

**BUDAPESTI MŰSZAKI FŐISKOLA
KANDÓ KÁLMÁN VILLAMOSMÉRNÖKI FŐISKOLAI KAR
AUTOMATIKA INTÉZET**

Dr. Iváncsyné Csepesz Erzsébet

TELJESÍTMÉNYELEKTRONIKA

A teljesítményelektronika kapcsolóelemei

BUDAPEST, 2002.

2. A TELJESÍTMÉNYELEKTRONIKA KAPCSOLÓELEMEI

A teljesítményelektronikai áramkörökben az első félvezető elemek a teljesítménydiódák, majd a tirisztorok voltak. Az elemek fejlesztése azóta is folyamatos volt, de korszakalkotó jelentőségű változást okozott az információelektronikai integrált áramkörök előállításához használt technológia alkalmazása a teljesítményelektronikai elemek gyártásában. Ez a technológia új elemek kifejlesztését, valamint a már ismert elemek paramétereinek, statikus és dinamikus tulajdonságainak javítását, megbízhatóságuk növelését, méretük, térfogatuk csökkentését tette lehetővé. Az új elemek körét bővíti a teljesítménytranzisztorok megjelenése, de a már ismert elemek közül a tirisztorok fejlődése is nagyon dinamikus.

2.1. A FÉLVEZETŐKKEL KAPCSOLATOS ALAPFOGALMAK ÖSSZEFOGLALÁSA

A teljesítményelektronikai áramkörökben alkalmazott kapcsolóelemek működése a félvezetők áramvezetési mechanizmusán alapszik.

A félvezetők a szilárd testek csoportjába tartoznak. A leggyakrabban használt félvezető anyag a szilícium és a germánium, de léteznek ezen kívül más félvezető alapú elektronikai eszközök is.

A tiszta – nem adalékolt – szilícium kristályrácsában minden egyes rácsponton Si atom van. Négy vegyérték elektronnal rendelkeznek és az atomok szabályos kristályrácsban kovalens kötással kapcsolódnak egymáshoz. Külső energiaközléssel – pl. magasabb hőmérsékleten, a hőmozgás következtében – elérhető, hogy egy-egy elektron kilép a kötésből és átmenetileg szabaddá válik. A kötésből kilépő elektronok helyén elektronhiány – lyuk – keletkezik. A szabad elektronok és lyukak állandóan keletkeznek, illetve egyesülnek, rekombinálódnak. Egyensúlyi állapotban az időegység alatt és térfogategységben keletkező és rekombináló elektron-lyuk párok száma statisztikusan megegyezik. A szabad elektron és lyuk-sűrűség dinamikus egyensúlyban van és adott hőmérsékleten állandó:

$$n_i = p_i, \quad (2.1)$$

ahol n_i a tiszta (intrinsic) félvezetőben termikus gerjesztés hatására keletkező elektronsűrűség, p_i pedig a lyuksűrűség.

A hőenergia mellett fényenergia hatására is létrejöhetnek elektron-lyuk párok, számuk a beeső fény energiájától függ. A félvezetők fényérzékenységét az optoelektronikai eszközök hasznosítják.

A félvezetőkben a szabad töltéshordozók sűrűsége nagymértékben megnövelhető a kristály idegen anyaggal való szennyezésével. A szennyezőanyag főképp ötvegyértékű (antimon, arzén), vagy pedig háromvegyértékű (indium, gallium, bór) atom.

Az *n-típusú félvezető* akkor jön létre, ha a négyvegyértékű kristályrácsban egyes szilícium atomokat ötvegyértékű (donor) atomok helyettesítenek. A donor atomok négy elektronja szorosan kapcsolódik az atomhoz, de az ötödik elektron már kis energiaközléssel is könnyen szabaddá tehető. Szobahőmérsékleten gyakorlatilag minden donor atom elveszti többlet elektronját és ezenkívül még elektron-lyuk párok is keletkeznek, így az elektronok száma nagyobb, mint a lyukaké, vagyis az elektronok a többségi, a lyukak pedig a kisebbségi töltéshordozók, amelyek áramvezetésre alkalmasak. Az ionizálódott donor atomoknak egységnyi pozitív töltésük lesz, de ezek nem fognak be még egy elektront, mert a kristályszerkezet így hibátlan. Az össztöltés a teljes kristályszerkezetben nulla, az anyag villamosan semleges állapotban van.

A *p típusú félvezető* háromvegyértékű anyaggal szennyezett. A kristályrácsban a *Si* atomokat helyettesítő un. akceptor atomok a három vegyértékelektron mellé befognak egy többlet elektront a szomszédos kötésből és így kiegészül a kristályszerkezet. A szennyező atomok negatív töltésű akceptor ionokká válnak. Azok a félvezető atomok, amelyekről leszakadnak az elektronok és ezáltal elektron hiányok, lyukak keletkeznek, szabad pozitív töltéshordozóként foghatók fel és így az áramvezetésben részt vesznek. Ezenkívül elektron-lyuk párok is keletkeznek, így az elektronok lesznek a kisebbségi, a lyukak pedig a többségi töltéshordozók. A kristály kifelé villamosan továbbra is semleges marad, mert a lyukak és az akceptorionok töltése kompenzálja egymást.

Ha a félvezető kristályra külső villamos tér nem hat, a töltéshordozók mozgásának nincs kitüntetett iránya, a homogén szennyezésű kristályban áram nem folyik. A félvezetőben két különböző jellegű áramvezetés jöhet létre: a drift és a diffúziós áram.

Drift (sodródási) áram: a félvezetőben a villamos tér hatására létrejövő áram. A félvezető kristályban létesített villamos térerősség hatására a szabad töltéshordozók mozgásának kitüntetett iránya van. A lyukak a tér irányába, az elektronok a tér irányával ellentétesen mozognak, sebességük arányos a villamos tér nagyságával és az illető töltéshordozó mozgékonyosságával. A mozgékonyosság függ a félvezető anyagától, a töltéshordozók számától és a kristály hőmérsékletétől. A mozgékonyosság a hőmérséklet növekedésekor csökken. A térerősség növelésével kezdetben lineárisan nő a töltéshordozók sebessége, majd egy bizonyos határon túl a sebesség már nem növekszik, gyakorlatilag független a térerősségtől. Igen nagy térerősségnél, egy kritikus értéken felül, a sebesség ugrásszerűen megnövekszik, "átütés" következik be.

Diffúziós áram. Amennyiben a félvezetőben töltéshordozó koncentráció különbség van, külső erőter nélkül is folyik áram; a töltéshordozók az egyenletes sűrűségeloszlásra törekszenek. Az egyenlőtlen sűrűségeloszlás a töltéshordozók folyamatos pótlásával és elszállításával fenntartható, ekkor a kristályban állandó áram folyik.

2.1.1. A pn átmenet

A félvezető kristályban különböző szennyezettségű rétegek alakíthatók ki, amelyek határán p - n szennyezésátmenet jön létre. Az átmeneten a töltéssűrűség ugrásszerűen változik, ezért egy p és egy n típusú réteg képzeletbeli összeillesztésének pillanatában a töltéskiegyenlítődés miatt nagy diffúziós lyuk és elektronáram indul meg külső feszültség rákapcsolása nélkül. A pn átmeneten keresztül nagyszámú lyuk áramlik a p oldalról az n oldalra és ugyancsak nagyszámú elektron az n oldalról a p oldalra. A folyamat eredményeként a p és az n oldalon semlegesítetlen töltések halmozódnak fel, amelyek villamos erőteret és feszültségkülönbséget létesítenek. A kialakuló villamos erőter olyan irányú, hogy gátolja a diffúziós áramlást, vagyis a térerősség az őt létrehozó diffúziós folyamatot igyekszik megszüntetni. A térerősség növekedésével egyre kevesebb elektron tud átdiffundálni az n oldalról a p oldalra, illetve lyuk a p oldalról az n oldalra. A villamos tér hatására a mindkét oldalon jelenlévő kisebbségi töltéshordozók átsodródnak az ellenkező oldalra, tehát a villamos tér a diffúziós árammal szemben folyó driftáramot létesít. A kialakuló térerősség és feszültségkülönbség nagysága éppen akkora, hogy az átfolyó áramok összege nulla, a drift és a diffúziós áram megegyezik.

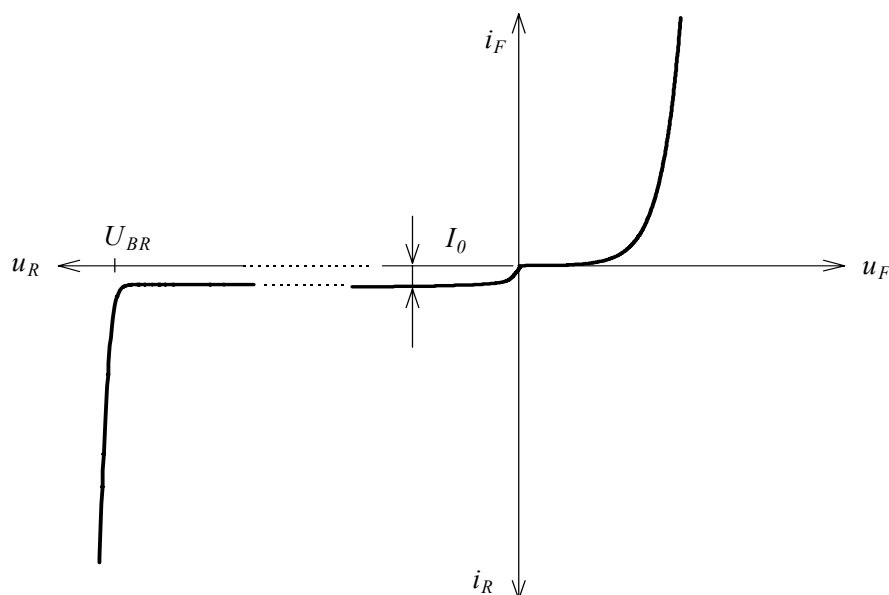
Az átmenet két oldalán az oda átdiffundált töltéshordozók az egyensúlyi töltéshordozó-sűrűséghez képest többlet töltéshordozókat jelentenek és az átmenet közelében az ott levő többségi töltéshordozókkal rekombinálnak. Egyrészt a rekombináció miatt, másrészt a diffúzió miatt a többségi töltéshordozó-sűrűség az átmenet két oldalán lecsökken, egy olyan réteg keletkezik, amelyből „elfogytak” a töltéshordozók, így *kiürített réteg*, vagy másképpen *záróréteg* alakul ki. Zérus külső feszültség esetén a külső áramkörben nem folyik áram, a pn átmenet drift és diffúziós árama kiegyenlíti egymást.

A pn átmenet a rákapcsolt feszültség irányától függően különbözőképpen viselkedik.

Záróirányú igénybevétel esetén a kristály p szennyezésű oldalára negatív feszültség kerül az n szennyezésű oldalhoz képest. Ennek hatására a kiürített réteg „szélessége” és a térerősség növekszik, a feszültségmentes állapotra jellemző diffúziós és driftáram egyensúly felbomlik és az átmeneten eredő driftáram folyik, amelynek értéke μA nagyságrendű, tehát a pn átmenet gyakorlatilag nem vezet áramot. A negatív feszültség egy meghatározott értékénél a záróirányú áram megnövekszik. Az áramnövekedés egyik oka, hogy a nagy zárófeszültség hatására a pn

rétegben kialakuló nagy térerősség elektronokat szakít le a félvezető atomokról, ezáltal megnövekszik a töltéshordozók száma, megnövekszik az áram. Ez a jelenség a *Zener-letörés*. A másik ok az ún. *lavinasszorzódás*. A töltéshordozók a nagy térerősség miatt nagy sebességgel mozognak a tértöltési tartományban és ütközéseikkel újabb töltéshordozókat hoznak létre. Az a feszültség, amelynél a hirtelen áramnövekedés bekövetkezik, az U_{BR} *letörési feszültség*. A letöréskor kialakuló nagy áram és nagy feszültség hatására keletkező villamos teljesítmény hőhatása a *pn* átmenetet tönkretelheti.

Vezetőirányú (nyitóirányú) feszültségigénybevétel esetén az átmenet *p* szennyezésű oldalára pozitív külső feszültség jut az *n* szennyezésű oldalhoz képest. Már egészen kis értékű nyitóirányú feszültség hatására is igen nagy diffúziós áram folyik a *pn* átmeneten, amely a külső feszültség növelésével exponenciálisan növekszik.



2.1. ábra. A *pn* átmenet feszültség-áram karakterisztikája

Az áram és a feszültség közötti kapcsolatot az

$$I = I_o e^{\frac{U}{U_T}} - I_o = I_o (e^{\frac{U}{U_T}} - 1) \quad (2.2)$$

összefüggés adja meg, ahol

- I a *pn* átmenet árama,
- U a *pn* átmenet feszültsége,
- I_o a *pn* átmenet záróirányú (drift) árama adott hőmérsékleten,
- U_T a termikus feszültség, amely az $U_T = \frac{kT}{q}$ összefüggéssel határozható meg. Ebben az összefüggésben a

- k a Boltzmann állandó,
- T a kristály hőmérséklete Kelvin fokban,
- q az elektron töltése.

Szobahőmérsékleten a termikus feszültség $U_T \cong 26$ mV.

A pn átmenet feszültség-áram összefüggését grafikusán a 2.1. ábra szemlélteti.

2.1.2. A pn átmenet rétegekcapacitásai

A pn átmenetnek tároló, kapacitív tulajdonsága is van. A pn átmenet két oldalán az ellentétes töltésű ionokból álló kettős töltésréteg szélessége a rákapcsolt záróirányú feszültség hatására megváltozik. A feszültség ΔU növelésekor a tértöltési tartomány kiszélesedik és az átmenet két oldalán felhalmozódó Q_j töltésmennyiség is ΔQ_j -vel megváltozik. Az új egyensúly kialakulásáig a töltéshordozók mozgása miatt járulékos áram folyik. Ez a folyamat hasonlít a kondenzátorban lejátszódó folyamatokhoz, ezért a záróirányban igénybevett pn átmenetnek egy $C_j = \frac{dQ_j}{dU}$

tértöltési kapacitás tulajdonítható. A C_j tértöltési kapacitás nem állandó, függ a záróirányú feszültség nagyságától, értéke pF nagyságrendű.

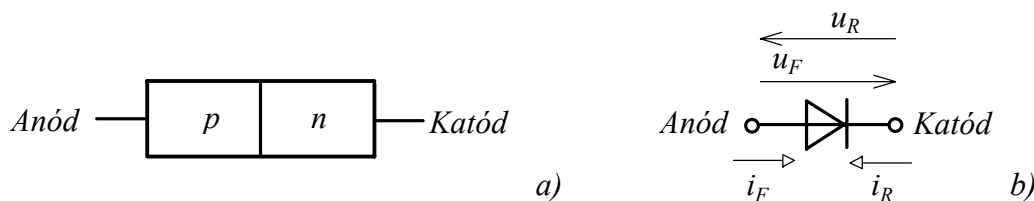
Nyitóirányú feszültség hatására a pn átmeneten diffúziós áram folyik, nagyszámú többségi töltéshordozó áramlik át az egyik rétegből a másikba. Ha a nyitóirányú feszültség ΔU -val megváltozik, mindkét oldalon megnő a Q_D kisebbségi töltéshordozó sűrűség is, és az új állandósult állapot beálltaig egy járulékos áram folyik, amely szintén hasonlítható a kapacitásban lejátszódó folyamatokhoz.

Ennek alapján nyitóirányban egy $C_D = \frac{dQ_D}{dU}$ diffúziós kapacitás definiálható. Ez a

kapacitás általában több nagyságrenddel nagyobb, mint a záróirányú tértöltési kapacitás.

