-100. ábra

n csatornás növekményes IG FET keresztmetszete

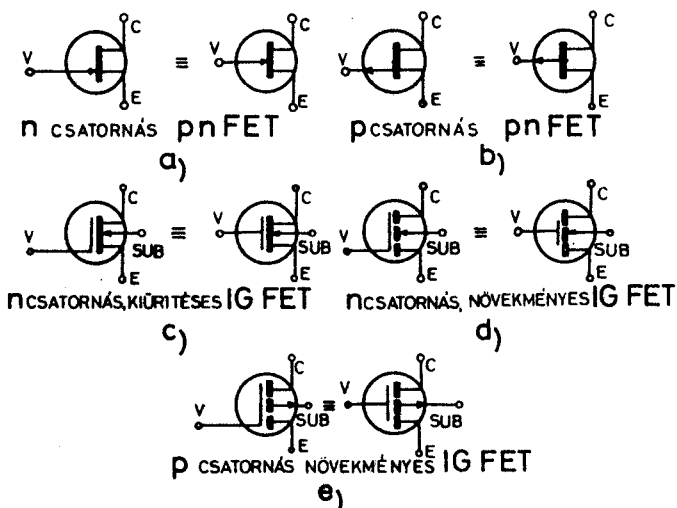
így nulla vezérlőfeszültségnél a kollektor-emitter között igen nagy ellenállás mérhető. A tranzisztor vezérlése - n csatornás típusnál - pozitív vezérlőfeszültséggel lehetséges. A vezérlőfeszültség növelésével az alapfélvezetőben egyre több elektron vándorol a szigetelőréteg felé, és egyre növekvő keresztmetszetű n-típusú csatornát hoz létre a kollektor és emitter között. Növekményes térvezérlésű tranzisztorokat elsősorban n-csatornás kivitelben készítenek a korábban említett SiO_2 és félvezető között fellépő hatások miatt, de különleges eljárásokkal p-csatornás kivitel is előállítható.

Az IG FET-ek jelleggörbéi hasonló alakúak, mint a záróréteges FET-eké, így ezekkel külön nem foglalkozunk. A 4-101. ábrán a térvezérlésű tranzisztorok szimbolikus jelölései láthatók.

Alapkapcsolások

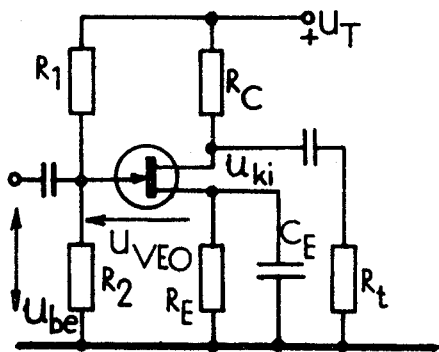
A térvezérlésű tranzisztorok a közönséges tranzisztorokhoz hasonlóan három alapkapcsolásban használhatók. A kapcsolási példákat záróréteges n-csatornás FET-re mutatjuk be

Földelt emitteres kapcsolásban (4-102. ábra) a munkapont beállításához szükséges egyenáramu U_{VE0} előfeszültsége, az R_E emitterellenálláson eső feszültség és az R_1 , R_2 osztáspontján levő feszültség különbsége adja. Az emitter-áramot I_E - a C_E kondenzátor alkalmazása miatt - földponton van. Az áramkör egyszerűsített kisfrekvenciás helyettesítő képe a 4-103. ábrán látható. Az erősítő fázist fordít. Beme-



4-101. ábra

A térvezérlésű tranzisztorok szimbolikus jelölései



4-102. ábra

Földelt emitteres kapcsolás n csatornás pn FET-tel

figyelembevételével a feszültségerősítés:

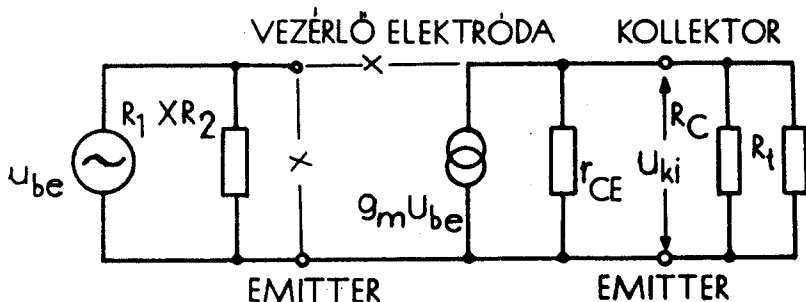
nő ellenállása kisfrekvencián igen jó közelítéssel $R_1 \times R_2$ -vel egyenlő. A FET áramgenerátorként fogható fel, amelynek árama a u_{be} bemenő feszültség és a g_m meredekség szorzata, így a kimenő feszültség:

$$u_{ki} = g_m \cdot u_{be} (r_{CE} \times R_C \times R_t).$$

A tranzisztor r_{CE} dinamikus kimenő ellenállása általában jóval nagyobb mint R_C és R_t párhuzamos eredője, ezért leg többször elhanyagolható. Ennek

$$A_u \approx g_m (R_C \times R_t). \quad (4-46)$$

Az r_{CE} értéke erősen munkapontfüggő. Szokásos értéke - beállítástól függően néhány kohm és néhány száz kohm között van.

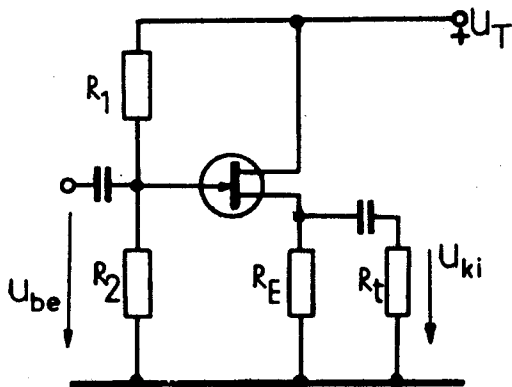


4-103. ábra

FET-es földelt emitteres kapcsolás egyszerűsített, kisfrekvenciás helyettesítő képe

A térvezérlésű tranzisztorokat leggyakrabban földelt emitteres kapcsolásban alkalmazzák. Kisfrekvencián nagy bemeneti és közepes kimeneti ellenállással rendelkeznek. Nagy terhelőellenállás esetén nagy feszültség- és teljesítményerősítés érhető el. Nagyfrekvencián azonban a tranzisztorkapacitások miatt az erősítés rohamosan csökken, különösen akkor, ha a jelgenerátor nagy belsőellenállású.

Sok esetben alkalmazzák a térvezérlésű tranzisztorokat földelt kollektoros kapcsolásban (4-104. ábra) impedanciaillesztő elemként. A munkapont beállítása az előző alkapcsoláshoz hasonló. A terhelés az emitterre csatlakozik, emiatt a feszültségerősítés egynél mindig kisebb. Értéke kisfrekvencián [32]:



4-104. ábra

Térvezérlésű tranzisztor földelt kollektoros kapcsolásban

$$A_u = \frac{g_m (R_E \times R_t \times r_{CE})}{1 + g_m (R_E \times R_t \times r_{CE})} \approx \frac{g_m (R_E \times R_t)}{1 + g_m (R_E \times R_t)} < 1. \quad (4-47)$$

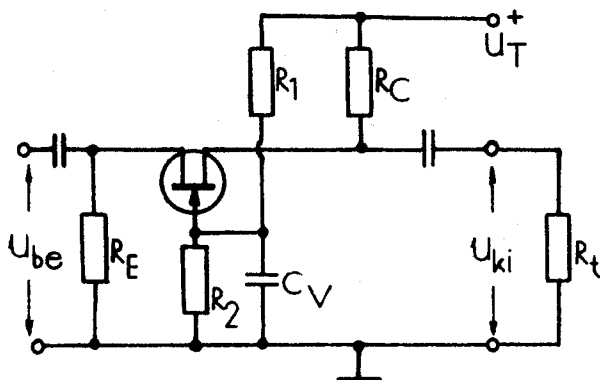
Az r_{CE} ellenállást itt is elhanyagolhatjuk.

A földelt kollektoros kapcsolás nem fordít fázist. Bemeneti ellenállása a földelt emittereséhez hasonlóan igen nagy, kimenőellenállása viszont meglehetősen kicsiny, közelítőleg a mereedség reciprokával egyenlő:

$$R_{ki} \approx 1/g_m, \quad (4-48)$$

emiatt nagyon alkalmas impedanciaillesztésre. A kapcsolás nagyfrekvenciás tulajdonságai is kedvezőek. A bemeneti kapacitás hatása kevésbé érvényesül, mint a földelt emitteresnél, ezért eredményesen használható szélessávú erősítőkben is.

Földelt vezérlőelektródás alapkapsolásnál (4-105. ábra) a jelgenerátor az emitterre, a terhelés pedig a kollektorra csatlakozik. A vezérlőelektróda váltóáramulag földponton van. Az erősítő nem fordít fázist.



4-105. ábra
Térvezérlésű tranzisztor földelt vezérlőelektródás
kapcsolása

Bemenő ellenállása kicsi, kimenőellenállása viszont elég nagy. Kizárólag nagyfrekvenciás célokra javasolható. Terhelésként párhuzamos rezgőkört alkalmazva nagy feszültségerősítés érhető el vele. Bár a földelt vezérlőelektródás erősítőknek a gyakorlatban a közös bázisú tranzisztorral felépített földelt bázisú kapcsolás mellett alig van jelentőségük, meg kell jegyeznünk, hogy nagyfrekvencián sok esetben eredményesebben alkalmazhatók azoknál.

A térvezérlésű tranzisztorokat egyaránt használják erősítő- és kapcsolóáramkörökben is. Erősítőkben legtöbbször közös bázisú tranzisztorral együtt alkalmazzák. Integrált áramkörű erősítőkben - a nagy bemeneti ellenállás biztosítására - a bemenő fokozator gyakran térvezérlésű tranzisztorokból építik fel. Bonyolult felépítésű digitális integrált áramkörökben egyre nagyobb jelentőséget kapnak a komplementer MOS FET

párokból feépített egységek (CMOS rendszerek). A tervezérlésű tranzisztorok alkalmazására néhány példát a 4-8. fejezetben mutatunk be.

FET paraméterek

Tervezérlésű tranzisztoroknál a katalógusok általában nagyon sok, a széleskörű felhasználáshoz szükséges jellemző adatot közölnek. Ezek közül a legfontosabbak a következők:

$I_{CEO} (I_{DSS})$	vezérlőelektróda-emitter rövidzár, azaz $U_{VE} = 0$ esetén mérhető kollektoráram, adott kollektorfeszültségnél;
$U_0 (U_p)$	lezáró feszültség;
$r_{CEbe} (r_{Dson})$	dinamikus, kisfrekvenciás (1 kHz) kollektor-emitter ellenállás $U_{VE} = 0$ - és $U_{CE} = 0$ -nál;
$g_m (S_i \text{ vagy } Y_{21s})$	meredekség adott munkapontban;
$U_{ICVO} (U_{IDGO} \text{ vagy } U_{(BR)GS})$	letörési feszültség, az a kollektor-vezérlőelektróda közötti feszültség, amely fölött várhatóan fellép a letörés jelensége nyitott (szakadással lezárt) emitternél;
$I_V (I_{GSS})$	a vezérlőelektródán átfolyó maradékáram adott U_{VE} és nulla U_{CE} feszültségnél;
$P_{D(max)} (P_{tot})$	maximális disszipációs teljesítmény adott környezeti hőmérsékleten;
$T_{j(max)}$	maximális réteg hőmérséklet.

