

7 Teljesítményelektronikai alkatrészek

A teljesítményelektronikában passzív és aktív alkatrészeket használunk a berendezések megépítéséhez. A fő szerepet az aktív alkatrészek játsszák, ezek vezérelt vagy vezérlés nélküli kapcsolókként működnek. A kapcsolóüzem azért kötelező, mert a veszteségek így szoríthatók elfogadható szint alá.

A teljesítményelektronikában aktív alkatrészekként kezdetben vákuumcsöveket használtak Higanygőz egyenirányítók a XX század elejétől voltak forgalomban. Később jelentek meg a polikristályos félvezetőkkel épített szelén- és réz-oxid egyenirányítók.

A robbanásszerű fejlődés az 50-es évek végén a tirisztor és a teljesítménydióda megjelenésével kezdődött. Tíz évvel később megjelentek a teljesítménytranzisztorok és a *GTO* tirisztorok. Ezzel jelentősen megnövekedett a mesterséges kommutációjú áramkörök alkalmazása. A *MOSFET*-ek és *IGBT*-k kidolgozása újabb lépés volt a mind jobb kapcsolóelemek és a mind jobb hatásfokú átalakítók felé.

A kapcsolóelemek fejlesztésének célja az ideális kapcsoló, melyen nem lépnek fel veszteségek vezetőirányban, magas feszültségeket visel el nyitott állapotban, nagy frekvencián és hőmérsékleten dolgozik, kis energiát használ a kapcsolásra és alacsony ára van. Ilyen kapcsolóelem nincs, de ez a fejlődés iránya.

Az utóbbi években megjelent alkatrészek célja szintén az, hogy minél jobban közelítsenek az ideális kapcsoló fogalmához. Ezek az új alkatrészek a statikus indukciós tranzisztor (*SIT*), statikus indukciós tirisztor (*SITh*) és a *MOS* vezérlésű tirisztor (*MCT*).

7.1 Passzív alkatrészek

A passzív alkatrészeknek másodrangú szerepük van a teljesítményelektronikában, de nélkülük mégsem építhető teljesítményelektronikai berendezés. Mai értelemben a passzív alkatrészek közé soroljuk az összes nem félvezető alapú teljesítményelektronikai alkatrészt.

Egyszerűségük ellenére kellő figyelmet kell fordítani a velük kapcsolatos számításokra és a kiválasztásukra, mert a készülékek használhatósága, megbízhatósága múlhat rajtuk. A következőkben sorra vesszük a fontosabb passzív alkatrészeket, megadva rajzjeleiket, fontosabb paramétereiket, felhasználási területeiket stb.

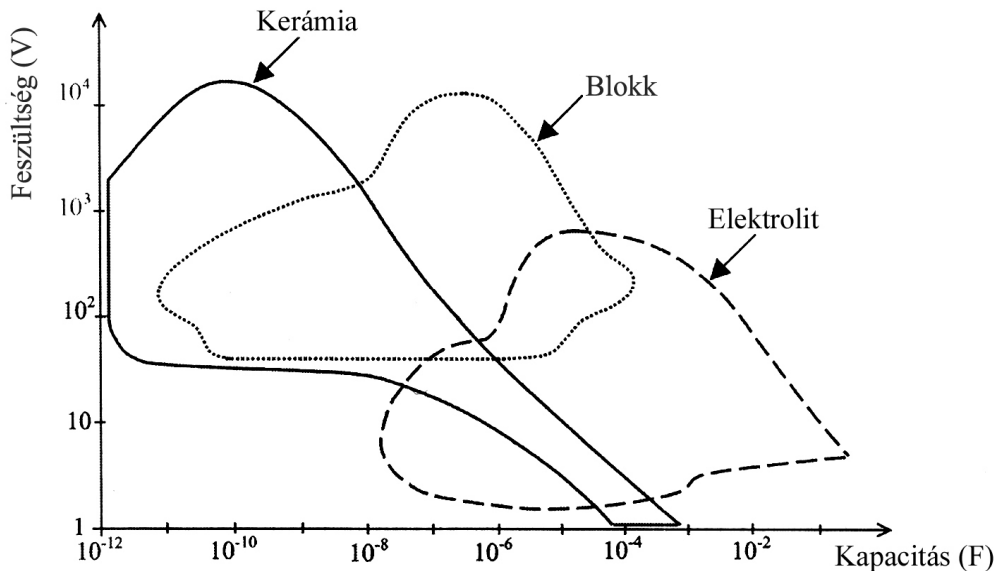
7.1.1 Kondenzátorok

A teljesítményelektronikában nagyon széles körben alkalmazzák a kondenzátorokat. Példaként említjük csak a következőket: energiatárolás, szűrés, túlfeszültség-védelem, kommutáció, kapcsolás könnyítése, teljesítménytényező javítása.