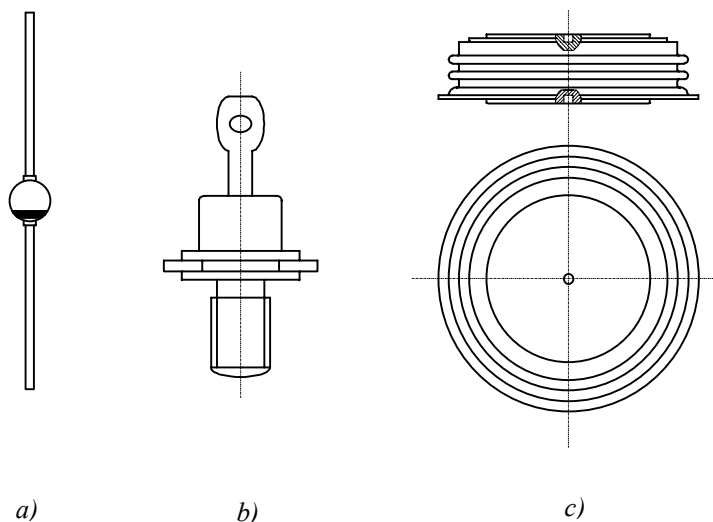
2.2. TELJESÍTMÉNYDIÓDÁK

A szilícium egykristály lapkában kialakított pn átmenet alkotja a rétegdíódat. A félvezető lapkához kivezetések csatlakoznak, a p típusúan szennyezett réteghez az anód-, az n típusúhoz a katódelektroda (2.2a ábra). A dióda jelképi jelölése a 2.2b ábrán látható.



2.2. ábra. A dióda szerkezeti felépítése és jelképi jelölése

A nagy tisztaságú, hibátlan kristályszerkezetű szilícium lapkán a p és az n típusú szennyezést általában diffúziós technikával alakítják ki, majd áramvezető kontaktusokkal látják el. A lapkát molibdén hordozólemezekre rögzítik, megfelelő szigetelőképeségű és hőálló bevonattal látják el. A környezet behatásaitól nemesgázzal kitöltött tok védi a szerkezetet. A tok anyaga, felépítése különböző lehet: fém vagy műanyag, egyoldalú, vagy tárcsa szerkezetű, stb. A 2.3a ábrán egy műanyag tokozású, a 2.3b ábrán egy fém tokozású, hűtőtönkre csavarozható kivitelű, a 2.3c ábrán pedig tárcsa kialakítású dióda rajza látható.



2.3. ábra. A teljesítmény dióda tokozásai

A teljesítményelektronikai áramkörökben alkalmazott félvezetőkkel szemben támasztott követelmények:

- a letörési feszültségük minél nagyobb legyen,
- vezető állapotban minél kisebb legyen a feszültségesésük, valamint az ellenállásuk,
- gyors be- és kikapcsolással, rövid kapcsolási idővel rendelkezzenek,
- teljesítmény disszipáló képességük minél nagyobb legyen.

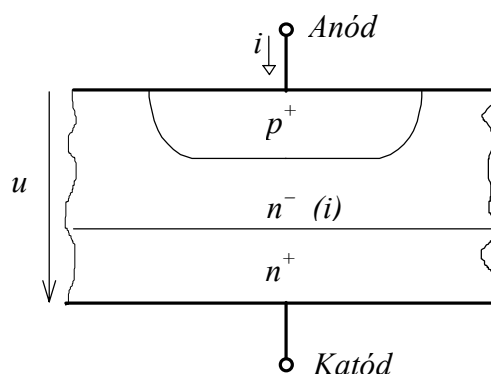
Ezek a követelmények egymásnak ellentmondó módszerekkel valósíthatók meg, ezért a teljesítmény félvezetők szerkezeti felépítése eltér a kis teljesítményű elemek felépítésétől.

A nagy zárófeszültség eléréséhez gyengén szennyezett, széles réteg kialakítása szükséges. Ennek azonban az a következménye, hogy nyitóirányú igénybevételekor nagy az ohmos ellenállása, ezért nagy a nyitóirányú feszültségesése, amely megnöveli a veszteségi teljesítményt.

A nyitóirányú feszültségesése akkor lesz kicsi a diódának, ha az egymással érintkező p és n típusú rétegek erősen szennyezettek, mert ekkor nagy a félvezető anyag vezetőképessége. Ha nagy a donor és az akceptor atomok sűrűsége, akkor

kicsi lesz a záróréteg szélessége és a záróirányú feszültség hatására itt nagy lesz a térerősség. A pn átmenetben az erős szennyezés miatt a lavinaletöréshez tartozó határfeszültség kicsi lesz.

Nagy zárófeszültség és viszonylag kis vezetőirányú feszültségesés valósítható meg a háromrétegű $p^+ n^- n^+$ elrendezéssel (2.4. ábra). Záróirányú igénybevételekor a tértöltési tartomány főként az n^- – úgynevezett drift tartományban – alakul ki, tehát ennek a rétegnek a vastagsága és szennyezettsége határozza meg a megengedhető zárófeszültség értékét. Vezetőirányú igénybevételekor kétoldali injektálás alakul ki, így az erősen szennyezett p^+ és n^+ rétegből a drift rétegbe jutó töltéshordozók megnövelik az n^- drift réteg szennyezettségi állapotához tartozó vezetőképességét és így lényegesen lecsökken az elrendezésre jutó vezetőállapotú feszültségesés.



2.4. ábra. A teljesítmény dióda szerkezete

A teljesítmény diódák három jellemzője – a záróirányú határfeszültség, a nyitóirányú feszültségesés és a működési frekvencia – kölcsönösen összefügg és bármelyikük csak a másik kettő rovására változtatható.

A teljesítmény diódák nyitóirányú áramának nagysága a kialakított pn átmenet keresztmetszetétől függ. A diódák nyitóirányú áramának és feszültségének szorzata veszteséget jelent, amely a pn átmenetben hővé alakul. A diódákra a katalógusokban megadott nyitóirányú áram mindig egy adott réteghőmérsékletre vonatkozik, így az áramterhelhetőséget a keletkező veszteség nagysága és a hőelvezetés módja határozza meg.

2.2.1. A diódák áramköri helyettesítése

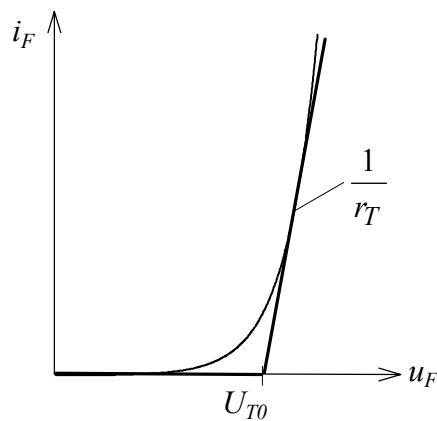
Ha a nemlineáris karakterisztikájú dióda az egyenáramú hálózatban egy meghatározott munkapontban működik, akkor helyettesíthető egy olyan ellenállás értékkel, amely a karakterisztikán az adott munkaponthoz tartozó U_M munkaponti feszültség és I_M munkaponti áram hányadosával egyezik meg. Ez a dióda R_s statikus, vagy egyenáramú ellenállása.

$$R_s = \frac{U_M}{I_M} \quad (2.3)$$

A *dinamikus, vagy váltakozóáramú ellenállás* a diódát a munkapont körüli feszültség- és áramváltozás esetére jellemzi. Az r_d dinamikus ellenállás a karakterisztika adott munkapontja körüli kis feszültségváltozáshoz tartozó áramváltozás hányadosa,

$$r_d = \left. \frac{du}{di} \right|_{U_M, I_M}, \quad (2.4)$$

a feszültségnek az áram szerinti deriváltja.



2.5. ábra. A dióda nyitóirányú jelleggörbéjének közelítése

A dióda nyitóirányú helyettesítése a jelleggörbe törtvonalas közelítésével adható meg, ahol U_{T0} a küszöbfeszültség, az

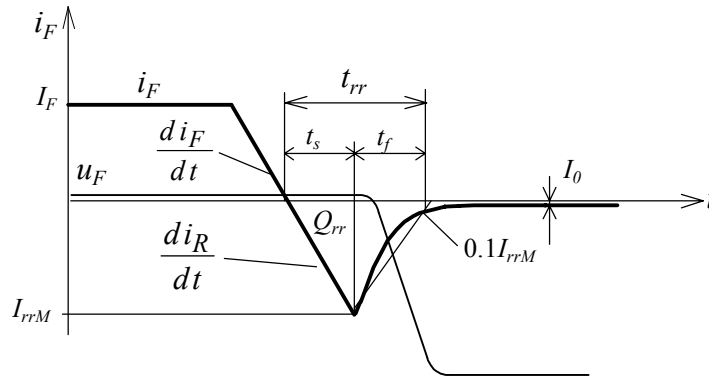
$$r_T = \frac{\Delta u_F}{\Delta i_F} \quad (2.5)$$

pedig a nyitóirányú helyettesítő ellenállás, ahol a változások a teljes működési tartományra vonatkoznak.

2.2.2. Átmenet vezetésből zárásba

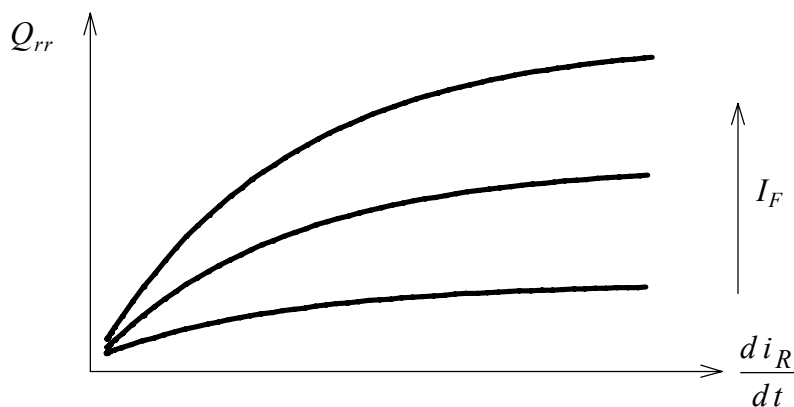
Amikor a *pn* átmeneten nyitóirányú áram folyik, a *p* és az *n* rétegekben az egyensúlyi állapotnak megfelelő töltéshordozó-sűrűségénél sokkal nagyobb a kisebbségi lyukak és elektronok koncentrációja. A vezetésből zárásba való átmenetkor a nyitóirányú áram az áramkör impedanciája által meghatározott meredekséggel csökkenni kezd, majd az áram nullátmenete után t_s ideig változatlan meredekségű, nagy

záróirányú áram folyik. Ez az áram csak akkor csökken a záróirányú áram I_o állandósult értékére, ha az átmenetben kialakul a feszültségnek megfelelő záróréteg. Ehhez el kell távolítani a pn átmenetből a többlet kisebbségi töltéshordozókat. A töltéshordozók az átmenetből részben a megnövekedett záróirányú árammal távoznak, részben rekombináció útján semlegesítődnek.



2.6. ábra. A dióda kikapcsolási folyamata

A záróréteg kialakulásakor az áram meredeken a nyugalmi I_o áram értékére csökken. A diódán mindaddig nyitóirányú feszültség van, míg a záróirányú dinamikus áram el nem éri az I_{rrM} maximális értékét. Az áram nullátmenetétől a záróirányú áram I_{rrM} maximális értékéig eltelt idő a t_s töltéstárolási idő. A záróirányú áram a t_f esési idő alatt csökken a maximális értékéről a $0.1I_{rrM}$ értékre, így a dióda t_{rr} záróirányú szabaddáválási ideje a t_s és a t_f idők összege. A katalógusok megadják a záróirányú áram által elszállított Q_{rr} tárolt töltés változását a záróirányú áram meredekségének függvényében különböző I_F nyitóirányú áram amplitúdóknál (2.7. ábra).



2.7. ábra. A tárolt töltés változása

A záróirányú dinamikus áram jellemzői a jelleggörbe alapján számíthatók. A záróirányú dinamikus áram I_{rrM} maximális értéke az

$$I_{rrM} = \frac{di_R}{dt} t_s \quad (2.6)$$

összefüggéssel, a Q_{rr} tárolt töltés értéke pedig a

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} I_{rrM} t_{rr} \quad (2.7)$$

összefüggéssel közelíthető. A tárolt töltésen kívül az s *lágysági tényező* (softness factor) is jellemzője a kikapcsolási folyamatnak, amely az

$$s = \frac{t_f}{t_s} \quad (2.8)$$

összefüggéssel adható meg. A záróirányú szabaddáválási idő a lágysági tényezővel kifejezve:

$$t_{rr} = t_s + t_f = t_s(1 + s). \quad (2.9)$$

A Q_{rr} tárolt töltés a (2.9) és a (2.7) kifejezések behelyettesítése után:

$$Q_{rr} = I_{rrM} t_s \frac{1 + s}{2} = \frac{di_R}{dt} t_s^2 \frac{1 + s}{2}. \quad (2.10)$$

A Q_{rr} tárolt töltés ismeretében a töltéstárolási idő a

$$t_s = \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{\frac{di_R}{dt}(1 + s)}}, \quad (2.11)$$

az esési idő pedig a

$$t_f = s t_s = \sqrt{\frac{2Q_{rr} s^2}{\frac{di_R}{dt}(1 + s)}} \quad (2.12)$$

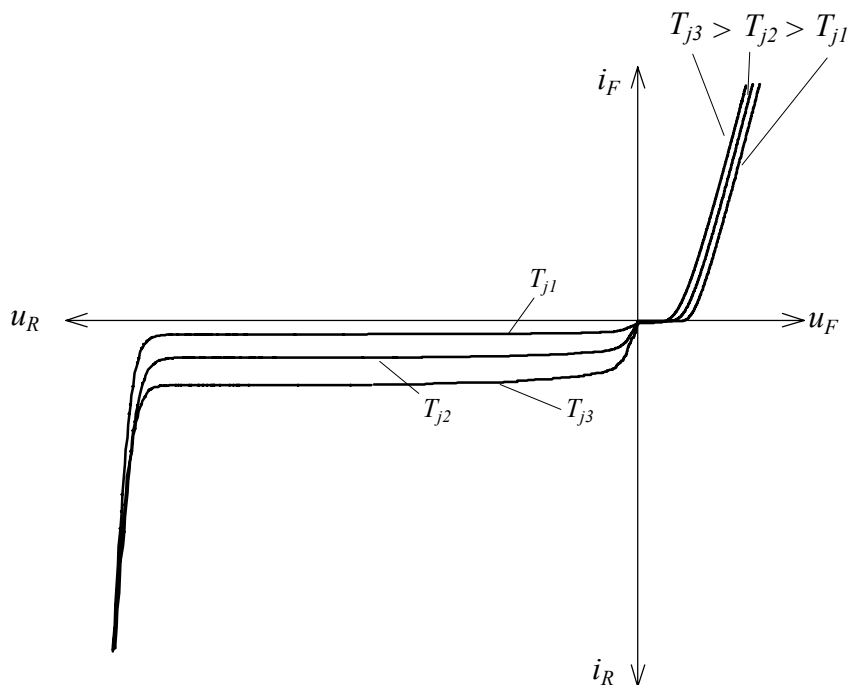
összefüggéssel határozható meg.

A dinamikus záróirányú áram változása a t_f tartományban az áramkörben lévő induktivitásokon feszültséget indukál, amely a tápfeszültségre szuperponálódik és így a dióda igénybevétele nagyobb a tápfeszültségnél, akár a záróirányú letörési feszültséget is meghaladhatja és tönkretelheti a diódát. E káros hatás ellen a diódával párhuzamosan kapcsolt soros RC taggal lehet védekezni.

2.2.3. A diódák hőfokfüggése

A diódák működését a hőmérséklet erősen befolyásolja. A rétegdióda pn átmenetében mind a nyitóirányú, mind a záróirányú igénybevételkor veszteség keletkezik,

amelynek pillanatértékét az átmenet áramának és feszültségének szorzata adja. A veszteség az átmenetben hővé alakul, így a dióda igénybevitelének változásakor a hőmérséklete is változik. Növekvő hőmérsékleten a dióda záróirányú árama nő, a letörési feszültség hőfokfüggése – különösen nagyobb feszültségű diódáknál – jó közelítéssel elhanyagolható.



2.8. ábra. A dióda hőfokfüggése

A nyitóirányú jelleggörbe hőfokfüggése az állandó áramhoz tartozó feszültségesés mértékével jellemezhető. Tapasztalati összefüggések alapján ez az érték jó közelítéssel -2 mV/C (2.8. ábra).

2.2.4. Veszteségek

A rétegdiódák megengedhető áram- és részben a feszültségigénybevételét is a pn átmenetben keletkező és hővé alakuló teljesítmény korlátozza. A pn átmenet hőmérséklete egy adott értéket nem léphet túl, mert a dióda tönkremegy. A veszteségek pillanatértéke a nyitó- és záróirányú jelleggörbékéből határozható meg. A diódák záróirányú vesztesége a letörési tartomány határáig állandó hőmérsékleten a μA esetleg mA nagyságrendű záróirányú áram miatt nagyon kis értékű, gyakorlatilag elhanyagolható. A letörési tartományban a meginduló nagy áram és a nagy zárófeszültség miatt a kialakuló veszteség olyan nagyra válhat, hogy a dióda a túlmelegedés miatt meghibásodhat, tehát ebben a tartományban gyakorlatilag nem üzemelhet.