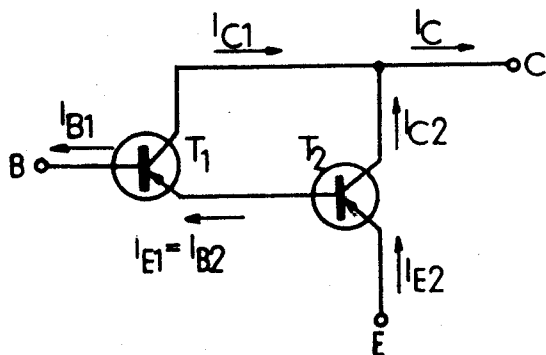
A tervezérlésű tranzisztor valamennyi paramétere - a közönséges tranzisztorhoz hasonlóan - erősen munkapont- és hőmérsékletfüggő, ezért munkapont stabilizálásra legtöbbször itt is szükség van. A FET-ek különleges tulajdonsága, hogy a kollektoráram növelésével a hőmérsékletfüggés előjelet vált [32]. Kis kollektoráramoknál a hőmérsékletnövekedés növeli, nagyoknál csökkenti a kollektoráramot, emiatt hőmegfűtás nem állhat elő. Az átmenet a pozitív és negatív hőmérsékletfüggés között folyamatos, ami azt jelenti, hogy a tervezérlésű tranzisztorok munkapontját meg lehet úgy is választani, hogy az hőmérsékletfüggetlen legyen. Ez igen nagy előnyt jelent a közönséges tranzisztorokhoz képest.

4-8. Tranzisztorok alkalmazása

A tranzisztor nélkülözhetetlen építőeleme az elektronikai és híradástechnikai berendezéseknek. Alkalmazási területe igen nagy, az utóbbi évtizedben szinte teljes mértékben kiszorította az elektroncsöveket. Széleskörű felhasználására részletes utmutatást és kapcsolási megoldásokat sok szakkönyvben találhatunk, itt csupán néhány példát említünk meg.

4-8.1. Tranzisztoros erősítőfokozat Darlington kapcsolású tranzisztorokkal

Kedvező tulajdonságok (nagy áram- és teljesítményerősítés, nagy bemeneti ellenállás) érhetők el, ha a tranzisztoros erősítő alapkapsolásokban egy tranzisztor helyett kettőt alkalmazunk. a 4-106. ábrán látható elrendezésben.



4-106. ábra
Darlington kapcsolás

Az ilyen módon összekötött ún. Darlington-pár egy kedvező tulajdonságokkal rendelkező "eredő tranzisztorral" helyettesíthető.

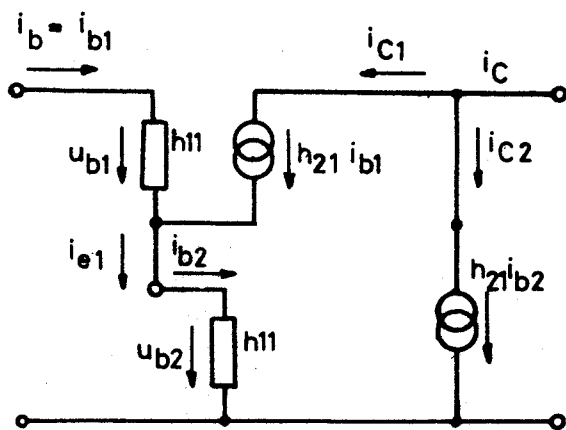
Mindkét tranzisztornál elhanyagolva a visszahatást és a kimeneti vezetést, továbbá a két tranzisztor paramétereit azonosnak tekintve a 4-107. ábra segít

ségével egyszerűen meghatározhatjuk az "eredő tranzisztor" közelítő tulajdonságait. Látható, hogy a kollektoráram:

$$i_C = i_{c1} + i_{c2} = h_{21} \cdot i_{b1} + h_{21} \cdot i_{b2},$$

de

$$i_{b2} = i_{e1} \approx h_{21} \cdot i_{b1}.$$



4-107. ábra
A Darlington kapcsolás egyszerűsített
helyettesítő képe

Igy a $h_{21} \cdot i_{b1}$ elhanyagolásával, mivel $h_{21} \gg 1$

$$i_c \approx h_{21}^2 \cdot i_{b1} = \beta^2 i_{b1}.$$

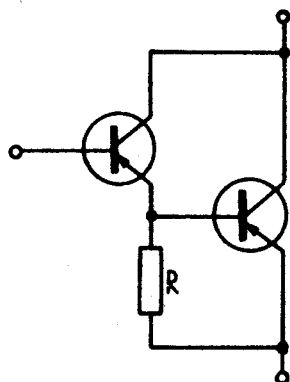
Tehát az "eredő tranzisztor" áramerősítési tényezője közelítőleg β^2 , amely rendszerint $10^3 \dots 10^4$ nagyságrendű. Ha a két tranzisztor áramerősítési tényezője egymással nem egyenlő ($\beta_1 \neq \beta_2$), akkor az eredő áramerősítés közelítőleg $\beta_1 \beta_2$ lesz.

A bemenetet egy eredő h_{11}^* paraméterrel helyettesítjük, ahol

$$h_{11}^* = \frac{u_b}{i_b} = \frac{u_{b1} + u_{b2}}{i_{b1}} = h_{11} + \frac{h_{11} i_{b2}}{u_{b1}} \approx h_{11} + h_{21} h_{11} \approx \beta h_{11}$$

tehát lényegesen megnő a bemeneti ellenállás.

A Darlington kapcsolás a nagy eredő áramerősítés miatt hőmérsékletváltozásra különösen érzékeny, a hőmegfűtás veszélye itt fokozott mértékben fennáll. A T_1 helyére mindenképpen kis visszárammal rendelkező tranzisztort kell alkalmazni. Germánium tranzisztor erre a célra - a nagy visszáram miatt - kevésbé alkalmas. A hőérzékenység csökkenthető, ha a két emitter közé egy ellenállást iktatunk be. Ekkor a Darlington kapcsolás a 4-108. ábrán látható kéttranzisztoros erősítővé alakul át, ahol az első tranzisztor földelt kollektoros, a második földelt



4-108. ábra
Darlington kapcsolás
emitter ellenállással

emitteres kapcsolásban üzemel, és a kettő között galvanikus csatolás van. Ezzel a kapcsolási megoldással természetesen csökken az erősítés és a bemenő ellenállás is módosul. Integrált áramkörökben gyakran alkalmazzák mindkét megoldást.

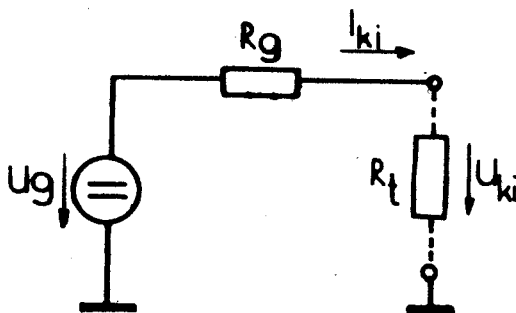
4-8.2. A tranzisztor mint egyenáramu feszültség- és áramgenerátor

A gyakorlatban sok esetben szükség van egyszerű felépítésű feszültség- vagy áramgenerátorra. Az áramgenerátor legegyszerűbb megvalósítási módja, ha feszültséggenerátorral sorbakapcsolunk egy nagyértékű R_g soros ellenállást (4-109. ábra).

Ekkor a kimeneti áram:

$$I_{ki} = \frac{U_g - U_{ki}}{R_g} = I_g - \frac{U_{ki}}{R_g},$$

ahol I_g az U_g/R_g rövidzárási áram. A kimeneti áram annál kevésbé függ a kimeneti feszültségtől, minél nagyobb R_g . Ha az I_g rövid-



4-109. ábra
 R_g belsőellenállású feszültséggenerátor

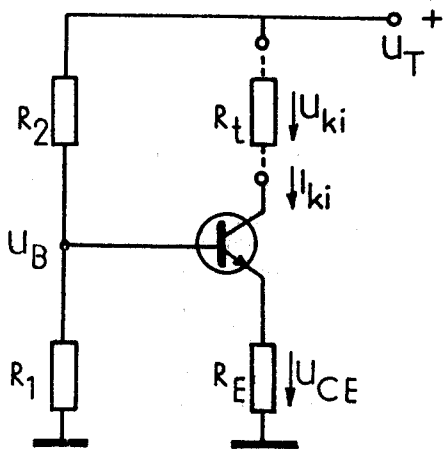
zárási áram nem lehet elényezően kicsi, akkor az U_g feszültséget kell elegendően nagyra választani, amely pi. $I_g = 1 \text{ mA}$ esetén kVolt nagy-

ságrendű, ha Mohm nagyságrendű generátorellenállást alkalmazunk. A nagy generátorfeszültség elkerülhető, ha megelégszünk azzal, hogy csak egy viszonylag szűk feszültség tartományban követeljük meg a nagy belsőellenállást. Akkor csupán az

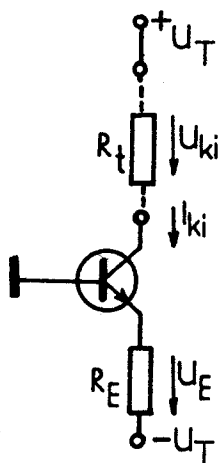
$$r_b = - \frac{d U_{ki}}{d I_{ki}}$$

dinamikus belső ellenállásnak kell nagynak lennie, viszont a sztatikus belső ellenállás kicsi maradhat. Ilyen tulajdonsága a tranzisztor kimeneti karakterisztikája. Az U_{CE}/I_C hányados néhány kohm nagyságrendben van, míg a dU_{CE}/dI_C a telítési feszültségen felül néhányszor száz kohm nagyságú. A dinamikus belső ellenállás értéke negatív visszacsatolással tovább növelhető.

Ha a tranzisztorok földelt emitterű kapcsolásban nagy áramvisszacsatolás és konstans bemeneti feszültség mellett üzemelnek, akkor a kimeneti karakterisztikák még vízszintesebbek, mint visszacsatolás nélkül. Az I_{ki} kimeneti áram mindaddig állandó marad, amíg nem vezéreljük túl az áramgenerátort, azaz amíg a tranzisztor feszültsége a telítési és a lezárási érték között marad. A 4-110. ábrán az áramvisszacsato-



a)



b)

4-110. ábra

Egyszerűsített áramgenerátor kapcsolások:

a) egytelepes b) kéttelepes táplálás

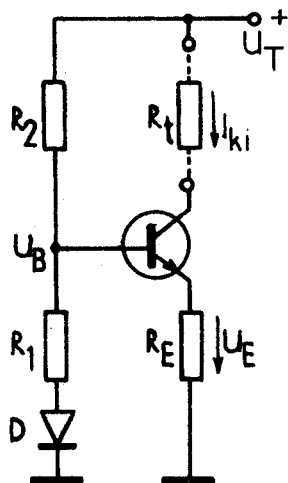
lású földelt emitteres kapcsolású áramgenerátor egy- és kéttelepes alapkapcsolását mutatjuk be. A kapcsolás belsőellenállása $M\Omega$ nagyságrendű, pontos értékének kiszámítása az

$$R_b = \frac{h_{11} + R_g + (1 + h_{21}) R_E}{\Delta h + h_{22}(R_E + R_g)} \quad (4-49)$$

összefüggéssel lehetséges, ahol R_g a bázist tápláló generátor belsőellenállása (a 4-110.a) ábrán $R_g = R_1 \times R_2$, a 4-110.b) ábrán $R_g \approx 0$), és $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$. Az összefüggés szerint a belső ellenállás a földelt emitteres alapkapcsolás

$$R_{ki} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g}$$

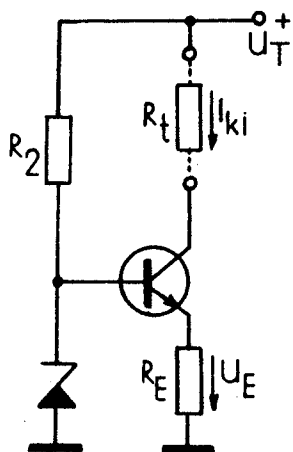
kimeneti ellenállásához képest legalább egy nagyságrenddel növekszik. Mindkét kapcsolás csak akkor szolgáltat időben állandó áramot, ha a telepfeszültség is állandó.



4-111. ábra
Hőmérsékletkompenzált
áramgenerátor

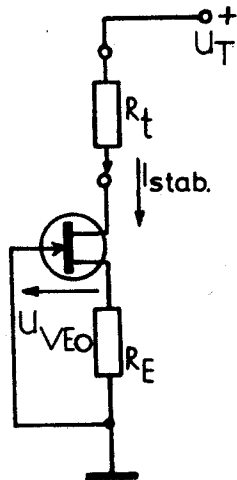
Ha a kimenőáram változására nézve nagyon szigorú előírások vannak, akkor tekintettel kell lennünk még a bemeneti karakterisztika hőfokfüggőségéből adódó kollektoráram változására is (4-4.4. pont). Ha az R_1 ellenállással egy, a tranzisztor bázis-emitter diódájával azonos hőmérsékletű együtthatóju diódát kötünk sorba nyitóirányú polaritással (4-111. ábra), akkor U_E és I_C értéke csaknem hőmérsékletfüggetlen marad. Ha a telepfeszültség nem állandó, akkor az U_B bázisfeszültséget Zener-diódával stabilizálhatjuk (4-112. ábra).