Felépítésüktől függően három csoportra oszthatjuk a kondenzátorokat:

- kerámia-
- blokk-
- és elektrolitkondenzátorok.

Minden fajtára más-más kapacitás és munkafeszültségi adatok jellemzőek (7-1 ábra).



7-1 ábra: A jellegzetes kapacitások és a megengedett munkafeszültségek értékkészlete.

A kondenzátor alapvető funkciója, hogy tárolja az elektromos energiát (töltések formájában). A töltésmennyiség és a tárolt energia a következő képletekkel számíthatók:

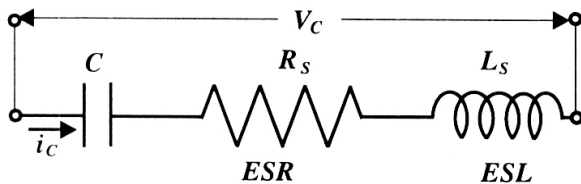
$$Q = CV_c \quad (7-1)$$

$$E_c = \frac{1}{2} CV_c^2 \quad (7-2)$$

A nagyobb tárolókéesség elérése érdekében a kondenzátor tervezésekor minél nagyobb fémfelületeket igyekeznek egymáshoz minél közelebb elhelyezni, minimális vastagságú szigetelőréteg közbeiktatásával, mivel a kapacitás egyenesen arányos az elektróda felületével (S) és fordítottan arányos a szigetelőréteg vastagságával (d):

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{d} \quad (7-3)$$

Általános esetben a kondenzátor a 7-2 ábrán megadott helyettesíthető kapcsolással jellemezhető, ahol R_s az ekvivalens soros ellenállás (gyakran rövidítik ESR -nek), az L_s az ekvivalens soros induktivitás (ESL -nek rövidítik).



7-2 ábra: A kondenzátor helyettesítő rajza.

A soros ellenállás felelős alapvetően a veszteségekért. A kondenzátorok adatlapjain rendszerint nem a soros ellenállás értékét adják meg, hanem a veszteségi tényezőt:

$$\text{tg } \delta = \omega CR_s \quad (7-4)$$

Kerámia és blokkkondenzátorokra az adatlapokon a $\text{tg } \delta$ értéket adják meg, míg az elektrolitkondenzátoroknál rendszerint közvetlenül az ESR ismert. Sajnos a

kondenzátorok természetes hűlésével kapcsolatban általában nem közölnek adatokat, így a veszteségek ismeretében sem dönthető el számítással, hogy adott kondenzátor mekkora váltóáramot illetve váltófeszültséget viselhet el.

A kondenzátor eredő impedanciája a:

$$Z(\omega) = R_s + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C}) \quad (7-5)$$

képlettel számítható, mely kifejezés értéke az ω_r rezonáns frekvencián lesz minimális:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C}} \quad (7-6)$$

Az $\omega < \omega_r$ frekvenciákon az impedancia túlnyomórészt kapacitív jellegű ($\omega L_s \rightarrow 0$), $\omega > \omega_r$ -en pedig induktív jellegű. A kondenzátor alkalmazása rendszerint csak a rezonáns frekvencia alatt célszerű.

Nagy energiátárolási képességekkel az elektrolitkondenzátorok rendelkeznek. Egyik elektródájuk alumínium vagy tantál. Ezen alakítanak ki egy vékony oxidréteget, mely szigetelőként hat. A másik elektróda az elektrolit, illetve az elektrolittal vezető kapcsolatban levő másik fémfelület.

Ezen kondenzátorok hátránya, hogy igen nagy náluk az R_s és L_s érték, melyek kihatnak az átalakítók jellemzőire is. Ezt megelőzendő egy nagyobb kapacitású kondenzátor helyett több kisebb kapacitású, párhuzamosan kötött kondenzátort használnak. Úgyszintén ajánlatos az elektrolitkondenzátorral párhuzamosan kerámia-vagy blokkkondenzátort kötni (ezeknek kicsi az R_s , L_s értékük).

Az elektrolitkondenzátorok további hiányossága, hogy hajlamosak a kiszáradásra, különösen, ha magas hőmérsékleten üzemelnek. A kiszáradás (elektrolitvesztés) következtében elveszik a kapacitás. Ügyelni kell, hogy a belső vagy a külső melegedés hatására az elektrolitkondenzátor ne üzemeljen a gyártó által megadott hőmérsékletnél magasabb hőmérsékleten. Rendszerint a megengedett legmagasabb hőmérséklet $85^\circ C$ vagy $105^\circ C$.