A nyitóirányú veszteség névleges áramterhelés esetén általában kb. két nagyságrenddel nagyobb a záróirányú veszteség értékénél, ezért a dióda veszteségét döntően a nyitóirányú veszteség határozza meg. A veszteség egyszerűen számítható a nyitóirányú jelleggörbe törtvonalas közelítésével (2.5. ábra).

Ennek alapján a dióda feszültsége a következő egyenlettel határozható meg:

$$u_F = U_{T0} + r_T i_F \quad (2.13)$$

ahol u_F a dióda feszültségének pillanatértéke,
 U_{T0} a küszöbfeszültség,
 r_T a nyitóirányú helyettesítő ellenállás,
 i_F a dióda áramának pillanatértéke.

Tetszőleges alakú áram esetén a veszteség pillanatértéke:

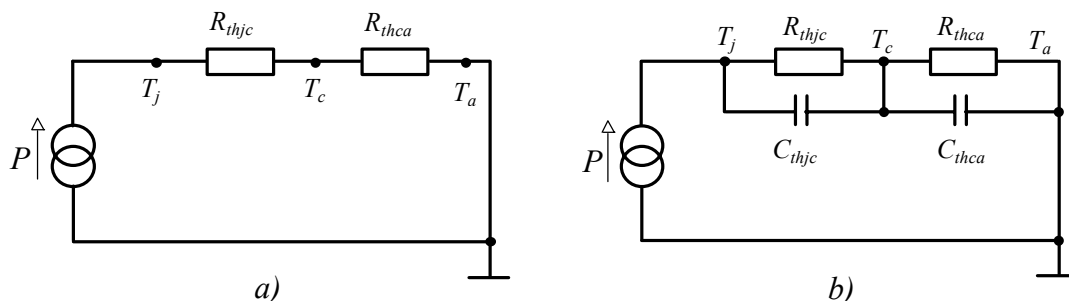
$$p = u_F i_F = U_{T0} i_F + r_T i_F^2. \quad (2.14)$$

Periodikus lefolyású áram esetén a veszteség átlagértéke:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = U_{T0} \frac{1}{T} \int_0^T i_F dt + r_T \frac{1}{T} \int_0^T i_F^2 dt = U_{T0} I_{FAV} + r_T I_{FRMS}^2, \quad (2.15)$$

tehát a veszteség a diódán átfolyó áram I_{FAV} középpértékével, valamint I_{FRMS}^2 effektív értékének négyzetével arányos.

A pn átmenetben keletkező veszteség hővé alakul, amelynek meg kell oldani az elvezetését. A dióda pn átmenetéből a hő hővezetéssel távozik a környezet felé. A hőleadás javítható, ha a diódát hűtőlapra, vagy hűtőtönkre szerelik, esetleg mesterséges léghűtést alkalmaznak. A hővezetés villamos analógiával modellezhető. Az elvezetett hő különböző anyagú és geometriai méretű részekben halad keresztül. Az egyes részek a termikus hőellenállásukkal és hőkapacitásukkal jellemezhetők. Az analóg modellben a veszteségi teljesítmény az áramnak, a hőmérséklet pedig a feszültségnek felel meg. A félvezető kristály, a tok és a hűtőtönc hőmérséklete a modell alapján felírható differenciálegyenletek megoldásából adódik.



2.9. ábra. A dióda hőmodelljei: a) statikus, b) dinamikus állapotban.

A tapasztalatok alapján a félvezető összetett szerkezete jó közelítéssel helyettesíthető egyetlen ellenállással, az R_{thjc} belső hőellenállással. A hűtés körülményeit az R_{thca} külső hőellenállás jellemzi, értéke függ a hűtőtönk anyagától, alakjától, a felület minőségétől és színétől (2.9a ábra).

Állandósult üzemben a hőegyensúly beállta után a pn rétegben keletkező és az elvezetett hőmennyiség azonos és állandó. A pn réteg T_j átlagos hőmérsékletét a veszteség P átlagértéke, a hőelvezető részek R_{thjc} és R_{thca} hőellenállásai és a környezet T_a hőmérséklete szabja meg.

$$T_j - T_a = P (R_{thjc} + R_{thca}) \quad (2.16)$$

Ha a terhelés, így a nyitóirányú veszteség változik, a pn réteg virtuális hőmérsékletének időbeli változását is meg kell határozni. A hőmérséklet időbeli változásának modellezésére a hőellenállásokkal párhuzamosan kapcsolt hőkapacitások alkalmasak, amelyeknek az eredője a *tranziens hőimpedancia* (2.9b ábra). A hőimpedancia értéke függ a terhelés időtartamától, a hűtés módjától, ezt a katalógusok jelleggörbékkel adják meg. Egy ilyen jelleggörbe látható a 2.10. ábrán, ahol a Z_{thjc} a pn átmenet és a ház, a Z_{thjh} pedig a pn átmenet és a hűtőtönk közötti tranziens hőimpedanciát adja meg az idő függvényében.

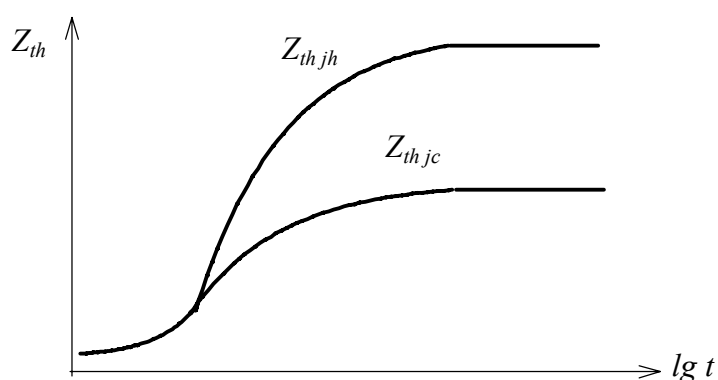
A hőimpedancia a

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_{thi} (1 - e^{-\frac{t}{R_{thi} C_{thi}}}), \quad (2.17)$$

összefüggéssel adható meg, a réteghőmérséklet pedig a

$$T_j - T_a = P Z_{th}(t) \quad (2.18)$$

összefüggéssel határozható meg.

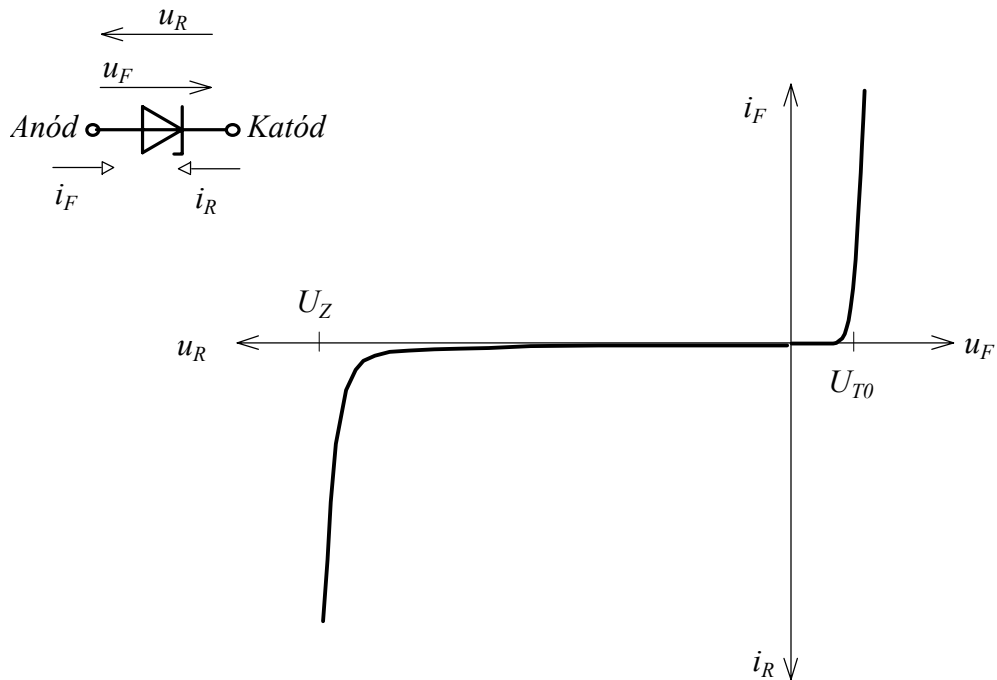


2.10. ábra. A dióda tranziens hőimpedanciája

A félvezető dióda vesztesége a dióda jelleggörbéjének hőfokfüggése miatt szintén hőfokfüggő.

2.2.5. Zener dióda

A félvezető dióda a nyitóirányú névleges veszteséggel üzemeltethető a letörési tartományban is, ha a veszteség a pn átmenetben egyenletesen oszlik meg. A karakterisztika letörési feszültségénél a meginduló nagy záróirányú áramhoz csak elhanyagolható mértékű zárófeszültség változás tartozik, ezért a letörési tartományban üzemelő dióda feszültségstabilizálásra használható. Az ilyen célra készült diódákat stabilizátor, illetve a letörés jellege alapján Zener diódáknak nevezik.



2.11. ábra. A Zener-dióda jelképi jelölése és a feszültség-áram karakterisztikája

A Zener-diódák letörési feszültsége a szennyezés mértékével és megfelelő technológiával néhány voltól száz volt nagyságrendig beállítható.

A Zener-dióda jelképi jelölése és karakterisztikája a 2.11. ábrán látható.

2.2.6. A rétegdiódák csoportosítása

A teljesítményelektronikai áramkörökben alkalmazott rétegdiódák két nagy csoportba sorolhatók: a hálózati diódák és a gyors diódák.

Hálózati diódák

A hálózati vagy normál diódák megengedhető árama néhány amper és 4...5 kA között változik, a megengedhető feszültségigénybevétel felső határa 5 kV. A nyitóirányú feszültségesés a letörési feszültség növekedésével nő és a néhány kV-os

típusoknál 2 V felett van. A záróirányú szabaddáválási idő nem elsőrendűen fontos jellemző, legfeljebb az áramkörök védelme szempontjából van jelentősége.

Gyors diódák

A gyors diódák t_{rr} záróirányú szabaddáválási ideje általában egy nagyságrenddel kisebb, mint a hálózati diódáké. A gyors diódák jellemzőinek összehasonlításakor nemcsak a Q_{rr} tárolt töltés nagyságát, hanem az s lágysági tényezőt is figyelembe kell venni.

A gyors diódák jelenlegi határadatai:

feszültség: $U = 2500 \dots 3000 \text{ V}$,

áram: $I = 1000 \dots 1500 \text{ A}$.

A záróirányú szabaddáválási idő elsősorban a megengedhető feszültségigénybevételtől függ:

600 V-ig $t_{rr} = 0,2 \mu\text{s}$,

1000 V-ig $t_{rr} = 0,5 \mu\text{s}$,

2500 V-ig $t_{rr} = 5 \mu\text{s}$.

2.2.7. Schottky dióda

A Schottky-diódát egy vékony fém rétegre felvitt p vagy n típusú félvezető alkotja. A fém és a félvezető érintkezési felületén kialakul egy kiürített réteg, amely hasonló tulajdonságokat mutat, mint az egykristály pn átmenet. A félvezető Si vagy Ge egykristály, a vele érintkező fém általában wolfram. Az n típusú félvezető alkalmazása esetén a fémhez csatlakozik az anód kivezetés, a félvezetőhöz pedig a katód. Ennek a felépítésnek is hasonló áram-feszültség jelleggöbéje van, mint egy pn átmenetnek. A statikus tulajdonságai közül előnyös, hogy nyitóirányú feszültségesése néhány tized volt, hátránya, hogy záróirányú árama nagyságrenddel nagyobb, mint a rétegdiodáé. A Schottky diódában gyakorlatilag csak a többségi töltéshordozók vesznek részt az áramvezetésben, ezért a tárolt töltése és a záróirányú szabaddáválási ideje jó közelítéssel nulla. Különösen nagyfrekvenciás (10...100 kHz) átalakító kapcsolásokban előnyös az alkalmazásuk.

A Schottky diódák megengedhető igénybevételi határai:

feszültség: $U = 50 \dots 60 \text{ V}$, ezért csak kisfeszültségű kapcsolásokban alkalmazhatók,

áram: $I = 100 \text{ A}$,

záróirányú szabaddáválási idő: $t_{rr} \cong 0$.

Új fém-félvezető átmenetek kifejlesztésével a záróirányú áram nagyságát 3...20 mA határok közé sikerült lecsökkenteni, és az új struktúrákkal a letörési feszültséget 100...200 V-ig lehetett növelni.

2.2.8. A diódák katalógusadatai

A gyártó cégek katalógusokban közlik a diódák névleges és határadatait, amelyek a kapcsolásokban alkalmazott félvezetők kiválasztásának és méretezésének alapjául szolgálnak. A katalógusadatok egy adott hőmérsékletre vonatkoznak, az egyes jellemzők hőmérsékletfüggését jelleggörbékben adják meg.

U_{RRM} ismétlődő záróirányú csúcsfeszültség. Az ismétlődő tranziens záróirányú feszültség maximálisan megengedhető csúcsértéke.

U_{RSM} nem ismétlődő záróirányú csúcsfeszültség (lökő-csúcsfeszültség). A legnagyobb megengedhető, nem periodikus csúcsfeszültség.

I_{FRMS} a nyitóirányú áram effektív értéke. A dióda belső villamos- és termikus tulajdonságai által korlátozott folyamatos üzemi áram értéke.

I_{FAV} a nyitóirányú áram középértéke.

I_{FSM} félszínusz hullámú nyitóirányú lökőáram. A névleges terhelést követő egyetlen szinusz félhullám alakú áram csúcsértéke. A lökőáram üzemszerűen nem ismétlődhet.

$\int i^2 dt$ határterhelési integrál. A névleges terhelést követő, félperiódusnál rövidebb időtartamú túlterhelésre vonatkozó $\int i^2 dt$ érték. A védelem megválasztásához szolgál alapul. A diódára megadott $\int i^2 dt$ értéknek nagyobbnak kell lennie, mint az alkalmazott biztosítóra megadott $\int i^2 dt$ érték.

U_F nyitóirányú feszültségesés adott réteghőmérséklet és nyitóirányú áram esetén.

U_{To} küszöbfeszültség. A dióda nyitóirányú jelleggörbéje által meghatározott érték. A nyitóirányú feszültség azon értéke, ahol az áram növekedni kezd.

r_T nyitóirányú helyettesítő ellenállás.

i_R záróirányú áram.

R_{thjc} hőellenállás.

T_{jmax} a megengedhető maximális réteghőmérséklet.

U_{BR} letörési feszültség. Az a feszültségérték, amelynél a dióda záróirányú árama rohamosan nő, vagyis zárási tulajdonságai megszűnnek. A letörési feszültség mindig nagyobb, mint a megengedhető lökő-csúcsfeszültség.

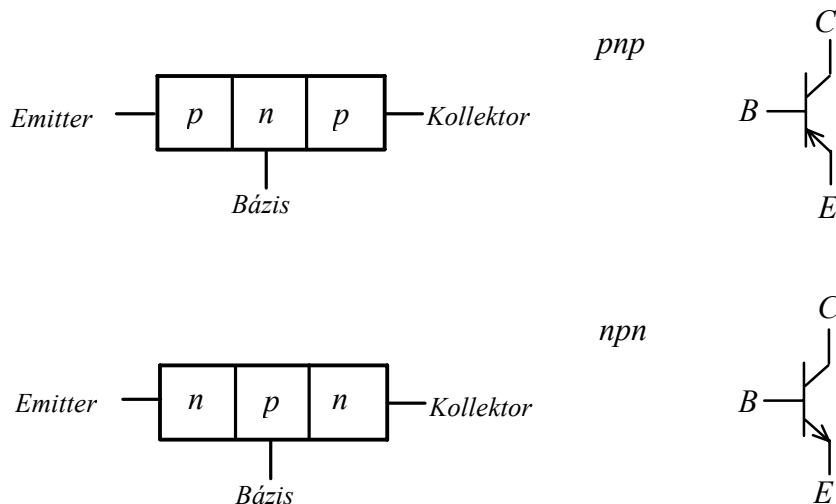
U_R folyamatos záróirányú egyenfeszültség, az a záróirányú egyenfeszültség, amely nem lépi túl a $0.5 U_{RRM}$ értékét.