Hasonló felépítésű egyszerű áramgenerátort térvézérlésű tranzisztorral is készíthetünk. A 4-113. ábrán látható pn FET-es kapcsolás nagy előnye, hogy nem igényel feszültségosztót, vagy Zener-diódás stabilizálást. A FET un. önelfeszített üzemmódban működik. Ha változik az emitter ellenálláson átfolyó áram, megváltozik a vezérlőelektróda-emitter közötti feszültség is, és ez a feszültségváltozás olyan irányú lesz, hogy az átfolyó áram változását megakadályozza.



4-112. ábra

Tápfeszültség ingadozás hatása ellen stabilizált áramgenerátor

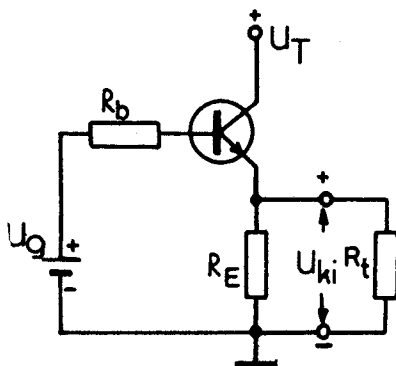


4-113. ábra

Áramgenerátor FET-tel

(Például az áram növekedése maga után vonja a negatív előfeszültség növekedését, amely viszont az átfolyó áram csökkenését eredményezi) Ez az önszabályozó folyamat végeredményben áramstabilizáláshoz vezet. A megfelelő áram az R_E változtatásával állítható be.

A földelt kollektoru kapcsolás - mint korábban említettük - nagyon jól alkalmazható impedancia-illesztésre. Bemeneti ellenállása nagy, kimenőellenállása kicsi. Ezt a tulajdonságát felhasználva, nagy belső ellenállású feszültségforrásból egyszerűen készíthetünk kis belsőellenállású feszültséggenerátort (4-114. ábra). Ha az U_g jállandó, a kimenőfeszültség, az U_T telepőfeszültség változása esetén is állandó marad. (Természetesen ügyelnünk



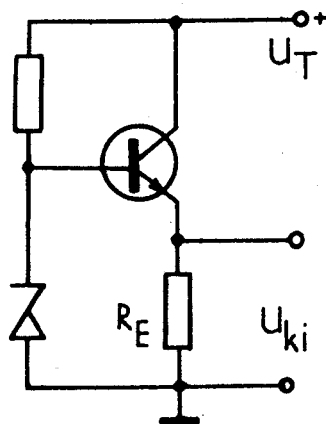
4-114. ábra

Emitterkövető kapcsolás mint egyenáramú feszültséggenerátor

kell arra, hogy U_T ne csökkenjen U_g értéke alá.) A kapcsolás kimenő ellenállása:

$$R_{ki} \approx r_d + \frac{R_b}{\beta} \quad (4-50)$$

ahol az r_d dinamikus ellenállás közelítőleg a tranzisztor g_m merevedtségének reciprokával egyenlő. Értéke közepes nagyságú emitteráramoknál néhány ohm, esetleg néhány tíz ohm, amely az emitteráram növelésével rohamosan csökken. Az összefüggésben látható, hogy a kimenő ellenállást a generátor belső ellenállása csak β -val osztott részszel növeli.



4-115. ábra
Zener-diódás feszültségstabilizátor

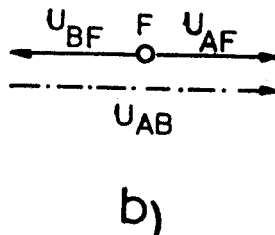
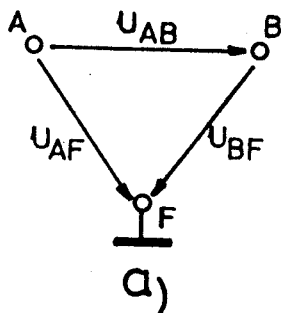
Az U_g generátorfeszültséget Zener-diódás kapcsolással is helyettesíthetjük a 4-115. ábra szerint. Ekkor a kimenőfeszültség a terhelés és a telepfeszültség változásától függetlenül közel állandó marad. Ezzel a kapcsolással kis áramu Zener-dióda segítségével viszonylag nagy áramu stabil feszültségforrást készíthetünk. A stabilizátor kimenőellenállása ebben az esetben - a Zener-dióda kicsiny differenciális ellenállása miatt - jó közelítéssel r_d -vel egyenlő.

4-8.3. Egyenáramu erősítő

Egyenáramok erősítésére leggyakrabban az un. szimmetrikus (vagy differenciál) erősítőt használják. A szimmetrikus erősítő fokozat az alapkapcsolások mellett a legfontosabb erősítőtípus, ezért részletesebben foglalkozunk vele. Mielőtt felépítésével és főbb tulajdonságaival megismerkednénk, először meg kell ismernünk a szimmetrikus feszültség fogalmát.

Szimmetrikus feszültségről három különböző potenciálu pont esetén beszélhetünk. A három pont közül az egyik a földpont (vonatkoztatási pont). Szimmetrikusnak nevezzük az A és B pont közötti feszültséget (4-116. ábra), amennyiben az az abszolút értékben egyező, de ellentétes fázisban levő U_{AF} és U_{BF} feszültségek összegeként jön létre, tehát

$$U_{AB} = U_{AF} - U_{BF}$$



4-116. ábra

Magyarázó ábra a szimmetrikus feszültséghez

és szimmetrikus a feszültség, ha

$$U_{AF} = - U_{BF} .$$

Ebben az esetben természetesen

$$U_{AB} = 2 U_{AF} = - 2 U_{BF} .$$

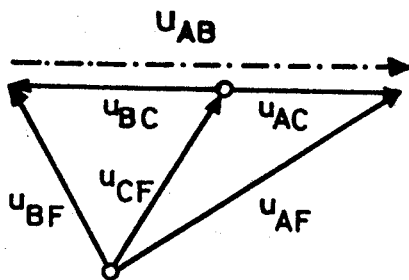
A 4-116.b) ábrán feltüntettük a viszonyokat vektorok segítségével is. Amennyiben U_{AB} nem szimmetri-

kus, úgy két egymáshoz képest tetszőleges fázishelyzetű és nagyságú vektor összegeként fogható fel.

A 4-117. ábrán látható, hogy az U_{AF} és U_{BF} feszültségek felfoghatók két-két olyan vektor összegeként, amelynél U_{AF} és U_{BF}

vektorok egyik összetevője közös (U_{CF}), a másik összetevő pedig a két vektornál azonos nagyságú de ellentétes előjelű. Az U_{AF}

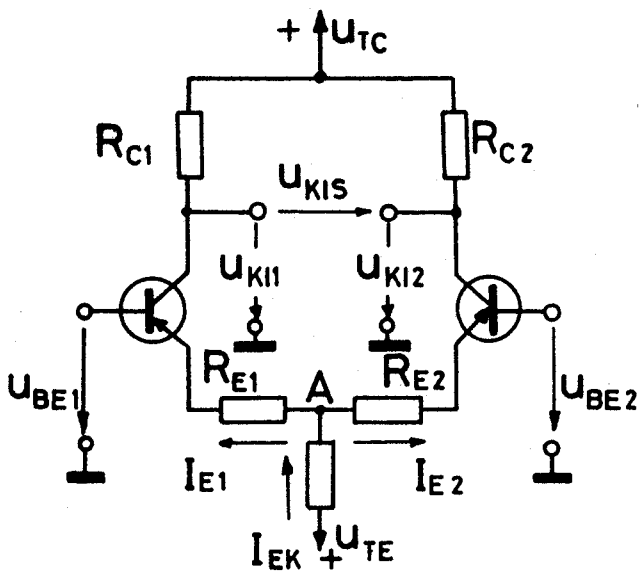
és U_{BF} tehát rendelkezik egy-egy azonos fázisu vagy közös jel- (angolul common mode signal) és egy szimmetrikus jel- (angolul differential mode signal) összetevővel.



4-117. ábra

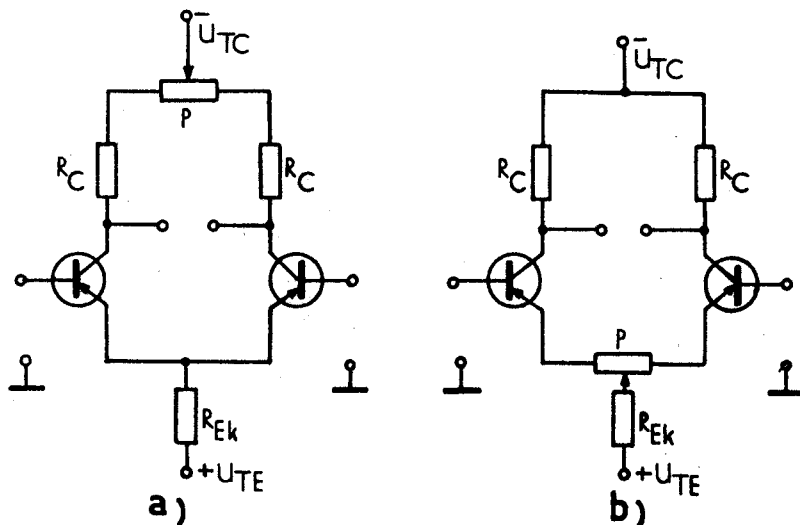
Két, egy vonatkozási ponthoz képesti általános feszültség felbontása azonos fázisu és szimmetrikus összetevőkre

A szimmetrikus erősítő alapkioscsolása a 4-118. ábrán látható. A két bázis alkotja a földhöz képest szimmetrikus bemeneti pontokat. A szimmetrikus kimenőfeszültség a két kollektor között jelentkezik. Ha a két tranzisztor tulajdonságai (paraméterei) és a megfelelő ellenállások (R_{E1} és R_{E2} illetve R_{C1} és R_{C2}) tökéletesen egyformák, akkor nulla szimmetrikus bemenőjel esetén a két emitteráram, tehát a két kollektoráram is azonos. Azonban ebben az esetben a két kollektor potenciálja is, és a szimmetrikus kimeneti pontok között feszültség nem mérhető.



4-118. ábra
Szimmetrikus erősítő alapkioscsolása

Mivel teljesen azonos tulajdonságokkal bíró tranzisztorokat még válogatással sem tudunk párba szedni, ezért a szimmetrikus kimeneti pontok között zérus bemenő jelnél véges kimenő jelet mérhetünk, a különböző kollektoráramok miatt. Ennek kiküszöbölése érdekében kompenzáló (nullázó) áramköri megoldást kell alkalmaznunk. A nullázás egyik lehetséges módja, ha az eltérő kollektoráramokat, a P nulla beállító potencióméter változtatásával, eltérő kollektorellenálláson engedve át (4-119.a) ábra) a két kollektor potenciálját azonos potenciálra állítjuk be. A másik lehetséges megoldásban az előfeszültségeket állítjuk be úgy aszimmetrikusra, hogy a kollektoráramok egyformák legyenek. Ebben az esetben egyforma kollektorellenállások alkalmazásával is elérhetjük a zérus kimenő feszültséget (4-119.b) ábra).



4-119. ábra

Nullázási lehetőségek szimmetrikus erősítőkapcsolásokban:
a) aszimmetrikus kollektorellenállással, b) aszimmetrikus
emitterellenállással

A szimmetrikus erősítőfokozat szimmetrikus és közös jelre vonatkozó jellemzői

A továbbiakban a 4-118. ábrán látható kapcsolás tulajdonságait vizsgáljuk feltételezve, hogy a kapcsolás felépítésében a tulajdonságaiban tökéletesen szimmetrikus.

Ha a bemenő jel szimmetrikus - tehát közös összetevőt nem tartalmaz - akkor a bázist a földhöz képest azonos nagyságú, de ellentétes fázisu jel vezérli. A tökéletes szimmetria következtében a két tranzisztor áramai is azonos mértékben, de ellentétesen változnak. Mivel a két emitteráram változása is azonos nagyságú, de ellentétes, a két áram összege vagyis az R_{Ek} közös emitterellenálláson átfolyó áram vezérlés közben állandó marad. Így a 4-118. ábrán bejelölt A pont potenciálja vezérlés közben állandó, e pontban váltakozóáramu összetevő nem mérhető. Az R_{Ek} közös emitterellenállás a szimmetrikus vezérlőjelre hatástalan, az A pont földpontnak tekinthető.

Ha a két kollektor közé R_t terhelő ellenállást kapcsolunk, és azt két $R_t/2$ ellenállás soros eredőjének tekintjük, belátható, hogy azok osztáspontjának potenciálja vezérlés közben szintén nem változik (mivel

az R_t ellenállás két végpontján a feszültség azonos mértékben, de ellentétesen változik). Ezért ezt a pontot is földpontnak tekinthetjük.

Az előbbieket alapján a szimmetrikus erősítő fokozat a szimmetrikus vezérlő jel szempontjából két független földelt emitteres fokozatra bontható, amelyeket azonos nagyságu, de ellentétes fázisú vezérlő jel vezérel. A szimmetrikus fokozat tulajdonságai a fokozat egyik felét alkotó egyszerű földelt emitteres kapcsolás tulajdonságainak ismeretében könnyen meghatározhatók [37]. A szimmetrikus fokozat szimmetrikus jelre vonatkozó feszültség- és áramerősítése megegyezik a kapcsolás egyik felét alkotó földelt emitteres fokozat feszültség- ill. áramerősítésével, bemeneti és kimeneti ellenállása pedig kétszerese a földelt emitteres fokozat be- és kimeneti ellenállásának. A szimmetrikus fokozat szimmetrikus jelre vonatkozó nagyfrekvenciás tulajdonságai is megegyeznek a földelt emitteres aszimmetrikus fokozat nagyfrekvenciás tulajdonságai-val.

Ha a bemenő jel közös, tehát szimmetrikus összetevőt nem tartalmaz, akkor a két bázist azonos nagyságu és azonos fázishelyzetű jel vezérli. Tökéletes szimetriát feltételezve szimmetrikus összetevő nincs. Az R_{Ek} közös emitterellenállás hatása a közös vezérlő jelre nem hanyagolható el, mind a két tranzisztor áramának változása azonos nagyságu és fázisú, így negatív visszacsatolás lép fel. A szimmetrikus fokozat a közös jel szempontjából is felbontandó két független földelt emitteres fokozatra, amelyekben az előbbivel azonos negatív visszacsatolás biztosítása érdekében az R_E ellenállással $2 R_{Ek}$ ellenállás kapcsolódik sorba. A kimeneten az R_t ellenállást pedig szakadással helyettesítjük. A közös feszültség- és áramerősítés megegyezik a földelt emitteres fokozat feszültség- ill. áramerősítésével, a közös be- és kimeneti ellenállás pedig az egyes fokozatok megfelelő ellenállásainak a fele. Összehasonlítva a szimmetrikus és közös jelre vonatkozó üzemi jellemzőket [36], megállapítható, hogy a közös jelre vonatkozó feszültségerősítés kisebb, a be- és kimeneti ellenállás pedig nagyobb, mint a szimmetrikus jelre vonatkozó azonos paraméterek.

Mivel a közös vezérlő jel általában zavaró jelként jelentkezik (a statisztikus zaj, az egyenfeszültségű erősítők jellegzetes zavaró jele: a nullpont-vándorlás, a tápáramforrásból eredő bugófeszültség, villamos és mágneses terek hatása az erősítő elemekre, stb.), ezért a közös jelre vonatkozó feszültségerősítésnek minél kisebbnek kell lennie. Ez nagy R_{Ek} ellenállás választásával érhető el. A szimmetrikus és közös feszültségerősítés viszonyát kifejező diszkriminációs tényező:

$$D = \frac{A_{us}}{A_{uk}} = \frac{R_t}{R_t + 2R_C} \left(1 + \frac{2h_{21} R_{Ek}}{h_{11} + h_{21} R_E} \right) \quad (4-51)$$

Az összefüggésből látható, hogy nagy diszkriminációs tényezőt nagy R_{Ek} ellenállással érhetünk el.

A szimmetrikus erősítő fokozat aszimmetrikus jellel is vezérelhető. Az aszimmetrikus vezérlő jelre vonatkozó erősítések megegyeznek a szimmetrikus jelre vonatkozó erősítés értékével. A kimenő jelet aszimmetrikusan is levehetjük (az egyik kollektor és a földpont között). Ilyenkor a feszültségerősítés a szimmetrikus erősítés fele.)

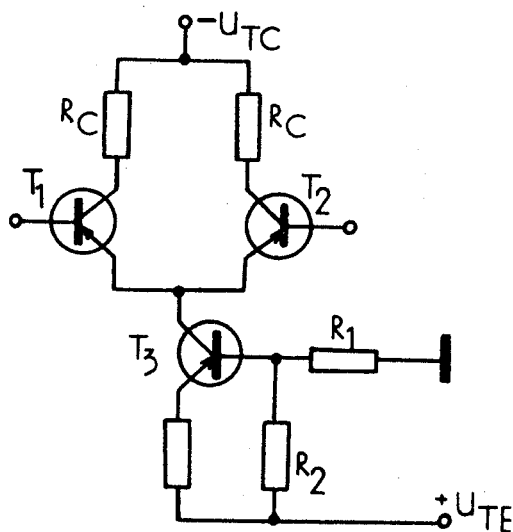
A szimmetrikus kimenettel dolgozó differenciálerősítő fontos jellemző mennyisége a belső közös jelelnyomási vagy zavarellyomási tényező, amelyet a következő hányadossal értelmezhetünk:

$$E_{kb} = \frac{A_{uss}}{A_{usk}}$$

Itt az $A_{uss} = u_{kis}/u_{bes}$ a közös feszültségerősítés, amely megadja az u_{bes} szimmetrikus bemenető feszültség hatására az erősítő kimenetén megjelenő u_{kis} szimmetrikus feszültség értékére vonatkozó erősítést, és $A_{usk} = u_{kis}/u_{bek}$ a közös bemenő jelösszetevő hatására az erősítő kimenetén megjelenő szimmetrikus jelösszetevőre vonatkozó feszültségerősítés. Minél nagyobb a közös jelelnyomási tényező, annál kisebb zavaró jelet hoz létre az erősítő bemenetére jutó közös zavarösszetevő. A közös jelelnyomást rendszerint dB-ben adják meg:

$$E_{kb}^{dB} = 20 \lg \frac{A_{uss}}{A_{usk}}$$

A nagy közös jelelnyomás elérésének legfontosabb feltétele a megfelelő tranzistorparaméterek és kapcsolási elemek minél kisebb eltérése. A közös jelelnyomás is növelhető, a közös emitterellenállás növelésével. A nagy közös emitterellenállás alkalmazása azonban maga után vonja a munkaponti áram lecsökkenését, mivel a telepfeszültség nem növelhető tetszőlegesen. A szimmetrikus erősítőfokozatokban szilícium planár-tranzisztort kell alkalmazni, hogy a kisáramu munkapontban is elegendő nagy legyen az erősítés. A 4-118. ábrán látható kapcsolat közös jelelnyomása válogatott tranzistorok alkalmazásával 10^3 (60 dB) nagyságren-



4-120. ábra

Szimmetrikus erősítőkapcsolás áramgenerátoros emitterkörü táplálással

nos közös emitteráram biztosításához szükséges ellenállás. Ezért az áramgenerátoros táplálás alkalmazásával mind a közös jelelnyomás, mind a diszkriminációs tényező egy nagyságrenddel nagyobb lehet, mint a 4-118. ábra szerinti kapcsolási megoldásban, azaz 10^4 nagyságrendű.

A szimmetrikus erősítőfokozat nullpontvándorlását előidéző okok - elsősorban a hőmérséklet és a tápfeszültség változása - közös zavaró jelként fogható fel, mivel a két tranzisztor munkapontját azonos értelemben változtatják. Ha a két tranzisztor tökéletesen azonos volna, akkor a szimmetrikus kimenet nullpontvándorlása zérus lenne, ami a valóságban nem teljesül. A két tranzisztor kollektora között - azonos beállítás esetén is - feszültségekülönbség lép fel a hőmérsékletváltozás hatására, amit hőmérsékleti feszültségdriftnek nevezünk. A hőmérsékletdriftet $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ -ban adják meg és a bemenetre vonatkoztatják. Az erősítő úgy fogható fel, mintha a bemenetén nulla bemenő feszültségnél is jelen lenne egy járulékos feszültséggenerátor, amelynek feszültsége a hőmérséklettől függ. Például a $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ drift azt jelenti, hogy a vizsgált differenciálerősítővel azonos felépítésű és erősítésű, de ideális (driftmentes) erősítő bemenetére $1\mu\text{V}$ szimmetrikus feszültséget kell adni ahhoz, hogy a kimenetén ugyanakkora feszültségváltozás jelenjen meg, mint a szóbanforgó erősítő kimenetén 1°C hőmérsékletváltozás hatására.

dü. Ennek eléréséhez az szükséges, hogy a tranzisztorok β ill. g_m paramétere ne térjen el egymástól 10%-nál jobban, az azonos áramhoz tartozó előfeszültség néhány mV-nál a kollektorellenállás 1%-nál.

Mivel a közös emitterellenállás nem növelhető tetszőleges mértékben, a közös jelelnyomás további növelését áramgenerátoros emitterkörü táplálással (4-120. ábra) érhetjük el. Itt a közös emitterellenállást tranzisztor vagy FET helyettesítheti. A kapcsolás előnye, hogy a T_3 kollektorköre viszonylag kis

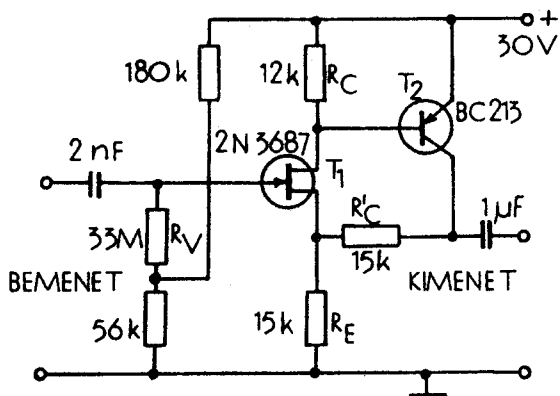
egyenfeszültség mellett nagy dinamikus ellenállást képvisel, amely minimálisan tízszer akkora, mint az azonos tápfeszültség mellett az azo-

A hőmérsékletváltozás természetesen a bemeneti áramokban is aszimmetrikus változást idéz elő, ezért a feszültségdriфт mellett számolnunk kell egy hőmérsékleti áramdriфтtel is. Ezt szintén a bemenetre vonatkoztatják és $\text{nA}/^{\circ}\text{C}$ vagy $\text{pA}/^{\circ}\text{C}$ -ban adják meg. Az áramdriфт hatása különösen akkor jelentkezik, amikor a jelgenerátor nagy belső ellenállású.

Kis feszültségdriфтet szilícium planártranzisztorokkal érhetünk el. E típusok záróirányú árama olyan kicsi, hogy hőmérsékletfüggésének hatása elhanyagolható. Első közelítésben az áramerősítési tényező hőmérsékletfüggésének hatása is elhanyagolható. A szilícium planártranzisztorok üzemi paramétereinek szórása is kisebb egyéb típusuakénál. Így a feszültségdriфтet döntően a bázis-emitter feszültségek hőmérsékletfüggésének különbsége határozza meg. Ha biztosítjuk, hogy a két tranzisztor réteghőmérséklete azonos mértékben változzon (jó hőcsatolás), azonos legyen a munkaponti áram és az ahhoz tartozó bázis-emitter feszültségek is azonosak legyenek, akkor a szimmetrikus kimeneten igen kicsiny feszültségdriфт érhető el. Például ha a két tranzisztor bázis-emitter feszültségének eltérése 1 mV , akkor szobahőmérsékleten közel $3\text{ }\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ feszültségdriфтet érhetünk el. Ez az aszimmetrikus fokozat szokásos $2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ feszültségdriфтjéhez képest majdnem három nagyságrend javulást jelent. A differenciálerősítők kis feszültségdriфтje különösen egyenfeszültség erősítésénél játszik nagy szerepet, hiszen részben ennek értékét szabja meg az erősíthető feszültség alsó határát, illetve az erősítő stabilitását.