Q_{rr} zárás késleltetési töltéstárolás, az a töltés, amely a záróképesség visszanyeréséhez szükséges idő alatt átfolyik a külső áramkörön.

t_{rr} záróirányú szabaddáválási idő.

2.3. BIPOLÁRIS TRANZISZTOROK

A tranzisztor két pn átmenetből áll, ahol az egyik réteg közös. A közös réteg vagy n , vagy p típusúan szennyezett, ezért a tranzisztor szennyezési sorrendje lehet pnp vagy npn . Minden réteghez tartozik egy-egy kivezetés: a közös réteg a bázis, amelynek egyik oldalán az emitter, a másikon pedig a kollektor van. A tranzisztor szerkezeti sémája és jelképi jelölése a 2.12. ábrán látható.



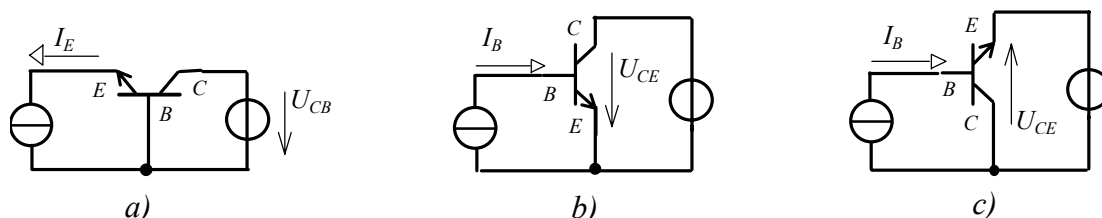
2.12. ábra. A tranzisztor szerkezeti sémája és jelképi jelölése

A közös bázisréteg rendkívül vékony, és mivel mindkét pn átmenet közös eleme, ezért az átmenetek között jelentős kölcsönhatás lép fel: a bázis-emitter átmenet áramával a kollektor és az emitter között folyó áram befolyásolható. A rétegtranzisztorban az elektronok és a lyukak egyaránt részt vesznek az áramvezetésben, erre utal a bipoláris tranzisztor elnevezés. Az npn és a pnp struktúrájú tranzisztorok működése lényegében nem tér el egymástól, csupán az egyenfeszültségek polaritása, illetve az egyenáramok iránya ellentétes (2.13. ábra). A következőkben csak a gyakoribb npn típusú tranzisztorral foglalkozunk.



2.13. ábra. Az npn és a pnp típusú tranzisztor feszültség- és áramirányai közös emitterű kapcsolásban

A tranzisztor működtetéséhez két tápforrás szükséges, ezért aszerint, hogy e két tápforrásnak melyik elektródán van a közös pontja, alapvetően három kapcsolási lehetőség van: a közös bázisú, a közös emitterű és a közös kollektorú kapcsolás (2.14. ábra). Ezen alkalmazások közül a közös emitterű a legjelentősebb, leggyakrabban alkalmazott kapcsolás, ezért a következőkben ezt a kapcsolást tárgyaljuk.



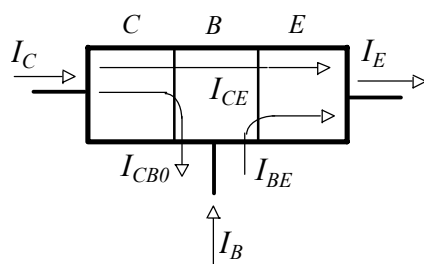
2.14. ábra. Az npn tranzisztor elvi alapkapcsolásai: a) közös bázisú, b) közös emitterű, c) közös kollektorú kapcsolás

A tranzisztor folyamatosan vezérelhető elektronikus eszköz, amely teljesítményerősítésre alkalmas. A közös emitterű kapcsolásban az I_B bázisáram a vezérlő, az I_C kollektoráram pedig a vezérelt áram.

A tranzisztor egyes *pn* átmeneteire jutó feszültségek polaritásától függően négy alapvető működési mód különböztethető meg.

a) Normál aktív működési mód

A tranzisztor *normál aktív tartományban* működik, ha a bázis-emitter átmenet igénybevétele nyitóirányú, a bázis-kollektor átmeneté pedig záróirányú. A kialakuló áramok a 2.15. ábrán láthatók.



2.15. ábra. A tranzisztor áramai a normál aktív tartományban

Az $U_{BE} > 0$ és az $U_{BC} < 0$ feszültségek hatására a bázis-kollektor átmeneten I_{CB0} záróirányú áram, a bázis-emitter átmeneten pedig I_{BE} nyitóirányú áram folyik. A kis értékű bázis-emitter áram hatására a kollektor-emitter között nagy I_{CE} áram indul (tranzisztor hatás). E két áram között az

$$I_{CE} = B I_{BE} \quad (2.19)$$

összefüggés teremt kapcsolatot, ahol B a *közös emitterű egyenáramú (nagyjelű)*

áramerősítési tényező, amelynek szokásos értéke: $B = 25-1500$.

A bevezetett jelölésekkel a bázis elektróda árama az

$$I_B = I_{BE} - I_{CB0}, \quad (2.20)$$

a kollektor elektróda árama az

$$I_C = I_{CB0} + BI_{BE}, \quad (2.21)$$

az emitter elektróda árama pedig az

$$I_E = I_{BE} + BI_{BE} = (B + 1)I_{BE} \quad (2.22)$$

összefüggéssel határozható meg. A csomóponti törvény szerint:

$$I_E = I_C + I_B. \quad (2.23)$$

A bázis-emitter átmenet árama a (2.20) összefüggés alapján:

$$I_{BE} = I_B + I_{CB0}. \quad (2.24)$$

Ezt az összefüggést felhasználva a kollektoráram

$$I_C = I_{CB0} + B(I_B + I_{CB0}) = BI_B + (B+1)I_{CB0}, \quad (2.25)$$

az emitteráram pedig

$$I_E = (B+1)(I_B + I_{CB0}) = (B+1)I_B + (B+1)I_{CB0}. \quad (2.26)$$

A kollektor-bázis záróirányú áram általában elhanyagolható, ekkor a kollektoráram

$$I_C = BI_B, \quad (2.27)$$

az emitteráram pedig

$$I_E = (B + 1)I_B \quad (2.28)$$

alakú. A két áram hányadosa az *A* közös bázisú egyenáramú (nagyjelű) áramerősítési tényező:

$$A = \frac{I_C}{I_E} = \frac{B}{B + 1}. \quad (2.29)$$

A normál aktív tartomány jellemzője, hogy a bázis-emitter átmenet kis értékű áramának hatására a kollektor-emitter átmeneten nagy értékű áram folyik.

b) Inverz aktív működési mód

A kollektor és az emitter szerepét felcserélve a tranzisztor inverz aktív tartományban működik. Ekkor a bázis-emitter átmenetre $U_{BE} < 0$ záróirányú, a kollektor-bázis átmenetre pedig $U_{CB} > 0$ nyitóirányú feszültség jut. A normál aktív tartomány mintájára definiált inverz áramerősítési tényezők a tranzisztor aszimmetrikus

felépítése miatt lényegesen kisebbek, ezért ennek a tartománynak kicsi a jelentősége.

c) Telítési mód

Ebben az üzemmódban a tranzisztor mindkét átmenetére nyitóirányú feszültség jut, tehát $U_{BE} > 0$ és $U_{BC} > 0$. A nyitott pn átmenetek kis ellenállása miatt az áramot főképp a külső hálózat határozza meg. A telítési tartomány határa az $U_{BC} = 0$ értékhez tartozik, ekkor $U_{BE} = U_{CE}$. A telítéshez tartozó kollektor-emitter feszültséget U_{CEsat} maradékfeszültségnek, másképpen szaturációs feszültségnek nevezik. Értéke: 0,1-3V.

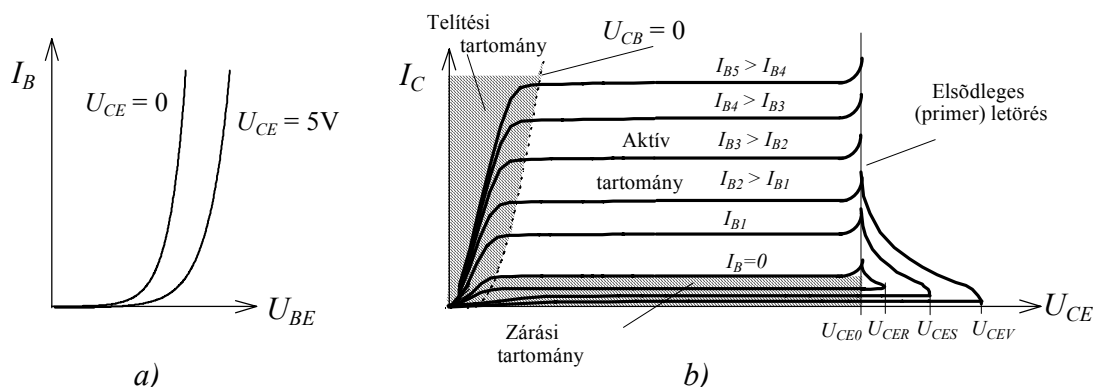
d) Zárási mód

Ha mindkét pn átmenetre $U_{BE} < 0$ és $U_{BC} < 0$ záróirányú feszültség jut, a tranzisztor közelítőleg szakadásként viselkedik, a pn átmeneteken záróirányú áramok folynak. A záróirányú áramok értékei: $I_{CB0} = I_{BE0} = 0,1 \dots 5$ mA.

Jelleggörbék

A tranzisztor kivezetéseire jutó feszültségek és a kivezetéseken átfolyó áramok közötti összefüggéseket általában jelleggörbékben adják meg. Ezek közül legfontosabb a bemeneti és a kimeneti jelleggörbe sereg ismerete. Ezek alapján tárgyalhatók pl. a kisjelű erősítők, a kapcsolóüzem, stb.

Közös emitterű kapcsolásban a tranzisztor $I_B = f(U_{BE})$ bemeneti, valamint az $I_C = f(U_{CE})$ kimeneti jelleggörbéi a 2.16. ábrán láthatók. A bemeneti jelleggörbe az emitter-bázis pn átmenet nyitóirányú jelleggörbéjéhez hasonló. Mivel a kimeneti oldal U_{CE} feszültsége visszahat a bemenetre, ezért meg kell adni, hogy mekkora U_{CE} kollektor-emitter feszültségre vonatkozik a jelleggörbe. Záróirányban a maradékáramot és a letörési feszültséget elegendő ismerni.



2.16. ábra. A közös emitterű tranzisztor: a) bemeneti és b) kimeneti karakterisztikái

A kimeneti karakterisztika az állandó bázisáramhoz tartozó kollektoráram változást adja meg az U_{CE} kollektor-emitter feszültség függvényében. Az $I_B = 0$ bázisáramhoz tartozó jelleggörbe a zárási tartományt, az $U_{CB} = 0$ jelleggörbe pedig a telítési tartományt határolja.

A tranzisztor kollektor-emitter feszültsége egy maximális értéket nem haladhat meg, ez az érték az U_{CE0} letörési feszültség az $I_B = 0$ bázisáramhoz tartozó jelleggörbén, szabadon hagyott bázis esetén. Ha a bázis és az emitter között R ellenállás van, a zárási tartományban csökken a kollektor-emitter maradékáram, a letörési feszültség pedig nagyobb lesz. A karakterisztika azonban visszahajló jellegű és az U_{CER} érték elérése után csökkenő feszültségnél is megnövekszik a kollektoráram. A maradékáram tovább csökkenthető, ha az ellenállás értéke egészen rövidzárig csökken. Ekkor a letörési feszültség U_{CES} értékű. A legkisebb maradékáram és a legnagyobb letörési feszültség érték (U_{CEV}) a bázis-emitter közé kapcsolt zárófeszültséggel érhető el. A letörési feszültségnél nagyobb feszültségeknél a lavinahatás miatt elsődleges (primer) letörés következik be, a tranzisztor a nagy veszteségi teljesítmény következtében meghibásodik.

A tranzisztor kollektorkörébe R ellenállást iktatva (2.17a ábra) a kollektoráram az

$$I_C = \frac{U_t - U_{CE}}{R} \quad (2.30)$$

összefüggéssel adható meg, ahol U_t a tápfeszültség. Ez az összefüggés a tranzisztor kimeneti karakterisztikájában egy munkaegyeneset határoz meg. A munkapont egy összetartozó $I_C - U_{CE}$ értékpár a munkaegyenes mentén, amelyet a bázisárammal lehet beállítani.

Ha a bázisáram folyamatos változtatásával a munkapont a normál aktív tartományban jön létre, akkor a tranzisztor lineáris üzemmódban működik.

2.3.1. A tranzisztor kapcsoló üzeme

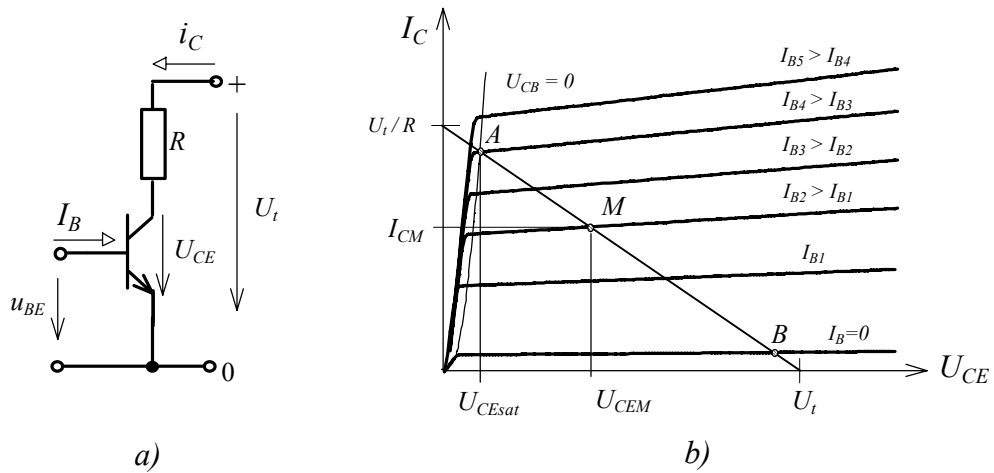
Ha a tranzisztor bázis-emitter átmenetének igénybevétele olyan, hogy statikus állapotban a munkaegyenesen a munkapont csak a telítési (A), vagy csak a zárási (B) tartományban alakulhat ki, akkor a tranzisztor kapcsoló üzemmódban működik (2.17b ábra).

A tranzisztor kapcsoló tulajdonságai nem ideálisak, de előnyei következtében egyike a leggyakrabban alkalmazott elektronikus kapcsoló elemeknek.

Előnyös tulajdonságai:

- vezérlőteljesítménye kicsi, nagy a teljesítményerősítése,
- bekapcsolási és kikapcsolási ideje rövid, μs nagyságrendű, gyors, periodikus átkapcsolásra alkalmas,
- hosszú élettartam, nagy megbízhatóság jellemzi,

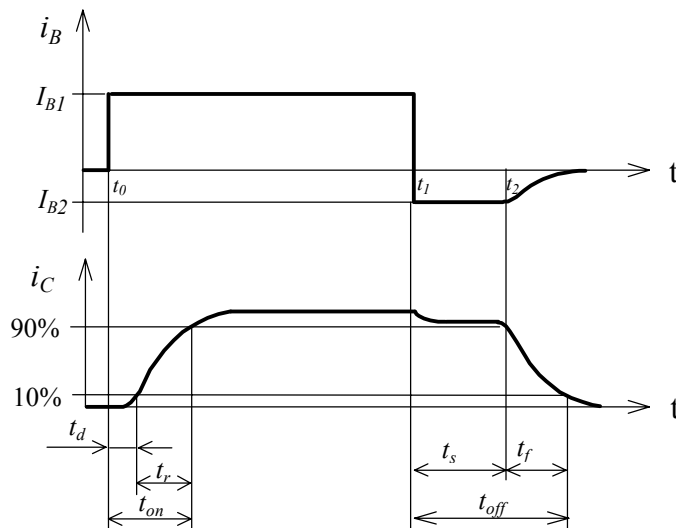
- bekapcsolt állapotban ellenállása kicsi ($m\Omega$ nagyságrendű),
- kikapcsolt állapotban ellenállása nagy ($M\Omega$ nagyságrendű).