4-8.4. Váltakozóáramu erősítők

Hangfrekvencián sok esetben igen nagy bemeneti ellenállású előerősítőkre van szükség, pl. mikrofonok (különösen kondenzátormikrofonok) és hangszedők kimenetének illesztésére. Erre a célra a térvezérlésű tranzisztorok jól felhasználhatók. Kis jelek erősítésére elsősorban pn FET-ek javasolhatók, mivel ezeknek jóval kisebb a zajuk hangfrekvencián, mint a szigetelt kapus FET-eké. A 4-121. ábrán egy n csatornás pn FET-ből és egy pnp rétegtranzisztorból felépített nagy bemenő ellenállású előerősítő kapcsolási rajza látható. Ezt a kapcsolási megoldást ún. feszültségutánhúzó emitterkövetőnek nevezik. A FET kollektorárama a T_2 tranzisztor bázisát vezérli, így a rétegtranzisztor kollektorárama a bázisát vezérlő áram β -szorosa. A T_2 kollektora R'_C -n keresztül a T_1 emitterére csatlakozik, és azt a bemenő jellel azonos fázisu jellel vezérli. Ennek kettős hatása van: egyrészt növeli a T_1 látszólagos emitterellenállását, másrészt negatív vissza-



4-121. ábra

Nagy bemenőellenállású előerősítő tér-
vezérlésű tranzisztor felhasználásával

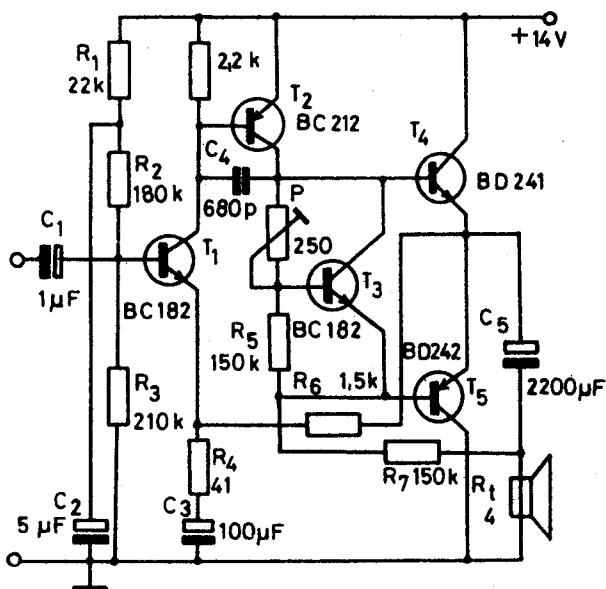
csatolást hoz létre, ui. ha a T_2 kollektorárama növekszik, nő a T_1 emitterének feszültsége is. Ennek megfelelően növekszik a FET U_{VE} negatív előfeszültsége, ami a T_2 -t vezérlő bázisáram csökkenését és egyben a T_2 kollektoráramának csökkenését eredményezi. Mind a látszólagos emitterellenállás-növekedés, mind a negatív visszacsatolás kedvező hatást fejt ki. Javul a frekvenciaátvitel, és csökken a torzítás. A kapcsolás feszültségerősítése nagy β -ju rétegt tranzisztor alkalmazása esetén a FET dinamikus r_{CE} ellenállásának elhanyagolásával

$$A_u \approx \frac{R_E + R'_C}{R_E},$$

a látszólagos emitterellenállás pedig $R_E^* \approx \beta R_E$.

Hangfrekvenciás teljesítményerősítőkben gyakran alkalmazzák a korábban már említett komplementer végfokozatu B (vagy AB) osztályu erősítőket. A 4-122. ábrán egy hasonló felépítésű 6 W-os teljesítményerősítő kapcsolási rajzát mutatjuk be. Az egyes tranzisztorok között galvanikus csatolás van. A T_1 előerősítő tranzisztor a T_2 meghajtott tranzisztoron keresztül a T_4 és T_5 komplementer párból álló végfokozatot vezérli. A T_1 és T_2 egyaránt földelt emitteres kapcsolásban üzemel, mindkettő fázist fordít, így a teljes erősítő egység, beme-

nő- és kimenő jele azonos fázisban van. A végfokozat néhány mA-es muhkaponti áramát a P trimmer-potenciométerrel lehet beállítani. Ha a P értékét csökkentjük, csökken a T_4 és T_5 bázis-emitter feszültsége, és ennek megfelelően a végtranzisztorokon átfolyó nyugalmi áram is.



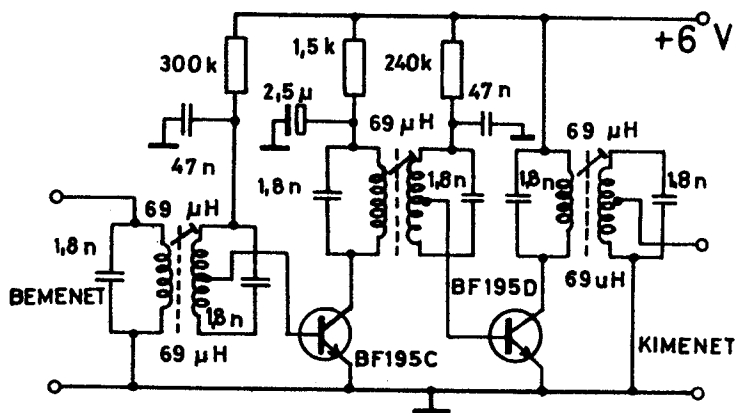
4-122. ábra
Komplementer végfokozatu teljesítményerősítő

A T_3 tranzisztor az erősítő működésébe lényegében nem szól bele. Feladata elsősorban a végtranzisztorok munkaponti áramának stabilizálása. Hőmérsékletnövekedés hatására ui. csökken a T_3 - azonos kollektoráramhoz tartozó - bázis-emitter nyitóirányú feszültsége, emiatt a T_3 nagyobb mértékben söntöli az R_5 -P osztóláncot, ami a végtranzisztorok bázis-emitter feszültségének csökkenéséhez vezet, és ezzel megakadályozza a T_4 és T_5 tranzisztorokon átfolyó nyugalmi áram jelentős növekedését. A jó hőcsatolás biztosítása végett a T_3 tranzisztort a végtranzisztorok közös hűtőbordájára kell szerelni. (A hűtőbordára természetesen mindhárom tranzisztort elektromosan elszigetelve kell felerősíteni.) A terhelő ellenállás (hangszóró) az erősítő kimenetére nagy kapacitású elektrolit kondenzátoron keresztül csatlakozik. Erre az egyenfeszültség leválasztása miatt van szükség.

A torzítások csökkentése miatt az erősítőben negatív visszacsatolás van. Az R_6 ellenállás a végfokozat kimenetéről a T_1 emitterére csatlakozik (feszültségutánhuzó kapcsolás), ezáltal negatív visszacsatolás lép fel és egyben növekszik az erősítő bemeneti ellenállása is [36]. Az R_6 ellenállás egyuttal a kimenet nyugalmi feszültségét is beállítja. Ez a szint kb. a tápfeszültség fele. Ha a C_1 , C_3 és C_5 kapacitív ellenállásait elhanyagoljuk, az egység feszültségerősítését első közelítésben az R_6 és R_4 viszonya szabja meg [14]. Eszerint az erősítés nem függ a kapcsolásban alkalmazott aktív elemektől, így az erősítésszabítás igen nagy.

A C_4 kondenzátor az erősítőn belül frekvenciafüggő negatív visszacsatolást eredményez. Feladata elsősorban a nagyfrekvenciás begerjedés megakadályozása. A tápfeszültségből érkező zajokat a C_2 kondenzátor szűri.

Tranzisztor nagyfrekvenciás alkalmazására egy kétfokozatu sáverősítőt mutatunk be (4-123. ábra), amely szuperrendszerű rádiókészülékek



4-123. ábra
Sáverősítő kapcsolási rajza

középfrekvenciás erősítőjeként használható. A tranzisztorok földelt emitteres kapcsolásban üzemelnek s kollektorkörükben egy-egy párhuzamos rezgőkör van. A párhuzamos rezgőkörök impedanciája a rezonanciafrekvencián igen nagy, így ezen a frekvencián az erősítés is nagy lesz. Valamennyi rezgőkör azonos frekvenciára van hangolva. Ez a frekvencia az erősítő sávközépfrekvenciája (f_0). Az erősítő frekvenciátvitelét a 4-124. ábra mutatja. Az ábrán látható, hogy az erősítő az f_0 kör-

nyezetében kiemel egy viszonylag keskeny sávot. Ettől eltérő frekvenciákon az erősítés gyakorlatilag nulla. A kiemelt sáv jellemzésére a sáv szélesség szolgál, amely azon frekvenciák különbsége ($f_2 - f_1$),

amelyeken az erősítés - az f_0 fölött illetve alatt - a

maximális érték $\sqrt{2}$ -ed részére (-3 dB) csökken.

Az erősítő sáv szélességét az egyes rezgőkörök sáv szélességéből határozhatjuk meg. A rezgőkörökből a

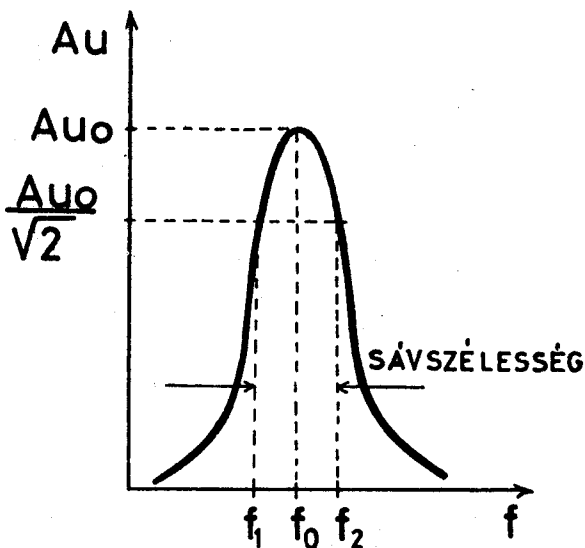
nagyfrekvenciás jelet induk-tív (transzformátoros) csato-lás útján továbbítjuk az egyes fokozatokra. Ilyen esetekben

a rezgőkör sáv szélességét a csatolás mértéke erősen befolyásolja [26]. Ha feltételezzük, hogy valamennyi rezgőkör azonos sáv szélességgel rendelkezik, az erősítő teljes sáv szélességét (B_{telj}) a következő összefü-gés alapján határozhatjuk meg:

$$B_{telj} = B \sqrt[n]{2-1},$$

ahol B a rezgőkörök sáv szélessége, n a rezgőkörök száma.

A 4-123. ábrán bemutatott áramkör sávközép-frekvenciája 450 kHz, sáv szélessége kb. 10 kHz.

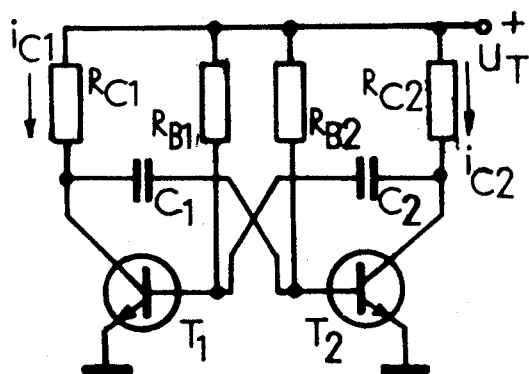


4-124. ábra
Sáverősítő frekvenciaátvittele

4-8.5. Impulzusáramkörök, oszcillátorok

A gyakorlatban sokszor szükség van olyan áramkörökre, amelyek meghatározott időpontokban rövid vagy hosszabb időtartamu áramimpulzusokat bocsátanak ki. Az egyik legfontosabb ilyen áramkör a multivibrátor. Három típusát különböztetjük meg: astabil, monostabil és bistabil multivibrátort.

Az astabil multivibrátor öngerjesztéssel (külső impulzusvezérlés nélkül) meghatározott szélességű négyszögimpulzusokat bocsát ki folyamatosan. Legegyszerűbb kapcsolási megoldása a 4-125. ábrán látható.



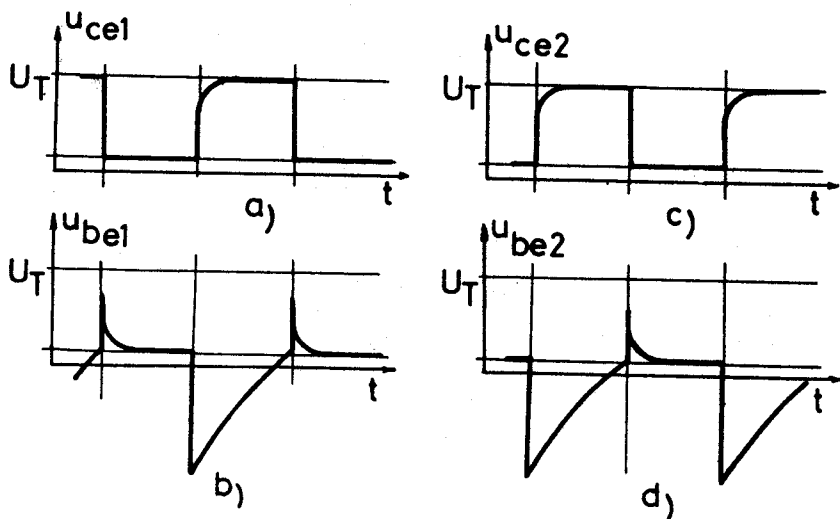
4-125. ábra

npn tranzisztorokkal felépített astabil multivibrátor kapcsolási rajza

Tulajdonképpen két földelt emitteres kapcsolású tranzisztorból áll, amelyek között RC csatolás van. A T_1 tranzisztor kolektora C_1 kondenzátoron keresztül a T_2 bázisára csatlakozik, hasonlóképpen a T_2 kolektora C_2 -n keresztül a T_1 bázisára. A kondenzátorok mindkét tranzisztorra nézve pozitív visszacsatolást eredményeznek.

A bekapcsolás pillanatában először mindkét tranzisztor vezet valamilyen mértékben. A nagyobb β -ju tranzisztor kolektorárama azonban nagyobb lesz mint a másiké. Tegyük fel, hogy a T_1 tranzisztor rendelkezik nagyobb áramerősítési tényezővel. Ebben az esetben bekapcsoláskor az R_{C1} -en erőteljesebben növekszik a feszültség, mint az R_{C2} -n. A T_1 kolektorfeszültsége rohamosan csökken, és ezt a feszültségcsökkenést mint negatív impulzust a C_1 kondenzátor a T_2 bázisára viszi. Ennek hatására T_2 kezd lezárni, kolektorfeszültsége pozitív irányban növekszik, amely a C_2 -n keresztül még jobban nyitja a T_1 tranzisztort. A folyamat T_1 teljes nyitásáig tart. Ekkor R_{C1} -en gyakorlatilag a teljes telepfeszültség megjelenik. A T_2 lezárása miatt az R_{C2} -n eső feszültség rövid idő alatt nullára csökken, miközben a C_2 kondenzátor R_{C2} -n keresztül feltöltődik. (Ebben az állapotban a C_2 feszültsége csaknem az U_T telepfeszültséggel egyenlő, csupán a T_1 bázis-emitter nyitóirányú feszültségével kisebb annál.) Ezután a C_1 kondenzátor R_{B2} -n kereszt-

től töltődni kezd, ennek megfelelően a T_2 bázisa egyre pozitívabb lesz. Amint C_1 olyan mértékben feltöltődik, hogy a T_2 bázis-emitter feszültsége eléri a nyitóirányu értéket (szilícium tranzisztornál kb. 0,5 V-ot), a T_2 tranzisztor vezetni kezd, kollektorfeszültsége egyre csökken. Ez a feszültségcsökkenés C_2 -n keresztül negatív jelet visz a T_1 bázisára, emiatt csökken az i_{C1} kollektoráram, és ennek megfelelően a T_1 kollektorfeszültsége pozitív irányban nő. Ez a feszültségnövekedés, mint pozitív jel a C_1 -en keresztül pillanatszerűen vezetésbe billenti a T_2 tranzisztort, így ennek kollektorfeszültsége is pillanatszerűen közel nulla szintre esik és a C_2 -n tárolt töltések miatt a T_1 bázisa negatív feszültség szintre (nulla szint alá) ugrik. Eközben a T_1 tranzisztor teljesen lezár és a C_1 kondenzátor R_{G1} -en keresztül rövid idő alatt feltöltődik. A T_2 nyitott állapota ezután mindaddig fennmarad, amíg R_{B1} a C_2 kondenzátort a T_1 tranzisztor bázis-emitter nyitóirányu feszültségének megfelelő pozitív szintre tölti, ezzel T_1 vezetni kezd, T_2 lezár és a rezgési folyamat periódikus ismétlődéssel tovább tart. Rezgés közben a tranzisztorok bázisain és kollektorain fellépő feszültségváltozásokat a 4-126. ábra mutatja.



4-126. ábra
Astabil multivibrátor jelformái

Astabil multivibrátornál a csatolókondenzátorok széles frekvencia-tartományban pozitív visszacsatolást eredményeznek. A kondenzátor kapacitív ellenállása a frekvencia növekedésével (vagy a jel meredekségének növelésével) egyre kisebb lesz, tehát a pozitív visszacsatolás is jobban érvényesül. Emiatt a tranzistorok pillanatszerűen billennek át lezárási tartományból vezetési tartományba és viszont. Ennek megfelelően a kollektorokon ellentétes fázisu négyszögimpulzusok jelennek meg. Szimmetrikus felépítés esetén, ahol $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ és $C_1 = C_2 = C$, a rezgés frekvenciája [33]:

$$f \approx \frac{1}{2R_B C \ln 2} \quad (4-52)$$

Amint a 4-126. ábrán is látható, a kimenő U_{CE} jel felfutása nem elég meredek. Ez azzal magyarázható, hogy amikor a tranzistor lezárási tartományba billen, kollektorfeszültsége nem tud pillanatszerűen U_T szintjére ugrani, mivel a felfutási időt az $R_{C1}C_1$ (ill. $R_{C2}C_2$) időállandó korlátozza.

Az áramkört felépítő elemeket nem választhatjuk tetszőleges értékekre. Megbízható működést csak akkor érhetünk el, ha a bázisellenállások (a kondenzátorok kiiktatása esetén) biztonságosan telítésbe tudják vinni a tranzistorokat. Ez a feltétel $\beta_1 R_{C1} \geq R_{B1}$ és

$\beta_2 R_{C2} \geq R_{B2}$ fennállása mellett teljesül [36]. (A bázisellenállások megválasztásánál természetesen figyelembe kell venni azt is, hogy mekkora a megengedett maximális bázisáram.)

Monostabil multivibrátor

A monostabil multivibrátor felépítése (3-127. ábra) nagyon hasonlít az astabil multivibrátorhoz. A különbség csupán annyi, hogy az egyik tranzistor negatív előfeszültséget kap, és az egyik visszacsatoló kondenzátor helyett ellenállást (R_1) alkalmazunk. Az ellenállás közvetlen csatolást létesít a két tranzistor között, így a pozitív visszacsatolás R_1 -n keresztül tartósan, egyenáramon is fennáll.

A bekapcsolás pillanatában a T_1 tranzistor kollektorára nagy mértékben növekedni kezd, minthogy pozitív előfeszültséget kap. A T_2 tranzistoron viszont nem folyik áram, mert a $-U_{T2}$ telepfeszültség R_{B2} -n keresztül negatív előfeszültséggel látja el, emiatt a C_2 kon-

denzátor - az astabil multivibrátornál ismertetett módon feltöltődik. Ezután a T_1 tartósan nyitva, a T_2 pedig zárva marad. Ez az állapot az áramkör stabil állapota.

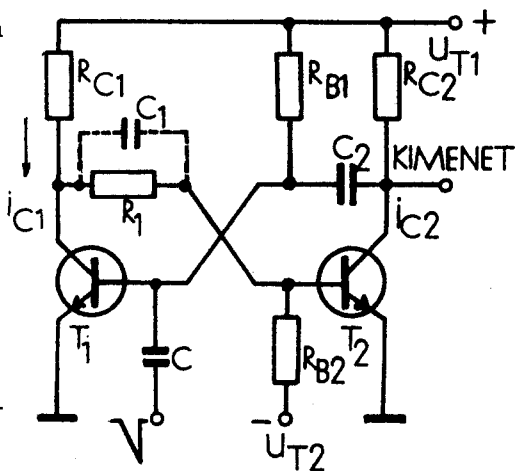
A monostabil multivibrátor a stabil állapotból külső impulzussal kibillenthető. Ha C kondenzátoron keresztül T_1 bázisára néhány voltos negatív impulzust adunk, akkor ennek a tranzisztornak kis időre megszűnik a nyitóirányú vezérlése. Ekkor a T_1 kollektorárama csökkenni kezd, kollektorfeszültsége pozitív irányba nő, és ez a feszültségnövekedés R_{B1} -n keresztül nyitni kezdi a T_2

tranzisztort. Az átbillenési folyamat most már hasonlóan játszódik le, mint az astabil multivibrátornál. Végeredményben

tehát T_1 lezár és T_2 vezetésbe billen. Ez az állapot azonban nem tartós. C_2 ugyanis R_{B1} -en keresztül pozitív feszültségre töltődik, ezáltal T_1 ismét vezetésbe, T_2 pedig lezárásba billen. Ujabb átbillenéshez egy másik vezérlőimpulzusra van szükség.

A monostabil multivibrátort általában jelformálásra használják. Segítségével szabálytalan alaku impulzusokból állandó szélességű négyszögimpulzusokat állíthatunk elő. Az átbillenési idő lerövidítésére gyakran - az ábrán szaggatott vonallal bejelölt C_1 - gyorsító kondenzátort alkalmaznak. A négyszögimpulzus időtartama az $R_{B1}C_2$ időállandótól függ, értéke a (4-52) összefüggéssel egyezésben: $t \approx R_{B1}C_2 \cdot \ln 2$, ha elhanyagoljuk a C csatoló kondenzátor hatását.

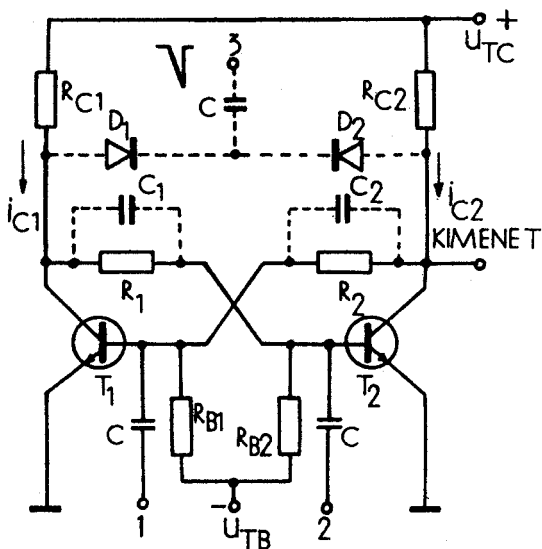
Az áramkör megnyugtató működése érdekében itt is ügyelnünk kell a kapcsolási elemek értékének helyes megválasztására, azaz hogy R_{B1} biztonságosan telítésbe vigye a T_1 tranzisztort és T_1 zárása esetén a T_2 -t vezérlő áram is telítésbe tudja vinni a T_2 tranzisztort.



4-127. ábra
Monostabil multivibrátor kapcsolási rajza

Bistabil multivibrátor

A bistabil multivibrátor a digitális rendszerek egyik legfontosabb alapegysége. Felépítése a 4-128. ábrán látható. A visszacsatolás itt mindkét tranzisztorra ellenállással történik (R_1 és R_2).