2.17. ábra. A tranzistor munkapontjának beállítása

A tranzistor a zárási tartományban üzemel, ha a bázis-emitter átmenetre záróirányú feszültség jut. A vezérlőelektrodára kapcsolt megfelelő nagyságú, ugrásszerűen változó nyitóirányú áram- vagy feszültségimpulzussal a tranzistor munkapontja a telítési tartományba vezérelhető, majd a vezérlőjel megszűnésekor a munkapont a zárási tartományba jut.

A tranzistor kollektorárama nem követi ugrásszerűen a vezérlőjel változását, az átkapcsolás időkéssel, nem pillanatszerűen történik. A kapcsolási időösszetevők (t_d , t_r , t_s , t_f) definíciója a 2.18. ábrán látható.



2.18. ábra. A tranzistor kollektoráramának időfüggvénye a vezérlőjel (a bázisáram) hatására

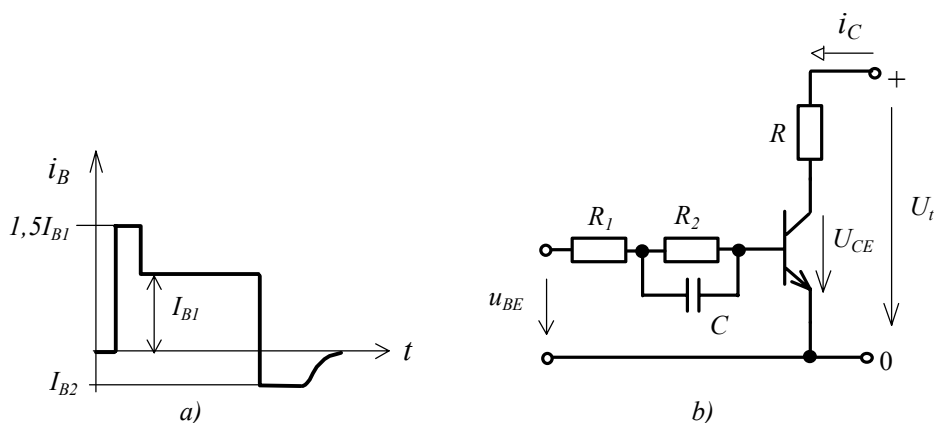
A tranzisztor bázisára a $t = t_0$ pillanatban a bekapcsoláshoz szükséges I_{B1} amplitúdójú áramimpulzust kapcsolva a kollektoráram csak egy t_d késési idővel indul meg, majd az állandó bázisáram hatására a tranzisztor paramétereitől függő átkapcsolási időállandóval növekedni kezd és a t_r felfutási idő alatt eléri maximális értékének 90%-át. A bekapcsolási időt a késési és a felfutási idő összege adja:

$$t_{on} = t_d + t_r. \quad (2.31)$$

A vezérlőjelet ugrásszerűen megszüntetve (t_1), a bázisrétegben jelenlévő többlet töltéshordozók miatt mind a bázis-emitter, mind a bázis-kollektor átmenet továbbra is vezet. A kollektoráram gyakorlatilag változatlan lesz mindaddig, míg a bázisban tárolt töltés le nem csökken a telítési tartomány határához tartozó értékre. Az ehhez tartozó idő a t_s töltéstárolási, másképpen telítési idő. A vezérlőáram megszűnése után a bázis-emitter átmenetre záróirányú feszültség jut, I_{B2} záróirányú bázisáram, un. kihúzóáram fog folyni, amelynek értékét a vezérlőkör feszültsége és ellenállása határozza meg. A t_2 időpillanattól a kollektoráram csökkenni kezd, és a t_f lefutási idő alatt éri el a kikapcsoláshoz tartozó értékét. A t_{off} kikapcsolási idő a t_s telítési idő és a t_f lefutási idő összege:

$$t_{off} = t_s + t_f. \quad (2.32)$$

A kapcsolóként alkalmazott tranzisztorral szemben követelmény, hogy a kapcsolási idők minél rövidebbek legyenek, a kollektoráram minél kisebb késéssel kövesse a vezérlőáramot. Ezért mind a bekapcsolási, mind a kikapcsolási időket csökkenteni kell. Ez ellentétes követelményt jelent, hiszen a túlvezérléssel jelentősen csökkenthető a bekapcsolási idő, de ekkor megnő a telítési idő, amely a kikapcsolási időt növeli. Ha a tranzisztor a vezérlés hatására nem kerül a telítési tartományba, csak a telítési tartomány határára ($U_{CB} = 0$), akkor a t_s telítési idő gyakorlatilag nulla lesz.



2.19. ábra. A tranzisztor be- és kikapcsolási idejének csökkentéséhez szükséges a) vezérlőáram-alak és b) kapcsolási elrendezés

Megoldás lehet, ha a túlvezérlés csak a bekapcsolás idejére korlátozódik. Ehhez a 2.19a ábrán látható áramalak szükséges, ahol a vezérlőjel egy rövid ideig a statikus bázisáramnál 1,5-2-szer nagyobb amplitúdójú. Ennek hatására a tranzisztor a telítési tartományba kerül, a bekapcsolási idő rövidebb lesz. Később a bázisáramot a telítési tartomány határához tartozó értékre csökkentve a telítési idő, illetve a kikapcsolási idő jelentősen kisebb lesz. A 2.19b ábrán látható kapcsolás ennek a vezérlőáram-alaknak a gyakorlati megvalósítása. A kapcsolási idők csökkentésének másik lehetősége, ha valamilyen kapcsolási elrendezés megakadályozza, hogy a tranzisztor a túlvezérlés ellenére a telítési tartományban üzemeljen. Ebben az esetben azonban számítani kell arra, hogy a tranzisztor maradékfeszültsége (szaturációs feszültsége) a telítési tartomány határán nagyobb, mint a telítési tartományban, ezért a tranzisztor bekapcsolt állapothoz tartozó vesztesége is megnövekszik.

2.3.2. Veszteségszámítás

A kapcsoló üzemi tranzisztorok statikusan a telítési és a zárési tartományban üzemelnek. A zárési tartomány vesztesége általában elhanyagolható, mivel ez a kis maradékáram miatt a lezárt tranzisztorra jutó teljes tápfeszültség esetén sem számottevő. A telítési tartományban a tranzisztor veszteségét a szaturációs feszültség és a nyitóirányú áram szorzata határozza meg. A két stabil állapot közötti átkapcsolások alatt nagy pillanatnyi-, és a kapcsolási frekvenciától függően jelentős átlagos átkapcsolási veszteségek keletkezhetnek. Az átkapcsolások alatt az áramsűrűség a tranzisztor félvezető kristály keresztmetszetében nem oszlik el egyenletesen, ezért az egyenlőtlen felmelegedés miatt megengedhetetlenül magas hőmérsékletű helyek alakulhatnak ki, amelyek a tranzisztor meghibásodásához, az u.n. *szekunder letöréshez* vezethetnek.

A teljesítmény tranzisztorok veszteségi teljesítményének legfontosabb korlátozó értéke a maximálisan megengedett réteghőmérséklet, amely a diódánál megismert analóg hőmodell alapján számítható.

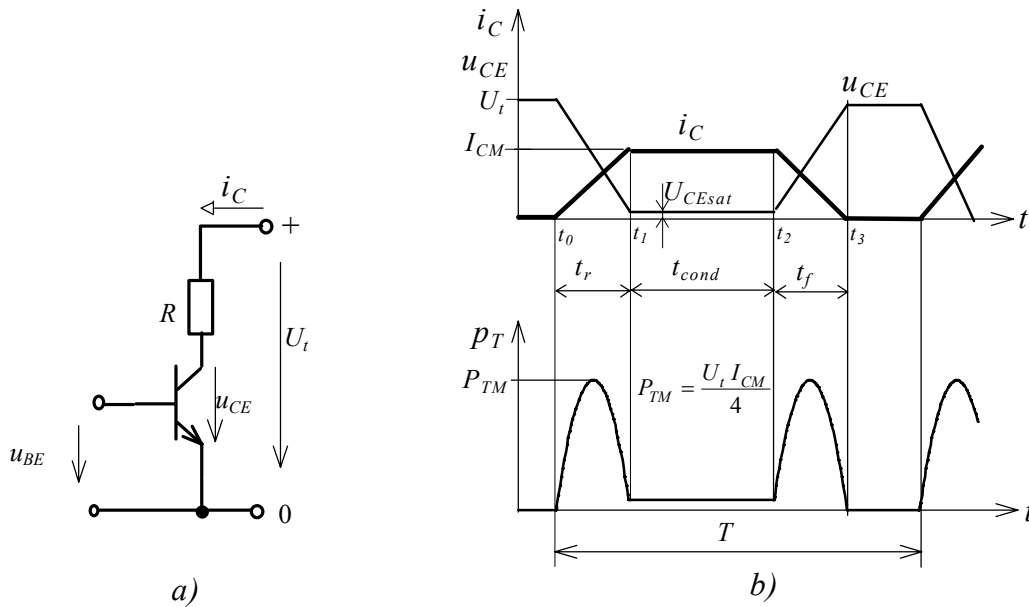
Egy kapcsoló tranzisztor általában periodikusan ismétlődő áramimpulzusokat vezet. Az áramimpulzus energiaveszteségéből meghatározható a nyitóirányú veszteség értéke. Az energiaveszteség számítása három részre bontható: a W_{on} bekapcsolási energiaveszteségre, az áram állandó szakaszára vonatkozó W_{cond} vezetési és a W_{off} kikapcsolási energiaveszteségre. Ezek általános formában a következőképpen írhatók fel:

$$W = \int_{t_0}^{t_3} i(t)u(t)dt, \quad (2.33)$$

ahol az $i(t)$ a kollektoráram, az $u(t)$ pedig a kollektor-emitter feszültség időfüggvénye.

A tranzisztor kapcsolási energiaveszteségei ohmos terhelés kapcsolásakor

A tranzisztor feszültség és az áram hullámformája ohmos terhelés esetén a 2.20b ábrán láthatók. A be- és a kikapcsolás ideje alatt az áram-, valamint a kollektor-emitter feszültségváltozás lineáris függvénnyel közelíthető.



2.20. ábra. A tranzisztor áram, feszültség és veszteségi teljesítmény hullámformái ohmos terhelés kapcsolásakor

A bekapcsolási energiaveszteség a célszerűen a t_0 időpontban felvett koordináta-rendszerben közelítőleg a

$$W_{on} = \int_0^{t_r} I_{CM} \frac{t}{t_r} U_t \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) dt = \frac{I_{CM} U_t t_r}{6} \quad (2.34)$$

összefüggéssel határozható meg.

Az állandósult áramvezetési szakaszra a veszteségi energia a t_1 időpontban felvett koordináta-rendszerben

$$W_{cond} = I_{CM} U_{CEsat} t_{cond} \quad (2.35)$$

összefüggéssel számítható.

A kikapcsolási energiaveszteség a t_2 időpontban felvett koordinátarendszerben a

$$W_{off} = \int_0^{t_f} I_{CM} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) U_t \frac{t}{t_f} dt = \frac{I_{CM} U_t t_f}{6} \quad (2.36)$$

összefüggéssel határozható meg.

A kapcsolási energiaveszteségek ismeretében a teljes veszteségi teljesítmény átlagértéke meghatározható az összes energiaveszteségnek a T periódusidőre vett átlagaként:

$$P_{TAV} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T}. \quad (2.37)$$

A tranzisztor T_j réteghőmérsékletének átlagos értéke a villamos analóg hőmodell alapján:

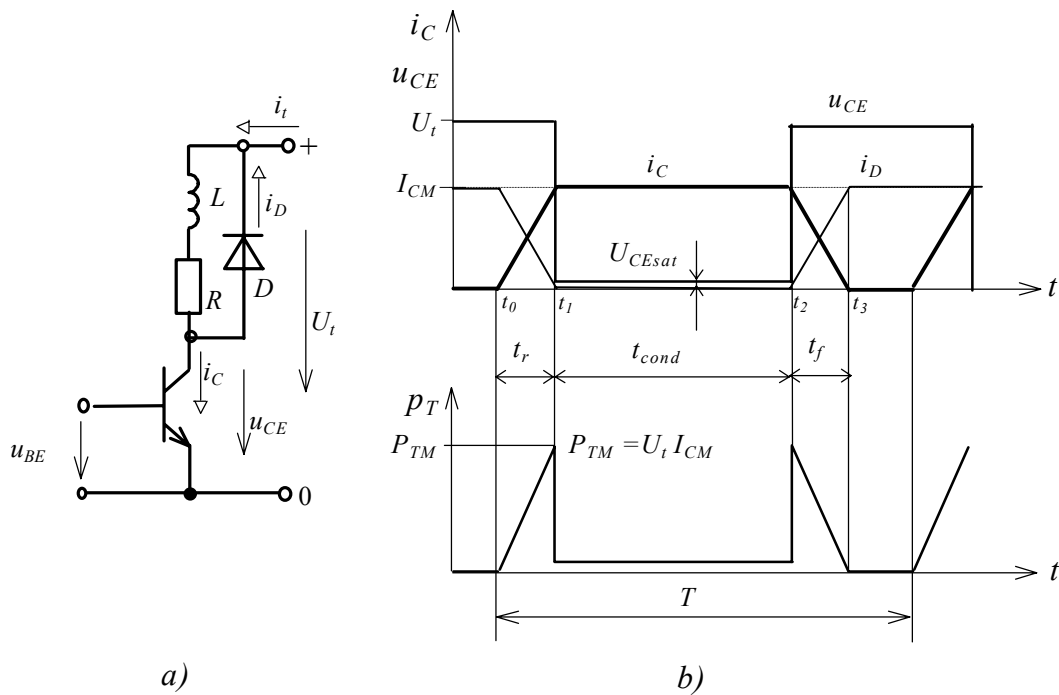
$$T_j - T_c = P_{TAV} R_{thjc} \quad (2.38)$$

ahol T_c a tranzisztor tokhőmérséklete,
 R_{thjc} a tranzisztor belső hőellenállása.

A tranzisztor kapcsolási energiaveszteségei soros ohmos-induktív terhelés kapcsolásakor

A tranzisztor áram és feszültség hullámformái induktivitást is tartalmazó terhelés kapcsolásakor a 2.21b ábra szerint alakulnak. Ha a terhelés időállandója lényegesen nagyobb, mint a kapcsolási frekvencia periódusideje, feltételezhető, hogy az I_t terhelő áram állandó. A tranzisztor kikapcsolt állapotában a terhelő áramot a terheléssel párhuzamosan kapcsolt D visszavezető dióda vezeti. A tranzisztor bekapcsolásakor a dióda mindaddig vezet, amíg a kollektor áram el nem éri a terhelő áram nagyságát, ez idő alatt a tranzisztorra közelítőleg az U_t tápfeszültség jut. A dióda lezárása után az u_{CE} kollektor-emitter feszültség lecsökken az U_{CEsat} maradékfeszültség értékére. Kikapcsoláskor a D diódára csak akkor jut nyitóirányú feszültség, amikor a tranzisztor u_{CE} feszültsége eléri a tápfeszültség értékét. A tranzisztoron csak ekkor kezd csökkenni az áram nullára. Az időfüggvényekből látható, hogy RL terheléskor jelentősen növekednek a tranzisztor kapcsolási veszteségei.

A bekapcsolási folyamat a t_0 időpillanatban a kollektoráram növekedésével indul, amely t_r idő alatt éri el az I_{CM} maximális értékét. A kollektoráram változása lineáris függvénnyel közelíthető, a kollektor-emitter feszültség változása pedig pillanatszerűnek tekinthető.



2.21. ábra. A tranzisztor áram, feszültség és veszteségi teljesítmény hullámformái soros ohmos-induktív terhelés kapcsolásakor

A bekapcsolási energiavesztés a t_0 időpontban felvett koordináta-rendszerben:

$$W_{on} = \int_0^{t_r} I_{CM} \frac{t}{t_r} U_t dt = \frac{I_{CM} U_t t_r}{2}. \quad (2.39)$$

Az állandósult áramvezetési szakaszra a t_1 időpontban felvett koordináta-rendszerben a

$$W_{cond} = I_{CM} U_{CEsat} t_{cond} \quad (2.40)$$

összefüggéssel számítható a veszteségi energia.

A kikapcsolási energiavesztés a t_2 időpontban felvett koordináta-rendszerben a

$$W_{off} = \int_0^{t_f} U_t I_{CM} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) dt = \frac{I_{CM} U_t t_f}{2} \quad (2.41)$$

összefüggéssel adható meg.

A kapcsolási energiavesztések ismeretében a teljes veszteségi teljesítmény átlagértéke:

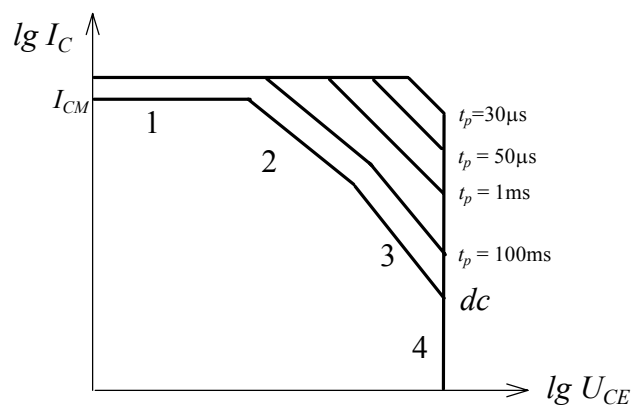
$$P_{TAV} = \frac{W_{on} + W_{cond} + W_{off}}{T}. \quad (2.42)$$

A T_j réteghőmérséklet átlagos értéke:

$$T_j - T_c = P_{TAV} R_{th jc}. \quad (2.43)$$

2.3.4. Fontosabb katalógusadatok

U_{CB0}	a kollektor-bázis letörési feszültség ($I_E = 0$).
U_{CE0}	a kollektor-emitter letörési feszültség nyitott bázis-emitter esetén ($I_B = 0$).
U_{CER}	a kollektor-emitter letörési feszültség bázis-emitter lezáró ellenállás alkalmazásával ($R_{BE} = 100 \Omega$).
U_{CES}	a kollektor-emitter letörési feszültség rövidrezárt bázis-emitter esetén ($U_{BE} = 0$).
U_{EB0}	a emitter-bázis letörési feszültség ($I_C = 0$).
I_C	a kollektor áram maximális középértéke.
I_{CM}	a kollektor áram csúcsértéke.
I_B	a bázis áram maximális középértéke.
I_B	a bázis áram csúcsértéke.
P_{tot}	maximális disszipációs teljesítmény, ha a tokhőmérséklet $T_C \leq 25 \text{ C}^\circ$.
T_{jM}	a maximális réteg hőmérséklet.
R_{thjc}	a belső hőellenállás a réteg és a tok között.
I_{CEV}	a kollektor-emitter maradékáram, a tranzisztor kikapcsolt állapotában negatív bázis-emitter feszültség esetén.
U_{CEsat}	a kollektor-emitter maradékfeszültség (szaturációs feszültség).
U_{CEsus}	kollektor-emitter letörési feszültség.
t_d	bekapcsolás késleltetési idő.
t_r	felfutási idő.
t_s	töltéstárolási idő.
t_f	lefutási idő.



2.24. ábra. A nyitóirányú biztonságos működés tartománya (FBSOA)

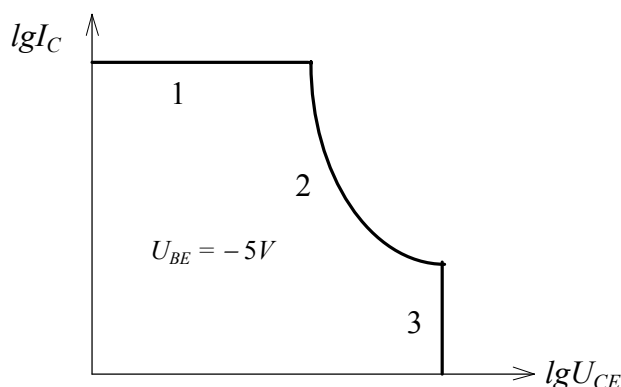
FBSOA (*Forward biased safe operating area*) a nyitóirányú biztonságos működés tartománya. A bázis-emitter *pn* átmenet nyitóirányú igénybevétele esetén a maximálisan megengedett áram, a maximális kollektor-emitter feszült-

ség, a veszteségi teljesítmény és a szekunder letörés határokat adja meg a kimeneti karakterisztikában. Az $U_{CE} - I_C$ diagramon a tranzisztorra maximálisan megengedett jellemzők a logaritmikus léptékű ábrázolás miatt egyenes határolóvonalakat adnak. Erre az üzemmódra vonatkozó határ-
 adatok a 2.24. ábrán láthatók.

- 1 a maximálisan megengedett kollektoráram.
- 2 a maximálisan megengedhető hőveszteség.
- 3 a másodlagos (szekunder) letörés tartománya.
- 4 a maximálisan megengedett kollektor-emitter feszültség.

A diagram a dc egyenáramú terhelésen kívül a különböző t_p impulzus időkhöz tartozó határadatokat is tartalmazza.

RBSOA (*Reverse biased safe operating area*) a záróirányú biztonságos működés tartománya. A tranzisztor kikapcsolásakor a bázisáram megszűnése után általában záróirányú feszültség kerül a bázis-emitter átmenetre, a kikapcsolási folyamat meggyorsítása miatt. Erre az üzemmódra vonatkozó határadatok a 2.25. ábrán láthatók az U_{BE} bázis-emitter feszültség függvényében.



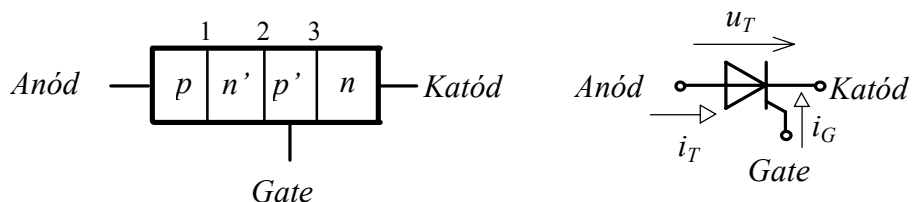
2.25. ábra. A záróirányú biztonságos működés tartománya (RBSOA)

- 1 a maximálisan megengedett kollektoráram (a kikapcsolás előtt).
- 2 másodlagos letörés.
- 3 a záróirányú bázisfeszültségtől függő letörési feszültség.

Mind a nyitóirányú, mind a záróirányú biztonságos működés tartománya állandó tokhőmérsékletre vonatkozik.

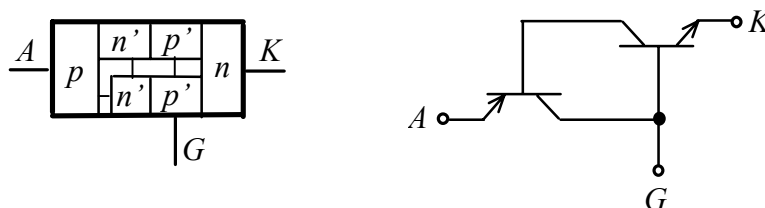
2.4. TIRISZTOROK

A tirisztorok négyrétegű félvezető eszközök. A szilícium egykristály lapkán kialakított négy réteg felváltva p és n típusú, de különböző mértékben szennyezett. A $pn'p'n$ sorrendű átmenetek közül a p réteghez az *anód*, az n réteghez a *katód* kivezetés csatlakozik, míg a p' réteg kivezetése a *gate* vezérlőelektróda. A tirisztor sematikus felépítése és a jelképi jelölése a 2.26. ábrán látható.



2.26. ábra. A tirisztor sematikus felépítése és jelképi jelölése

A tirisztorok nyitóirányú működése visszavezethető két komplementer tranzisztor működésére, ahol az $n'p'n$ tranzisztor kívülről vezérelhető. A helyettesítést a 2.27. ábra szemlélteti.



2.27. ábra. A tirisztor helyettesítése tranzisztorokkal

A tirisztor az anód és a katód közé kapcsolt külső feszültség polaritásától függően különbözőképpen viselkedik.

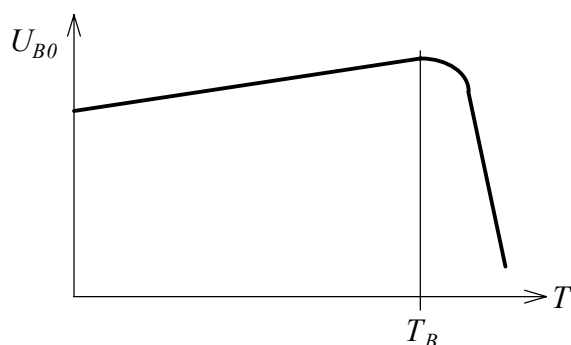
Záróirányú feszültségigénybevétel

Ha az anódra a katódhoz képest negatív feszültség jut, a tirisztoron csak kis értékű záróirányú áram folyik. A záróirányú feszültség-áram jelleggörbe menete gyakorlatilag megegyezik a dióda záróirányú karakterisztikájával. A negatív anódfeszültség hatására a tirisztor szerkezetben az 1-es és a 3-as átmenet igénybevétele záróirányú. A zárófeszültség nagyrésze az 1-es átmenetre jut, mivel a 3-as réteg zárótulajdonsága sokkal rosszabb. A záróirányú áram nagyságát a vezérlőelektródán átfolyó áram is befolyásolja. A vezérlőáram hatására a záróirányú áram is megnövekszik és annál nagyobb lesz, minél nagyobb a vezérlőáram. Ilyenkor az egyidőben fellépő nagy záróirányú áram és nagy záróirányú feszültség nagy veszteséget okoz, a fejlődő hő következtében a tirisztor tönkremehet. Ez a veszély csökkenthető a tirisztor vezérlőjelének letiltásával a záróirányú igénybevétel alatt.

Nyitóirányú feszültségigénybevétel

Ha az anódra a katódhoz képest pozitív feszültség jut és a vezérlőelektródán nem folyik áram, ekkor a tirisztor középső, 2-es átmenetére jut zárófeszültség, és az elemen kis értékű vezetőirányú záróáram folyik. A pozitív anódfeszültséget növelve, az U_{B0} billenési feszültség határértékénél az anódáram növekedni kezd, az elemen belüli pozitív visszacsatolás miatt az anódfeszültség lecsökken és a továbbiakban az elem úgy viselkedik, mint egy vezetőirányban igénybevett dióda. Ez a tirisztor bekapcsolt állapota. Ezt a bekapcsolási módot lehetőleg kerülni kell, mert a tirisztor meghibásodásához vezethet.

A billenési feszültség hőfokfüggő. A hőmérséklet emelkedésével kezdetben a billenési feszültség kis mértékben növekszik, majd az ún. billenési hőmérséklet (T_B) felett meredeken csökken. Ez azt jelenti, hogy a tirisztor vezérlőjel nélkül, csak a hőmérsékletének növelésével is bekapcsolható (2.28. ábra).



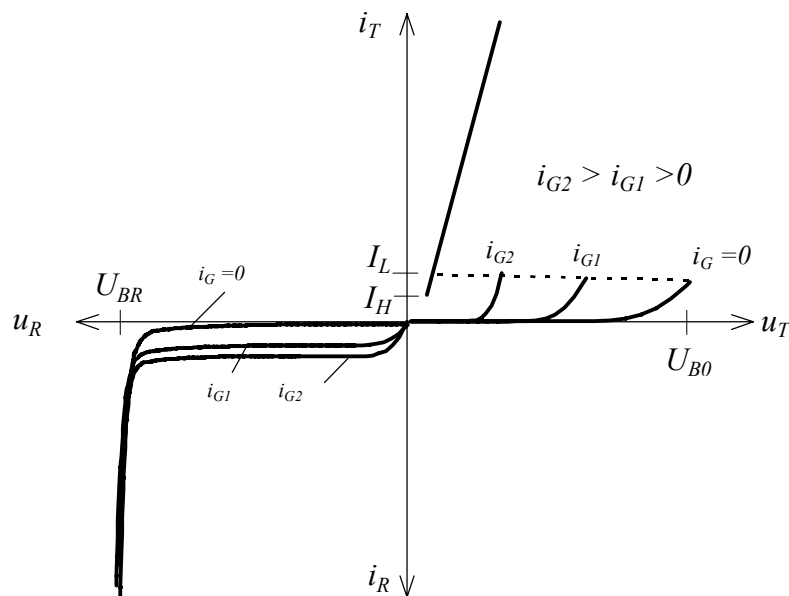
2.28. ábra. A tirisztor billenési feszültségének hőfokfüggése

Ez nem okoz közvetlen meghibásodást a tirisztor szerkezetben, ha a hőmérséklet lecsökken, a tirisztor ismét vezérelhetővé válik. A billenési hőmérséklet túllépésével mégsem célszerű a tirisztort bekapcsolni, mert a bekapcsolás időpontjában nagy az anódfeszültség, és a kis keresztmetszeten meginduló áram a félvezető elemet tönkretelheti.

2.4.1. A tirisztorok bekapcsolása

A tirisztor üzemszerű bekapcsolásához az anód-katód nyitóirányú feszültsége mellett vezérlőáram is szükséges. Ha a vezérlőelektródára pozitívabb feszültség jut a katódhoz képest, a vezérlőkörön áram folyik. A vezérlőáram hatására a 3-as átmenetbe tartozó $p'n$ rétegben a töltéshordozók száma megnövekszik és rövid idő elteltével eléri a 2-es átmenetet, ahol a záróirányban igénybevett átmenet villamos tere átsodorja azokat az n' rétegbe. Az átlépő elektronok hatására lecsökken az átmenetre jutó feszültség. Az 1-es és a 3-as átmenet nyitóirányú feszültségigénybevétele miatt egyre több lesz a töltéshordozó, így a 2-es átmenet tértöltése és

az átmenetre jutó feszültség tovább csökken. Végül a nyitóirányban igénybevett 1-es és 3-as réteg úgy elárasztja töltéshordozókkal a 2-es átmenetet, hogy annak igénybevétele is nyitóirányú lesz és a tirisztor bekapcsol. A tirisztor feszültség-áram karakterisztikája a 2.29. ábrán látható.

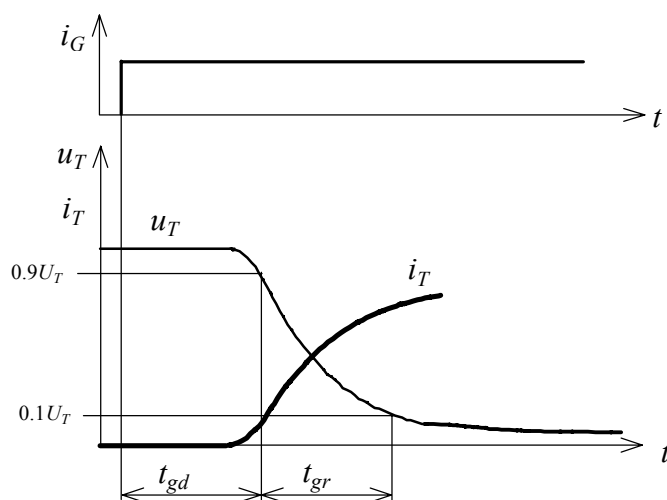


2.29. ábra. A tirisztor feszültség-áram karakterisztikája

A tirisztorban az áramvezetés a vezérlőáram hatására a vezérlőelektróda közvetlen környezetében indul meg és a diffúzió valamint a villamos tér hatására fokozatosan terjed szét a teljes keresztmetszetben. A szétterjedés sebessége kb. $0,1 \text{ mm}/\mu\text{s}$. Amíg a teljes keresztmetszet vezetővé nem válik, az áramsűrűség helyileg megnövekszik, ezáltal a veszteség is nagyobb lesz, a tirisztor túlmelegszik. Ennek elkerülésére a nyitóirányú áram di_T/dt változási sebességét olyan értékre kell korlátozni, amely még nem okoz megengedhető többletvesztést. Ha a terhelőkör árammeredeksége nagyobb, mint a megengedett érték, legtöbbször telítődő fojtótekerccsel késleltetik az áramnövekedést.

Bekapcsolás után a tirisztor anódárama a vezérlőárammal többé már nem befolyásolható. Ezért a tirisztor olyan áramimpulzussal is vezérelhető, amelynek időtartama hosszabb, mint a bekapcsoláshoz szükséges idő, de a bekapcsolt állapot vezérlőjel nélkül is fennmarad, ha az anódáram nagysága meghaladja az I_L dinamikus tartóáram értékét.