4-128. ábra

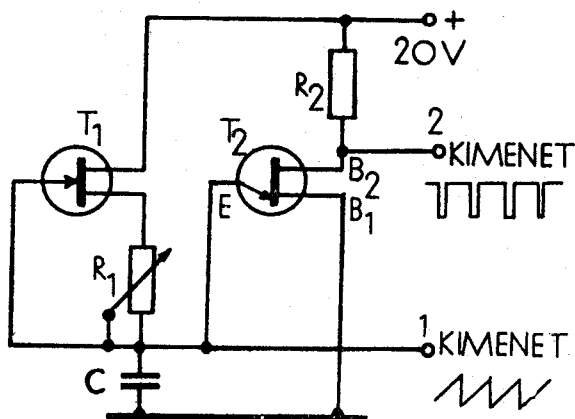
Bistabil multivibrátor kapcsolási rajza

A bekapcsolás pillanatában az áramkör szimmetrikus felépítése esetén is valamelyik tranzisztor kollektórára nagyobb lesz, a kis eltérések miatt. Ha pl. a T_1 kollektórára nagyobb, gyorsabban csökken a kollektorfeszültsége, mint a T_2 -é, így az R_1 ellenálláson keresztül kezd lezárni a T_2 tranzisztort. Ennek következtében csökken az i_{C2} értéke, és a T_2 kollektorfeszültségének növekedése R_2 -n keresztül még jobban nyitja a T_1 -et. Az önmagát erősítő folyamat végül is a T_1 -et telítésbe, a T_2 -t lezárásba billenti. Az ellenállás-csatolás miatt ez az állapot stabil marad. Ha ezután az 1. bemenetre negatív, vagy a 2. bemenetre pozitív impulzust adunk, az előző folyamat most ellenkező irányban játszódik le. T_2 nyitásba, T_1 zárásba billen. A továbbiakban ez az állapot is stabil marad. A bistabil multivibrátornak tehát mindkét állapota stabil. Az átbillentés csak külső impulzussal lehetséges. Az átbillentési idő csökkentésére gyorsító kondenzátorokat itt is alkalmazhatunk (C_1 és C_2).

A bistabil multivibrátor a kollektor-körben is billenthető. Erre a célra az ábrán szaggatott vonallal berajzolt (D_1 , D_2 és C-ből álló) áramkör használható. A 3. bemenetre adott negatív impulzus hatására a két dióda (irányváltó, vagy átváltó diódák) közül az egyik negatívba viszi annak a tranzisztornak a kollektorát, amelyik nem vezet és ez a negatív impulzus lezárja a másik tranzisztort. Emiatt az előző tranzisztor billen vezetésbe. Egy újabb bemenő impulzus ismét visszabillenti az áramkört. Ezzel az indító áramkörrel tehát elérhetjük azt, hogy minden beérkező impulzus a bistabil multivibrátor állapotváltozását eredményezze. Így ha a 3. bemenetre f frekvenciájú jelet adunk, a kimeneten $f/2$ frekvenciájú négyszögimpulzusok jelennek meg. A bistabil multivibrátor - a frekvenciaosztás miatt - impulzusszámlálásra is felhasználható. Ha egymás után több egységet kikapcsolunk úgy, hogy az egyes multivibrátorok kimenete a következő bemenetét vezérelje, és minden multivibrátor kimenetére valamilyen indikátort (pl. izzólámpát) kötünk a kimenet állapotának jelzésére, akkor az indikátorok a beérkező impulzusok számát kettes számrendszerben fogják mutatni. Az így megépített számláló n multivibrátor esetén 2^n számú impulzust tud maximálisan leszámolni. Hasonló elv alapján működik a legtöbb digitális impulzusszámláló egység is [39].

Fűrészfeszültség generátor

A 4-129. ábrán egyszerű felépítésű fűrészgenerátort mutatunk be. Az n csatornás pn FET a 4-113. ábra áramköréhez hasonlóan önálló-



4-129. ábra
Fűrészfeszültség-generátor FET-tel és
UJT-vel

feszítéses üzemmódban dolgozik és állandó árammal tölti a C kondenzátort. Emiatt a kondenzátor feszültsége az idő függvényében lineárisan növekszik. Amint eléri a kétbázisú dióda U_b kibillenési feszültségét (a 4-89. ábrán közölt kapcsolás működéséhez hasonlóan) az E-B₁ átmenet vezetővé válik és pillanatszerűen kisüti a kondenzátort U_{Emin} feszültségre. Az UJT vezetése ezután megszűnik, és az áramgenerátoros töltés előről kezdődik, tehát az 1. kimeneten lineáris felfutású és igen meredek lefutású fűrészfeszültség jelenik meg. Néhány száz kHz alatt a kisütés időtartama elhanyagolható a töltéséhez képest. A rezgés frekvenciája ebben az esetben:

$$f \approx \frac{f_{stab}}{(U_b - U_{Emin})C}$$

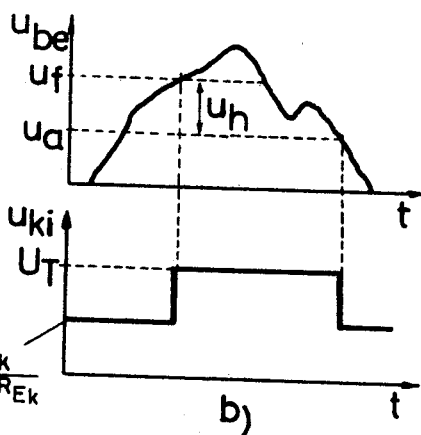
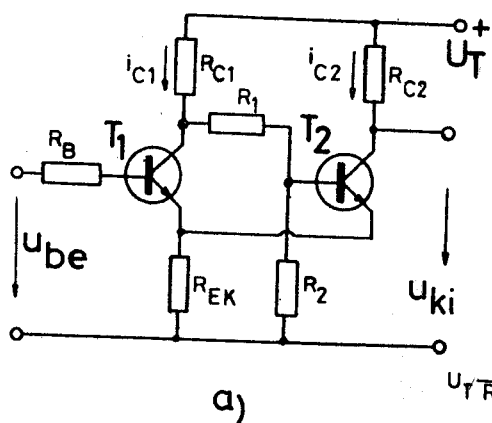
A kisütés rövid időtartama alatt megnő az áram a B₂ báziskörben is, ezért a 2. kimenetről a fűrészrezgéssel szinkronban keskeny negatív négyszögimpulzusok vehetők le. Az áramkör 1. kimenete kis ellenállású fokozattal nem terhelhető, mivel az jelentősen befolyásolja a töltés menetét. Legjobb, ha beiktatunk egy impedancia-illesztő fokozatot is.

Schmitt-trigger

A Schmitt-trigger felépítése a 4-130.a) ábrán látható. A két tranzisztornak közös emitterellenállása (R_{Ek}) van, és a T₂ tranzisztor galvanikusan csatlakozik a T₁ tranzisztorra. Az ilyen jellegű kapcsolat eredménye az lesz, hogy a két tranzisztor közül az egyik mindig vezetésben, a másik pedig lezárásban van. Azt, hogy melyik tranzisztor vezet, a bemenő feszültség nagysága szabja meg. Ha a bemenetre nulla feszültséget kapcsolunk, akkor a T₁ nem kap vezérlést, kollektorárama nulla lesz. Ekkor viszont a T₂ tranzisztor bázisa az

$R_{C1} + R_1$ és R_2 osztáspontjainak megfelelően közelítőleg

$U_T \frac{R_2}{R_{C1} + R_1 + R_2}$ vezérlő feszültséget kap (ha elhanyagoljuk a T₂ bázisáramát). Az R_{Ek} és R_{C2} úgy van megválasztva, hogy ebben az állapotban T₂ telítésbe menjen, tehát a kimenő feszültség közel



4-130. ábra

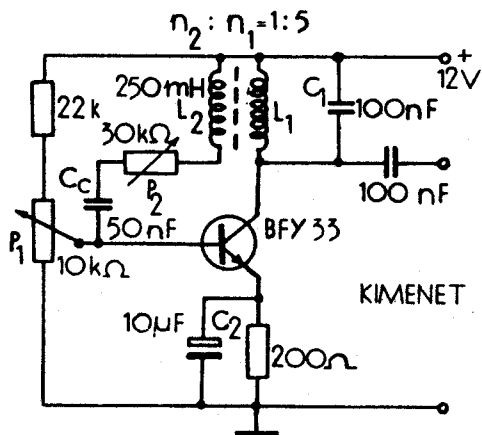
Schmitt-trigger: a) kapcsolási rajza, b) jelformái

$U_T \frac{R_{Ek}}{R_{C2} + R_{Ek}}$ lesz. Mivel a két tranzisztor emittere egymással össze van kötve, a T_1 bázis-emitter diódája jelenleg záróirányu előfeszítést kap. Ahhoz, hogy a T_1 tranzisztor vezessen, a bemenetre olyan nagyságú pozitív feszültséget kell adni, amely biztosítja a T_1 tranzisztor nyitóirányu vezérlését. Ennél a feszültségnél a T_1 kollektorárama növekedni kezd, kollektorfeszültsége csökken, és ezzel egyidőben a T_2 -t vezérlő feszültség, valamint a közös emitterellenálláson eső feszültség is. Ez a feszültség-csökkenés azonban növeli a T_1 bázis-emitter nyitóirányu előfeszültségét, ennek következtében i_{C1} még jobban növekszik, és az önmagát erősítő folyamat végül is a T_1 teljes nyitását eredményezi. Ekkor a T_1 kollektorán közel $U_T \frac{R_{Ek}}{R_{C1} + R_{Ek}}$ feszültség mérhető. Ebben az állapotban a T_2 bázis-emitter feszültsége záróirányu lesz, így ez a tranzisztor nem vezet. A Schmitt-trigger kimenő feszültsége tehát egy adott nagyságú bemenő feszültségnél pozitív irányban növekszik. A feszültségnövekedés ugrásszerűen következik be és az U_T telepfeszültségig tart (4-130.b) ábra). A bemenő feszültség további növelése már nem idéz elő változást, a kimenet U_T szintjén

marad. Azt a bemenő feszültséget, ahol ez az ugrásszerű állapotváltás bekövetkezik, felső trigger szintnek (U_f) nevezik. Ha ezután az u_{be} értékét csökkentjük, azt tapasztaljuk, hogy a visszabillenéshez a bemenő feszültséget addig kell csökkenteni, amíg az i_{C1} csökkenésével a T_2 bázis-emitter feszültsége eléri a nyitóirányú értéket. Ekkor T_2 vezetni kezd, az R_{Ek} ellenálláson növekszik a feszültség, emiatt T_1 hirtelen lezárásba, T_2 vezetésbe billen. Ez a visszabillenési folyamat U_f -nél kisebb U_a bemenő feszültségnél játszódik le. U_a az áramkör alsó trigger szintje. A Schmitt-trigger tehát $U_f - U_a = U_h$ histerézissel rendelkezik. Ezt a tulajdonságát impulzustechnikában nagyon jól felhasználhatjuk zajos impulzusok jelformálására.

Színusz hullámu oszcillátor

Színuszos feszültségek előállítására alkalmas generátort mutatunk be a 4-131. ábrán. A tranzisztor földelt emitteres kapcsolásban üzemel.



4-131. ábra

1 kHz hangfrekvenciás oszcillátor

Az emitter a C_2 kondenzátoron keresztül váltóáramulag földpontra van kötve. Az egyenáramu munkapontot a P_1 potenciométerrel lehet beállítani. A tranzisztor kollektorkörében L_1 , C_1 tagokból álló rezgőkör van, amely az f_0 rezonanciafrekvencián nagy ellenállást képvisel, így ezen a frekvencián az áramkör teljesítményerősítése igen nagy. A rezgőkör rezonanciafrekvenciáját a következő összefüggéssel lehet meghatározni [33]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (4-53)$$

A rezgőkör jelét az L_2 tekercs P_2 potenciométeren és C_c csatolókonkondenzátoron keresztül visszacsatoljuk a tranzisztor bemenetére. Ha az L_2 tekercselési iránya olyan, hogy a tranzisztort vezérlő jel ellentétes fázisban van a kimenőjellel, azaz a vezérlő jel a kimenőjelet még jobban növeli (pozitív visszacsatolás), akkor az oszcillátor önmagától rezgésbe jön (begerjed) és a kimeneten f_0 frekvenciájú szinuszos váltófeszültség jelenik meg. Ahhoz, hogy a rezgés kialakuljon, a kimeneten szükség van kezdetben egy minimális jelre, hiszen a tranzisztor csak akkor tud erősíteni, ha az L_2 vezérlést ad. Ezek a jelek a bekapcsolási zajimpulzusokból, a tranzisztor széles frekvenciájú saját zajából és egyéb zajforrásokból származnak. A párhuzamos rezgőkör aztán ebből az igen kicsiny amplitúdóju de széles zajspektrumból kiválasztja az f_0 rezonanciafrekvenciának megfelelő jeleket, és a pozitív visszacsatolás eredményeként a kimenő feszültség pillanatok alatt végleges értékre növekszik.

Az oszcillátor torzítása erősen függ a rezgőkörből csatolás útján kivett teljesítménytől. Minél jobban terheljük a rezgőkört, annál nagyobb lesz a torzítás. Ezen kívül a tranzisztor bemeneti ellenállása a nyitóirányú vezérlőfeszültség növelésével rohamosan csökken (amelyet a kisjelű üzemmód tárgyalásánál eddig elhanyagoltunk). Ez fázisfüggő terhelést jelent, ami szintén torzításhoz vezet. Emiatt célszerű a tranzisztor bemeneti ellenállását külső ellenállással (P_2) növelni, és a vezérlő teljesítményt a P_2 változtatásával a biztonságos rezgés kialakulásához éppen szükséges értékre lecsökkenteni.

Az oszcillátor helyes beállítás és állandó terhelés esetén állandó amplitúdóval rezeg. Az amplitúdó növekedése ugyanis a tranzisztort telítési tartományba vezérli, ahol az erősítés rohamosan csökken. Ez az erősítés-csökkenés a kimenő feszültség további növekedését korlátozza. A terhelés vagy a tápfeszültség változásával természetesen a kimenő amplitúdó is változik. Ennek elkerülésére az oszcillátorba sokszor amplitúdófüggő negatív visszacsatolást építenek be. Ilyen negatív visszacsatolást eredményez pl. az emitterkörben elhelyezett izzólámpa, ahol a kimenőfeszültség növekedése az izzószál ellenállását növeli. A megnövekedett emitterellenállás viszont erősítéscsökkenéshez vezet. Hasonló hatás térvezérlésű tranzisztorttal, mint változtatható ellenállással is elérhető.

IRODALOMJEGYZÉK

- [1] Áts Illés: Kistranszformátorok, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [2] Dr.Barta István: Rádiókészülékek és erősítők. Tankönyvkiadó, 1963.
- [3] Bánsági László: Elektronikus Áramkörök I-II. Tankönyvkiadó, 1972. (egyetemi jegyzet)
- [4] Borucki, L.-Dittmann: Bevezetés a digitális mérés technikába, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [5] Budó Ágoston: Kisérleti Fizika II. Tankönyvkiadó, 1968.
- [6] Csákány Antal-dr.Vajda Ferenc: Mikroszámítógépek, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [7] Cservenka Miklós: Elektronikus műszerek és mérések I. Tankönyvkiadó, 1974. (egyetemi jegyzet)
- [8] G.J.Deboo, C.N.Borrous: Integrated Circuits and Semiconductor Devices: Theory and Application, McGraw-Hill Book Company, New York, 1971.
- [9] Egri János-Nyerges Gyula: Integrált áramkörök technológiája, Tankönyvkiadó, 1972.
- [10] Fischer, H.J.: Tranzisztorkapcsolások, Műszaki Könyvkiadó, 1967.
- [11] Folgens Zoltán-Győri Attila-Kovács István-Mátay István: Műszeripari technológia, Műszaki Könyvkiadó, 1974.
- [12] Griffin, A.-Ramshaw, R.S.: A tirisztor és alkalmazásai, Műszaki Könyvkiadó, 1970.
- [13] Haumann, K.-Stumpe, A.C.: Tirisztortechnika, Műszaki Könyvkiadó, 1971.
- [14] Dr.Házmán István: Elektronikai Alapáramkörök, Műszaki Könyvkiadó, 1976.
- [15] Herpy Miklós: Analóg integrált áramkörök, Műszaki Könyvkiadó, 1974.
- [16] Hillebrand, F.-Heielsing, H.: Tervezési és digitális áramkörökben, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [17] Kirihev, P.Sz.: Félvezetők fizikája, Tankönyvkiadó, 1974.
- [18] Kisvölcsy András: A lágymágneses anyagokról, Rádiótechnika, 1971.
- [19] Kurucz István-Vasváry László: Gyakorlati elektromosság és elektronika, Tankönyvkiadó, 1975. (egyetemi jegyzet)

- [20] Lambert Miklós: Tirisztor-atlasz, Műszaki Könyvkiadó, 1972.
- [21] Lehmann, J.G.: Diódák és tranzisztorok, Műszaki Könyvkiadó, 1971.
- [22] Long, J.D.: Korszerű elektronikus áramkörök tervezése, Műszaki-Könyvkiadó, 1976.
- [23] Magyarai Béla: Dióda-atlasz, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [24] Magyarai Béla-Pintér István: Híradástechnikai képletgyűjtemény, Műszaki Könyvkiadó, 1971.
- [25] Magyarai Béla: Rádiótechnikai zsebkönyv, Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [26] Magyarai Béla: Rezgőkörök egyszerű számítása, Táncsics Könyvkiadó, 1966.
- [27] Magyarai Béla: Tranzisztor-atlasz, Műszaki Könyvkiadó, 1974.
- [28] Makrai József: Légmagos tekercsek önindukciója, Rádiótechnika, 1969. 214. old.
- [29] Nagy Dénes: Hőmérsékletmérés, Műszaki Könyvkiadó, 1969.
- [30] Philips Data Handbook
- [31] REMIX Gyártmánykatalógus
- [32] Sevin, J. Leonce: Tervezőrészű tranzisztorok, Műszaki Könyvkiadó, 1967.
- [33] Surina, T.: Tranzisztorteknika, Műszaki Könyvkiadó, 1968.
- [34] Takács Ferenc: Híradástechnikai alkatrészek, Tankönyvkiadó, 1972. (egyetemi jegyzet).
- [35] Telefunken, Technische Daten
- [36] dr. Telkes Béla: Elektronikus áramkörök, Tankönyvkiadó, 1969. (egyetemi jegyzet)
- [37] dr. Telkes Béla: Tranzisztoros egyenfeszültség erősítők a mérés-technikában és az automatikában, Műszaki Könyvkiadó, 1974.
- [38] Texas Instruments, Halbleiter Daten Buch
- [39] Tietze, U.-Schenk, Ch.: Analóg és digitális integrált áramkörök Műszaki Könyvkiadó, 1975.
- [40] Uray Vilmos-dr. Szabó Szilárd: Elektrotechnika, Tankönyvkiadó, 1974.
- [41] Valkó Iván Péter: Elektroncsövek és félvezetők, Tankönyvkiadó, 1968.

TARTALOMJEGYZÉK

1. fejezet: Ellenállások	3
1-1. Állandó értékű ellenállások	3
1-1.1. Rétegellenállások	3
1-1.2. Tömör ellenállások	5
1-1.3. Állandó értékű huzalellenállások	7
1-2. Változtatható ellenállások (potenciométerek)	9
1-2.1. Változtatható rétegellenállások	9
1-2.2. Változtatható huzalellenállások	12
1-3. Az ellenállások elektromos és fizikai tulajdonságai	14
1-4. Feszültségfüggő ellenállások	20
1-5. Hőmérsékletfüggő ellenállások	21
1-5.1. Fém ellenálláshőmérők.....	21
1-5.2. Termisztorok	22
2. fejezet: Kondenzátorok	27
2-1. A kondenzátorok elektromos jellemzői	28
2-2. Kondenzátorok szilárd szigetelőanyaggal	32
2-2.1. Csillám kondenzátorok	32
2-2.2. Keramikus kondenzátorok	33
2-2.3. Papirkondenzátorok	37
2-2.4. Műanyagkondenzátorok	39
2-2.5. Elektrolit kondenzátorok,	42
2-3. Légszigetelésű kondenzátorok	46
2-4. Vákuum- és gázszigetelésű kondenzátorok	47
3. fejezet: Indukciós tekercsek és transzformátorok	48
3-1. Veszteséges induktivitás	48
3-2. Légmagos tekercsek	50
3-3. Vasmagos tekercsek	52
3-3.1. Ötvözött lágymágneses anyagok	54
3-3.2. Lemezelt vasmagok és tekercstestek	58
3-3.3. A ferritek	61
3-4. A transzformátor	64

4. fejezet: Félvezető áramkörü elemek	70
4-1. A rétegdióda felépítése és fizikai tulajdonságai	70
4-1.1. Bevezetés	70
4-1.2. Töltéshordozók mozgása félvezetőkben	71
4-1.3. A pn átmenet	73
4-1.4. A félvezető dióda működése	76
4-1.5. Átütési jelenségek: a lavina- és a Zener-hatás	80
4-1.6. A félvezető diódák veszteségi teljesítménye ..	81
4-2. Félvezető diódák gyakorlati kivitelezése	84
4-2.1. Teljesítménydiódák	84
4-2.2. Zener-diódák	86
4-2.3. Változtatható kapacitású diódák	90
4-2.4. Tűs diódák	90
4-2.5. A fotodiódák	92
4-2.6. Fényemittáló diódák	95
4-2.7. Optikai izolátorok (optikai kapcsolók)	98
4-2.8. Folyadékkristályok	98
4-2.9. Kapcsolódiódák	100
4-2.10. Schottky-dióda	101
4-3. Tirisztor	102
4-3.1. A tirisztor felépítése, kapcsolási folyamatok	102
4-3.2. A tirisztorok fajtái	107
4-3.3. Tirisztorok alkalmazása	109
4-3.4. Tirisztorok jellemző adatai	116
4-4. A rétegtranzisztor	117
4-4.1. A rétegtranzisztor felépítése és egyenáramu viselkedése	117
4-4.2. A tranzisztor kisjelű működése és helyettesítő képe	124
4-4.3. Erősítő alapkapcsolások kisjelű működése	126
4-4.4. A tranzisztorok nagyfrekvenciás viselkedése ..	135
4-4.5. A tranzisztorok termikus tulajdonságai	138
4-4.6. A tranzisztorok zaja	140
4-4.7. A tranzisztor jellemző adatai	143
4-5. Tranzisztoros erősítők osztályozása. A munkapont beállítása	144
4-5.1. Erősítők osztályozása	146
4-5.2. Csatolásmódok tranzisztoros áramkörökben ..	148
4-5.3. Tranzisztorok munkapontjának stabilizálása ..	151
4-5.4. A tranzisztor mint kapcsoló	155
4-6. Félvezető alkatrészek gyártástechnológiája	158
4-6.1. A félvezető alapanyagok és előállításuk	158
4-6.2. pn átmenetek létrehozása	161
4-6.3. Korszerű tranzisztor típusok	168

4-7. Különleges félvezető eszközök	170
4-7.1. A kétfázisú dióda	170
4-7.2. <u>Térvezérlésű tranzisztor (FET)</u>	179 (7)
4-8. Tranzisztorok alkalmazása	190
4-8.1. Tranzisztoros erősítőfokozat Darlington kapcsolású tranzisztorokkal	190
4-8.2. A tranzisztor, mint egyenáramú feszültség- és áramgenerátor	192
4-8.3. Egyenáramú erősítő	196
4-8.4. Váltakozóáramú erősítők	203
4-8.5. Impulzusáramkörök, oszcillátorok	207
Irodalomjegyzék	218
Tartalomjegyzék	221

A kiadásért felelős:

**a Kossuth Lajos Tudományegyetem Természettudományi Karának dékánja
Megjelent a Tankönyvkiadó Vállalat műszaki gondozásában**

Felelős osztályvezető: Kontra Zita

Műszaki szerkesztő: Császár Andrásné

Megrendelve: 1985. szeptember. Megjelent: 1985. november. Példányszám: 208

Készült: kisofszet eljárással, az MSZ 5601—59

és MSZ 5602—55 szabvány szerint,

19,6 (A/5) ív terjedelemben, 186 ábrával

85-1998 — Dabasi Nyomda, Budapest — Dabas

Felelős vezető: Bálint Csaba igazgató