A vezérlőáram megindulása után a tirisztor bekapcsolása nem pillanatszerű. A bekapcsolási folyamat a 2.30. ábrán látható.



2.30. ábra. A tirisztor bekapcsolási folyamata

A vezérlőjel megjelenése után az anódfeszültség csak a t_{gd} gyújtáskésési idő után kezd észrevehetően csökkenni, majd a t_{gr} átkapcsolási idő alatt éri el a kezdeti értékének 10 %-át. A gyújtáskésési idő a vezérlőáram nagyságával és meredekségével befolyásolható: meredekebb és nagyobb amplitúdójú vezérlőárammal csökkenthető a gyújtáskésési idő. Erre akkor van elsősorban szükség, ha több tirisztort kell sorba vagy párhuzamosan kapcsolni.

A nyitóirányú feszültség meredek növekedése is a tirisztor bekapcsolásához vezet. Amikor az anódfeszültség pozitív irányban növekedni kezd, a 2-es átmenetben a záróréteg szélesedik. E szélesedés hatására a töltéshordozók az 1-es és a 3-as átmeneten távoznak, ezért olyan a hatásuk, mintha vezérlőáram folyna. A meredek nyitóirányú feszültségnövekedés hatására bekövetkező bekapcsolás során a nagyfokú helyi túlmelegedés miatt a tirisztor meghibásodhat, ezért a megengedhető du_T/dt értéket is korlátozni kell. A megengedhető du_T/dt értéket befolyásolja a nyitóirányú feszültség pozitív vagy negatív kezdeti értéke is.

2.4.2. A tirisztorok kikapcsolása

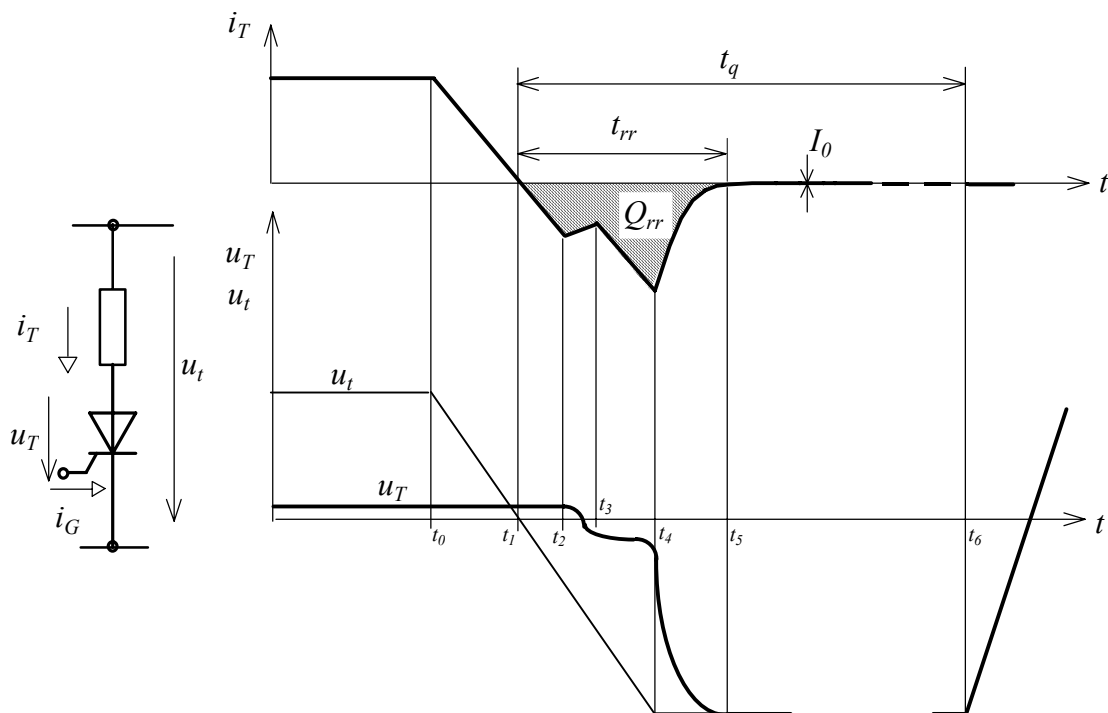
A tirisztor akkor kapcsol ki, ha árama az I_H tartóáram értéke alá csökken, majd utána megfelelő ideig negatív zárófeszültség jut rá.

A kikapcsolási folyamat két részre bontható:

- a) a záróirányú záróképesség elérése (t_{rr}),
- b) a nyitóirányú záróképesség visszanyerése (t_q).

A tirisztor kikapcsolási folyamata a 2.31. ábrán látható. Amíg a tirisztor vezet, a tirisztorban nagy számú töltéshordozó biztosítja az áramvezetést. Az u_t tápfeszültség megváltozásának hatására a nyitóirányú áram a t_0 időpillanattól csökkenni kezd az áramkör impedanciája által meghatározott meredekséggel. A belső pn rétegben a

töltéshordozó-sűrűség megváltozása csak késve követi az áram csökkenését. A t_1 időpontban a tirisztor árama nulla lesz, de az egyes rétegekben tárolt töltéshordozók miatt az átmenetek vezetőképessége nem változik, az áram negatív irányban, változatlan meredekséggel tovább folyik. Ez a záróirányú áram töltéshordozókat távolít el a pn átmenetektől. Mivel a tirisztorban az n' réteg vastagsága nagyobb, mint a p' rétegé, ezért a t_2 időpontban a 3-as átmenet közelében csökken le a töltéshordozó-sűrűség, így az átmenet feszültséget tud magára venni. A tirisztor anód-katód kivezetéseire jutó feszültség záróirányú lesz, és a t_3 időpontban eléri a 3-as átmenet letörési feszültségét, ami kb. 10 V nagyságrendű. A $t_3 - t_2$ időtartamban a záróirányú áram értéke csökken, majd a korábbi meredekséggel tovább növekszik. Az elszállított töltéshordozók miatt az 1-es átmenetben is lecsökken a töltéshordozó-sűrűség, és a t_4 időponttól kezdődően ez az átmenet is zárófeszültséget tud magára venni. Ekkor a záróirányú áram exponenciális függvény szerint az állandósult állapotnak megfelelő I_0 értékre csökken. A tirisztor a t_5 időpontban csak a záróirányú záróképességét nyeri vissza, mivel a belső rétegekben többlet töltéshordozók maradnak, amelyek csak rekombinációval tudnak megszűnni.



2.31. ábra. A tirisztor kikapcsolási folyamata

A t_1 és t_5 időpont között eltelt idő a t_{rr} záróirányú szabaddáválási idő. A tirisztorra pozitív anódfeszültség csak akkor juthat, ha a rekombináció befejeződött. Az áram

nullaátmenete (t_1 időpont) és a nyitóirányú záróképesség kialakulása (t_6 időpont) között eltelt idő a t_q *nyitóirányú szabaddáválási idő*.

Ha a terhelőkör induktivitást is tartalmaz, akkor a $t_4 - t_5$ tartományban az áram gyors változása az induktivitáson nagy túlfeszültséget okozhat, amely hozzáadódik a külső feszültséghez és a tirisztorra veszélyes értéket is elérhet. Ahhoz, hogy a tirisztorra ne jusson veszélyes túlfeszültség, a tirisztorral párhuzamosan soros RC védőtagot kell kapcsolni. Az RC tag méretezéséhez a záróirányban elszállított Q_{rr} töltésmennyiség nagyságának ismerete szükséges.

A nyitóirányú szabaddáválási idő értéke elsősorban a töltéshordozók élettartamától függ, de más mennyiségek is befolyásolják. A jelentősebb tényezők a következők.

- A réteghőmérséklet növekedése a t_q nyitóirányú szabaddáválási időt növeli.
- A nyitóirányú áram amplitúdója és az áramcsökkenés meredeksége is befolyásolja a nyitóirányú szabaddáválási időt, nagyobb amplitúdó és meredekebb áram növeli az értékét.
- A záróirányú szabaddáválási idő után a tirisztorra jutó negatív zárófeszültség növelésével jelentősen csökkenthető a nyitóirányú szabaddáválási idő. Ez a befolyás különösen jelentős a 0 – 50 V feszültségtartományban.

2.4.3. A tirisztorok veszteségei

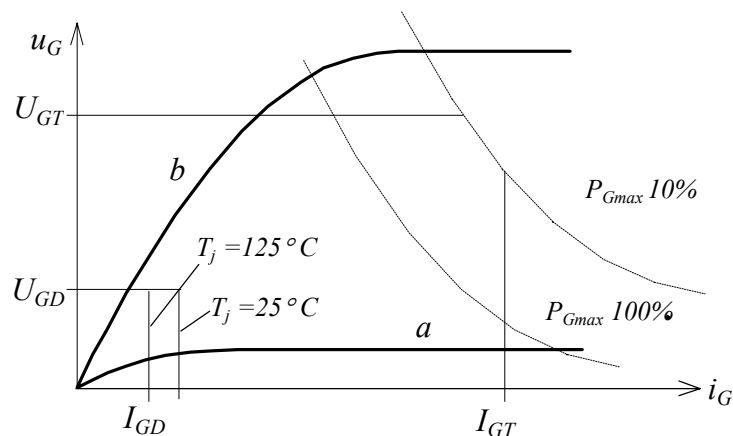
A tirisztor vesztesége a nyitóirányú, a záróirányú, a vezérlőköri és az átkapcsolási veszteségekből adódik. A nyitóirányú veszteség meghatározása a 2.2.4. fejezetben ismertetett dióda veszteségszámításával megegyezik, mivel bekapcsolt állapotában a tirisztor jelleggörbéje a dióda nyitóirányú jelleggörbéjével közel azonos.

A tirisztor záróirányú vesztesége elhanyagolható a nyitóirányú veszteséghez képest a záróirányú áram kis értéke miatt. A vezérlőköri veszteség szintén nem jelentős, de a vezérlőkörre megengedett értéket nem haladhatja meg. Az átkapcsolási veszteségek meghatározásához az áram és a feszültség időbeli változását kell ismerni, kis frekvencián azonban a teljes veszteséghez képest ez az összetevő is elhanyagolható.

2.4.4. Vezérlőköri jellemzők

A tirisztor vezérlőkörének jellemző mennyiségeit a vezérlőkör nyitóirányú áramfeszültség jelleggörbéjében szokás megadni. A 2.32. ábrán a gyártási szórást figyelembevevő (a , b) jelleggörbe-sávban bejelölt U_{GD} és I_{GD} adatok azok a legkisebb vezérlőfeszültség–vezérlőáram értékek, amely értékek által határolt területen kívül eső vezérlőköri munkapontban a bekapcsolás mindig bekövetkezik. Mivel a tirisztor bekapcsolásához szükséges vezérlőáram függ a réteghőmérsék-

lettől is, a jelleggörbén a különböző hőmérséklethez tartozó áramhatárok is megtalálhatók.



2.32. ábra. A tirisztor vezérlőköri jellemzői

A vezérlőkör megengedhető veszteségét a 2.32. ábrán feltüntetett $P_{Gmax} = U_G I_G$ veszteségi hiperbolák határolják. A veszteségi hiperbolák különböző százalékos vezetési időkhöz tartoznak. A megengedhető maximális veszteségen kívül a vezérlőfeszültség és a vezérlőáram nagysága is korlátozva van (U_{GT} , I_{GT}).

2.4.5. A tirisztorok típusai

A tirisztorok felépítésük, működés módjuk és felhasználhatóságuk alapján négy nagyobb csoportba sorolhatók:

- hálózati tirisztorok,
- gyors tirisztorok,
- fényvezérlésű tirisztorok,
- oltható tirisztorok.

2.4.5.1. Hálózati tirisztorok

A hálózati (normál) tirisztorok azokban az áramkörökben használhatók, ahol nagy feszültség, nagy áramigény mellett a kapcsolási frekvencia a hálózati frekvencia nagyságrendjébe esik. Ezeknél az elemeknél a fejlesztés a kapcsolási teljesítmény, a feszültség- és árammeredekség értékeinek növelésére irányult.

A hálózati tirisztorok jelenlegi határadatai:

feszültség: $U = 4 \dots 5 \text{ kV}$,

áram: $I = 4 \dots 5 \text{ kA}$,

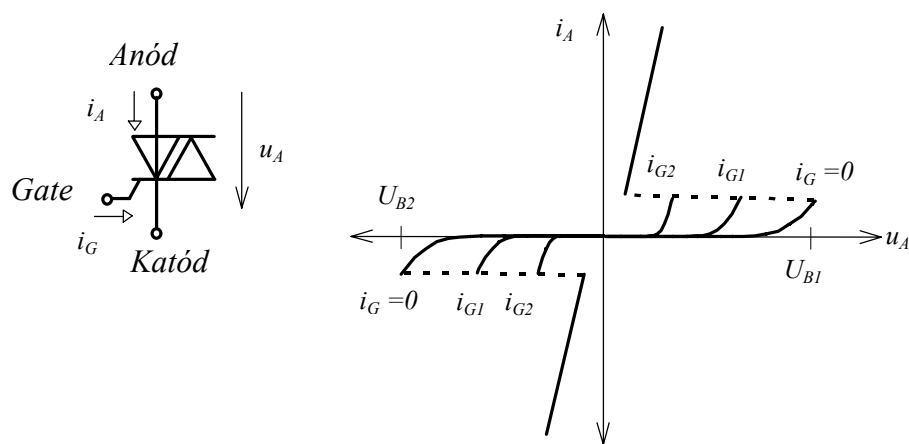
nyitóirányú feszültség meredeksége: $\left. \frac{du_T}{dt} \right|_{cr} = 20 \dots 1000 \frac{V}{\mu s},$

nyitóirányú áram meredeksége: $\left. \frac{di_T}{dt} \right|_{cr} = 20 \dots 1000 \frac{A}{\mu s},$

nyitóirányú szabaddáválási idő: $t_q = 50 \dots 400 \mu s.$

A megengedhető feszültség- és árammeredekség értékének a növelése az áramkörök védelmének az egyszerűsítését tették lehetővé.

A hálózati tirisztorok egy speciális csoportját alkotják az egykristályon belül kialakított ellenpárhuzamos tirisztorpárok, a *TRIAK*-ok (2.33. ábra).



2.33. ábra. A triak jelképi jelölése és a feszültség-áram karakterisztikája

Általában olyan a felépítésük, hogy mind pozitív, mind negatív vezérlőárammal bekapcsolhatók akár az anód, akár a katód pozitív a másikkhoz képest. Mivel a feszültség- és árammeredekségük erősen korlátozott, csak kisebb teljesítményű és kevésbé igényes átalakító kapcsolásokban nyernek alkalmazást.

A triak-ok jelenlegi határadatai:

feszültség: $U = 2 \text{ kV},$

áram: $I = 300 \text{ A},$

nyitóirányú szabaddáválási idő: $t_q = 50 \dots 400 \mu s.$

2.4.5.2. Gyorstirisztorok

A tirisztorok kikapcsolási tulajdonságára a nyitóirányú szabaddáválási idő a jellemző. Ennek a jellemzőnek a csökkentésével létrejöttek a gyorstirisztorok, amelyeknek a szabaddáválási ideje egy nagyságrenddel kisebb, mint a hálózati tirisz-

toroké. A kisebb nyitóirányú szabaddáválási időhöz (t_q) kisebb záróirányú szabaddáválási idő (t_{rr}) tartozik és így csökken a tirisztor kikapcsolási vesztesége is.

A bekapcsolási veszteségek csökkentésére fejlesztették ki az osztott (distributed) vagy interdigitális vezérlőelektrodájú tirisztor típusokat. Az ilyen felépítésű tirisztorokban rövidebb idő szükséges ahhoz, hogy az áramvezetés a teljes keresztmetszetre kiterjedjen, így nagyobb az elemre megengedhető árammeredekség érték. A jelenlegi határadatok:

feszültség: $U = 2 \dots 3 \text{ kV}$,

áram: $I = 1 \dots 1,5 \text{ kA}$,

nyitóirányú feszültség meredeksége: $\left. \frac{du}{dt} \right|_{cr} = 1000 \frac{V}{\mu s}$,

nyitóirányú áram meredeksége: $\left. \frac{di}{dt} \right|_{cr} = 1000 \frac{A}{\mu s}$,

nyitóirányú szabaddáválási idő: $t_q = 5 \dots 25 \mu s$.

A gyors tirisztorok csoportjába tartozik néhány speciális tirisztor típus, amelyek kifejlesztésénél egyaránt a szabaddáválási idő csökkentése, a kapcsolási frekvencia növelése volt a cél.

a) Vezérlőelektrodával segített kikapcsolású tirisztorok (GATT)

A nyitóirányú szabaddáválási idő tovább csökkenthető, ha a tirisztor kikapcsolásakor a vezérlőelektrodára záróirányú feszültséget kapcsolnak, aminek amplitúdója kisebb a katód-vezérlőelektroda letörési feszültségénél. Ez a vezérlési mód különösen az osztott vagy interdigitális vezérlőelektrodájú tirisztorokban hatásos. Az így kiképzett tirisztorokat vezérlőelektrodával segített kikapcsolású tirisztoroknak (Gate Assisted Turn off Thyristor) nevezik.

A jelenlegi határadatok:

feszültség: $U = 2 \dots 3 \text{ kV}$,

áram: $I = 1 \dots 1,5 \text{ kA}$,

nyitóirányú feszültség meredeksége: $\left. \frac{du}{dt} \right|_{cr} = 1000 \frac{V}{\mu s}$,

nyitóirányú áram meredeksége: $\left. \frac{di}{dt} \right|_{cr} = 1000 \frac{A}{\mu s}$,

nyitóirányú szabaddáválási idő: $t_q = 5 \dots 25 \mu s$.

b) Aszimmetrikus tirisztorok (ASCR)

Az aszimmetrikus tirisztorok (Asymmetrical Silicon Controlled Rectifier) olyan áramkörökben alkalmazhatók, amelyekben a tirisztorok záróirányú feszültségigénybevétele lényegesen kisebb a nyitóirányúnál. Az aszimmetrikus tirisztorok technológiai kialakítása lehetővé teszi a záróirányú feszültségtől független paraméterek: a bekapcsolási idő, a nyitóirányú feszültségesés és a nyitóirányú szabadáválási idő csökkentését. Az aszimmetrikus tirisztorok szabadáválási ideje – az azonos névleges nyitóirányú feszültségű típusokat véve alapul – kb. fele, mint a szimmetrikus tirisztoroké. A nyitóirányú feszültségesése kisebb, mint a normál gyorstirisztoroké, ezért az alkalmazásokban szinte minden gyorstirisztor ASCR. Az aszimmetrikus tirisztorok áram- és feszültség határadatai a normál gyorstirisztorokéval közel azonosak.

c) Záróirányban vezető tirisztorok (RCT)

A záróirányban vezető tirisztor (Reserve Conducting Thyristor) az aszimmetrikus tirisztor és a vele ellenpárhuzamosan kapcsolt dióda elrendezésnek egykristályon belüli megvalósítása. Ennek a tirisztornak több előnyös tulajdonsága van az aszimmetrikus tirisztorral szemben. A legfontosabb, hogy a kapcsolások felépítéséhez kevesebb félvezető elem szükséges, mint a hagyományos elemekkel, ezáltal csökken a kapcsolások mérete és súlya elsősorban azért, mert kevesebb különálló hűtőtönc szükséges. Villamos szempontból előnyös, hogy a tirisztor-dióda körnek az egykristályon belül nincs induktivitása, ezért alkalmazásukkor kedvezőbb működési feltételek adódnak, mint a diszkrét elemekkel felépített kapcsolásokban.

Korlátozza az RCT-k alkalmazását, hogy az elemen belül kötött a tirisztor és a dióda áramterhelhetőségének aránya, ezért ezeket az elemeket eleve berendezésorientáltan tervezik. A záróirányban vezető tirisztorok áram- és feszültség határadatai szintén a normál gyorstirisztorokéval azonosak.

2.4.5.3. Fényvezérlésű tirisztorok

A fényvezérlésű tirisztorokban a bekapcsolást a félvezetőréteg közvetlen megvilágítása indítja el. Elsősorban nagyfeszültségű berendezések hálózati tirisztoraiként alkalmazhatók előnyösen, mert a nagyszámban sorbakapcsolt tirisztorok vezérlőegységei potenciálisan egyszerűen leválaszthatók.

A fényvezérlésű tirisztorok határadatai:

feszültség: $U = 5 \dots 7 \text{ kV}$,

áram: $I = 1 \dots 1,5 \text{ kA}$,

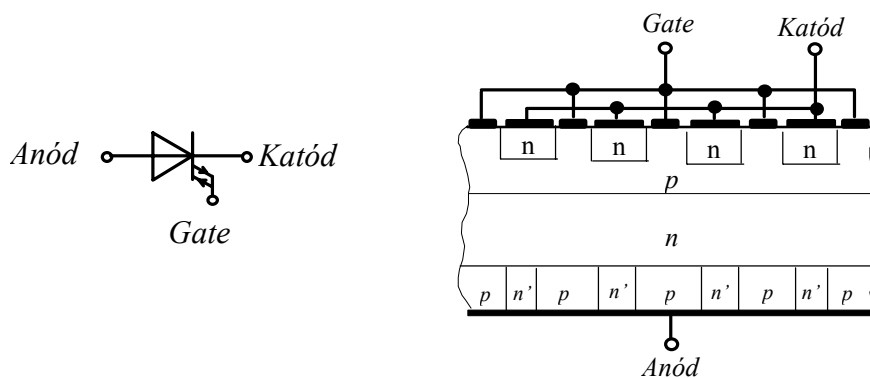
nyitóirányú feszültség meredeksége: $\left. \frac{du}{dt} \right|_{cr} = 1500 \dots 2000 \frac{V}{\mu s}$,

nyitóirányú áram meredeksége: $\left. \frac{di}{dt} \right|_{cr} = 250 \dots 500 \frac{A}{\mu s}$,

nyitóirányú szabaddáválási idő: $t_q = 50 \dots 400 \mu s$.

2.4.5.4. Oltható tirisztorok (GTO)

A tirisztorok előnyös tulajdonsága, hogy a felhasználó által meghatározott időpontban vezérlőjel segítségével bekapcsolhatók. A kikapcsolása viszont vezérlőjellel nem befolyásolható, ez sok esetben hátrányt jelent. A teljesítményfélvezetők fejlesztésének eredményeként megjelentek a vezérlőelektrodával kikapcsolható tirisztorok, a *GTO*-k (Gate Turn off Thyristor).

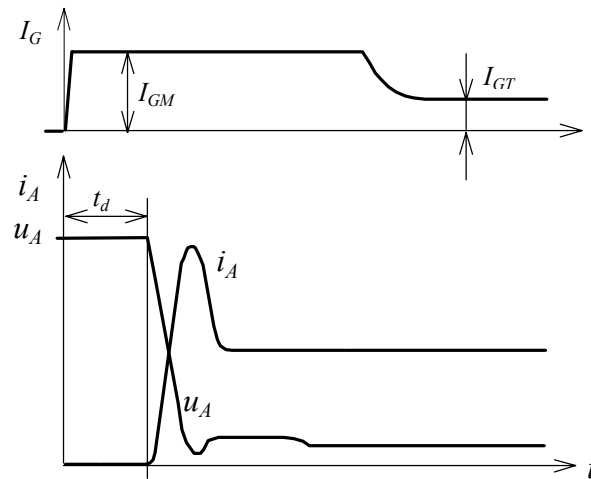


2.34. ábra. A *GTO* jelképi jelölése és szerkezeti felépítése

A *GTO* megtartja a tirisztor négyréteges struktúráját (2.34. ábra) és szennyezési profilját, azonban néhány jelentős eltérés is van a szerkezeti kialakításban.

- A gate- és katód osztott elektródás kialakításúak, de nagymértékben egymásba vannak integrálva.
- A *GTO* *p* típusú anódtartományában szabályos közönléteként *n'* tartományok vannak integrálva, hogy érintkezést teremtsenek az *n* réteggel. Az *n'* tartományokat ugyanaz a fémezés borítja, mint a *p* típusú anódot, ami az ún. anódösszekötést eredményezi. Az anódösszekötésnek a kikapcsolás gyorsításában van szerepe, de ezáltal a *GTO* csak kis záróirányú feszültséggel vehető igénybe. Nagy zárófeszültségű típusokat anódösszekötés nélkül készítenek.

A *GTO* nyitóirányú feszültség mellett pozitív vezérlőjellel kapcsolható be. A nyitóirányú jelleggörbéje, a bekapcsolási tulajdonságai a tirisztoréhoz hasonló. A bekapcsolás alatt a vezérlőáram di_G/dt meredekségének és az I_{GM} csúcserőértékének elegendően nagyoknak kell lennie ahhoz, hogy a teljes keresztmetszet részt vehessen az áramvezetésben, ellenkező esetben helyi túlmelegedések miatt a *GTO* meghibásodhat. A *GTO* bekapcsolási folyamatai a 2.35. ábrán láthatók.



2.35. ábra. A GTO bekapcsolási folyamata

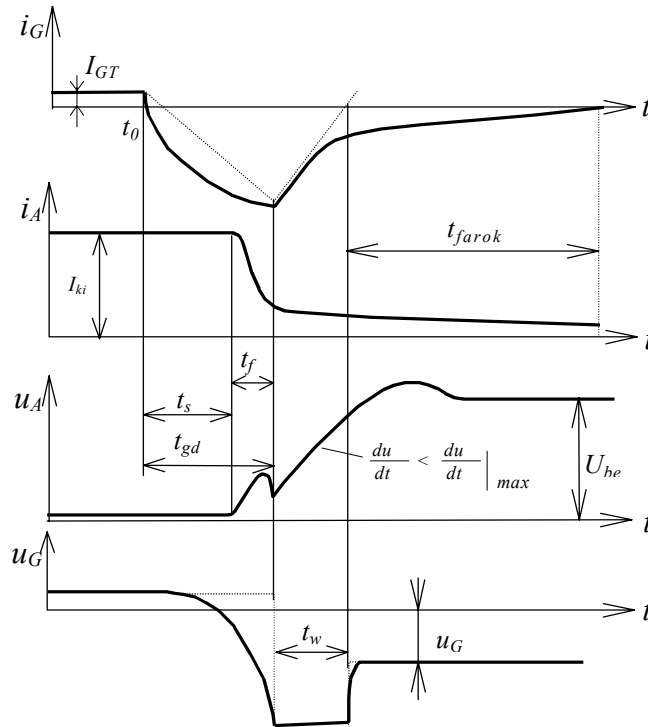
A pozitív vezérlőáram nagy I_{GM} értékét a bekapcsolás folyamata alatt fenn kell tartani, majd azt követően a GTO teljes vezetési ideje alatt folyamatos I_{GT} vezérlőáramra van szükség a nem kívánatos kikapcsolás megelőzésére.

A bekapcsolás után az áramvezetés mindaddig fennmarad, amíg a vezérlőelektrodára negatív kikapcsolási impulzus nem érkezik, illetve amíg a terhelő áram értéke meghaladja a tartóáram értékét. A bekapcsolás során létrejövő lokális teljesítményveszteségek okozta túlmelegedések kiegyenlítése érdekében egy meghatározott minimális ideig ($\sim 25 \mu s$) a GTO-t nem szabad kikapcsolni.

A kikapcsoláshoz szükséges negatív vezérlőköri oltóáram kb. az anódáram $\frac{1}{3} \dots \frac{1}{5}$ része, az oltóköri feszültség néhányszor 10 V. A negatív vezérlőáram di_G/dt meredekségének szintén nagyoknak kell lennie ahhoz, hogy a negatív vezérlőáram megjelenésétől az anódáram csökkenésének kezdetéig tartó töltéstárolási idő rövid, a vezérlőköri veszteség pedig kicsi legyen. A túl nagy di_G/dt érték azonban azt eredményezi, hogy az anódáram a kikapcsolási folyamat végén lassan csökken nullára, ún. "farok" áram alakul ki. A megfelelő negatív vezérlőáram meredekség a negatív vezérlőfeszültség ismeretében a vezérlőkörbe iktatott induktivitással állítható be. A kikapcsolási folyamat a 2.36. ábrán látható.

A kikapcsolási folyamat a $t = t_o$ időpontban kezdődik, amikor a vezérlőáram a pozitív I_{GT} értékről negatív irányúvá válik. A vezérlőáram megjelenése után a töltéstárolási idő elteltével az anódáram csökkenni kezd, majd t_f lefutási idő alatt eléri a 10%-os értékét. Ezzel egyidőben az anódfeszültség növekedni kezd és a t_f idő végére a gate-katód átmenet visszanyeri a záróképességét, az u_G gate-katód feszültség negatív irányban növekedni kezd. Emiatt a negatív vezérlőáram gyorsan csökken. A gyors áramváltozás a vezérlőkör induktitásain feszültséget indukál és ez a feszültség a vezérlőáramot továbbra is fenntartja, a gate-katód átmenet lavinaletörésbe kerül. Ez azt eredményezi, hogy a töltéshordozók nagy része t_W idő alatt

eltávozik az átmenetből. Egy kis értékű anódáram azonban továbbra is folyik, ez az áramfarok a t_{farok} farokidő alatt csökken a teljes kikapcsolásnak megfelelő értékre. Kikapcsolás után a *GTO*-t egy meghatározott (kb. μs) ideig nem szabad újra bekapcsolni, mert az eszköz tönkre mehet.



2.36. ábra. A *GTO* kikapcsolási folyamata

A negatív vezérlőáram által elindított kikapcsolási folyamat 1...15 μs nagyságrendű, ezért magasabb kapcsolási frekvenciával működtethető, mint a tirisztor. A *GTO*-k a kapcsolási frekvencia szempontjából a bipoláris tranzisztorok versenytársai azzal az előnnyel, hogy nagyobb lehet a megengedhető feszültség- és áramigénybevételük.

A *GTO*-k határadatai:

feszültség: $U = 3,5 \text{ kV}$,

áram: $I = 1,5...2,5 \text{ kA}$,

nyitóirányú feszültség meredeksége: $\left. \frac{du}{dt} \right|_{cr} = 1000 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$,

nyitóirányú áram meredeksége: $\left. \frac{di}{dt} \right|_{cr} = 500 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$,

nyitóirányú szabaddáválási idő: $t_q = 1...15 \mu\text{s}$.

2.4.6. A tirisztorok határadatai, katalógusadatok

A tirisztor nyitóirányú megengedhető feszültségének maximális értékét az $I_G = 0$ vezérlőáramhoz tartozó U_{BO} billenési feszültség, a záróirányú maximális feszültséget pedig az U_{BR} letörési feszültség értéke korlátozza. A katalógusok a tirisztorra megengedhető feszültségértékeket mindig a maximálisan megengedhető réteghőmérsékletre adják meg. A tirisztor működése csak adott hőmérséklettartományban biztosított, ezért a megengedhető áramértékeket a maximális réteghőmérséklet, illetve a tirisztor veszteségei szabják meg.

A fontosabb katalógusadatok:

U_{DRM}	az ismétlődő nyitóirányú csúcsfeszültség.
U_{RRM}	az ismétlődő záróirányú csúcsfeszültség.
U_{RSM}	a nem ismétlődő záróirányú csúcsfeszültség (lökőfeszültség).
I_{TRMS}	a nyitóirányú áram effektív értéke.
I_{TAV}	a nyitóirányú áram középértéke.
I_{TSM}	a nyitóirányú lökőáram.
$\int i^2 dt$	a határterhelési integrál.
$\left. \frac{di_T}{dt} \right _{cr}$	a nyitóirányú áram felfutási meredekségének kritikus értéke.
$\left. \frac{du_T}{dt} \right _{cr}$	a nyitóirányú feszültség felfutási meredekségének kritikus értéke.
U_T	a nyitóirányú feszültségesés.
$U_{T(TO)}$	küszöbfeszültség.
r_T	a nyitóirányú helyettesítő ellenállás.
I_{GT}	vezérlőáram.
U_{GT}	vezérlőfeszültség.
I_L	a dinamikus tartóáram. Az a minimális nyitóirányú áram, amely a tirisztort a vezérlőáram megszűnte után bekapcsolt állapotban tartja.
I_H	tartóáram. Az a minimális nyitóirányú áram, amely a tirisztort még bekapcsolt állapotban tartja.
i_R	záróirányú áram.
t_{gd}	gyújtáskésleltetési idő.
t_q	nyitóirányú szabaddáválási idő.
R_{th}	hőellenállás.
T_{jmax}	megengedett virtuális réteghőmérséklet.
Q_{rr}	záráskésleltetési tárolt töltés.