Az elektrolitkondenzátorok belső melegedésének fő oka az ekvivalens soros ellenállás. Ha adott alkalmazásnál az elektrolitkondenzátoron keresztül nagy váltóáram folyik, olyan kondenzátort kell beépíteni, amelyeknek megfelelő kicsi az *ESR*-je.

A tantálkondenzátoroknak nagy specifikus kapacitásuk van, ami annyit jelent, hogy a kis méretekhez és R_s , L_s értékekhez relatív nagy kapacitás tartozik.

A kerámia kondenzátorok szigetelőrétege (ahogy a neve is mondja), valamely kerámia anyagból készül. Ez alapján két fajtát különböztetünk meg:

- Az első csoportba azok a kondenzátorok tartoznak, melyeknek dielektromos állandója $\epsilon_r < 500$. Előnyük, hogy a kapacitás nem függ az alkalmazott feszültségtől, valamint viszonylag kicsik a veszteségek magasabb frekvenciákon ($tg\delta = 0,15\%$, $f = 1\text{ MHz}$ -en). Rezgőkörökben használják őket.
- A másik csoportba tartozó kerámiakondenzátoroknál $1000 < \epsilon_r < 10000$. Előnyük a nagy kapacitás, viszont ez a kapacitásérték nemlineáris függvénye a feszültségnek és a hőmérsékletnek. Veszteségi tényezőjük $tg\delta = 3\%$ körül mozog $f = 1\text{ MHz}$ frekvencián. Elsősorban szűrési feladatokra alkalmasak.

A blokk-kondenzátorok dielektrikuma általában egy vékony filmréteg polipropilénből (*MKP* kondenzátorok), illetve poliészterből (*MKT* kondenzátorok).

Ezeket a kondenzátorokat leggyakrabban impulzusáramkörökben használják, mivel nagy dv/dt értékeket tűnnek. Szűrőáramkörökben a rezonáns frekvencia értékére kell odafigyelni, mert ez felett a szűrőhatás elenyésző. A blokk-kondenzátorok veszteségeit a $tg\delta$ értékkel lehet felbecsülni. A 7-4 definícióból eredően a kondenzátor veszteségi- és reaktív teljesítményének aránya $tg\delta$ számértékével egyenlő.

7.1.2 Tekercsek

A tekercsek olyan elektronikai alkatrészek, amelyek mágneses térükben jelentős energiát halmoznak fel. A mágneses mező a tekercset alkotó vezetőkeken átfolyó áram hatására alakul ki, mértéke a mágneses fluxus (Φ). Lineáris esetben a:

$$\Phi = LI \quad (7-7)$$

összefüggés érvényes, ahol L a tekercs induktivitása, I a tekercs árama.

A tárolt energia mennyisége a:

$$W = \frac{LI^2}{2} \quad (7-8)$$

képlettel számítható.

A tekercset alkotó vezeték általában rézhuzal, lakk szigeteléssel. Attól függően, hogy a tekercs mágneses térében van-e valamilyen ferromágneses anyag vagy nincs, a tekercsek két csoportját különböztetjük meg:

- A légmagos tekercsek vagy öntartók (nincs szükség tekercstestre), vagy mágneses szempontból semleges (papír, műanyag stb.) hordozón készülnek. Rájuk valóban érvényes a 7-7 lineáris összefüggés, telítés, hiszterézis egyáltalán nem jelentkezik. Sajnos, csak viszonylag kis induktivitású tekercseket gazdaságos ilyen módon megvalósítani a nagyobb térfogat illetve a nagyobb veszteségek miatt.

Légmagos tekercsek általában nincsenek előregyártva, hanem a felhasználó készíti őket. Induktivitásuk hengeres elrendezésű tekercseknél a következő tapasztalati képlettel számítható:

$$L = \frac{(\pi ND)^2}{l + 0,45D} 10^{-7} \quad (7-9)$$

ahol N a menetszám, D a belső átmérő, l a tekercs hossza.

A megadott képlet viszonylag hosszú tekercsekre érvényes ($l > 0,3 D$). Rövid (lapos, tárcsaszzerű) tekercs esetén a módosított képlet a következő:

$$L = \frac{(\pi ND)^2}{(l + 0,45D - 0,01 \frac{D^2}{l})} 10^{-7} \quad (7-10)$$

Légmagos tekercseket a teljesítményelektronikai áramkörökben rendszerint olyan esetekben alkalmaznak, ahol az áram csúcsértéke messze meghaladja az effektív értéket. Ez jellemző a tirisztorok oltóköreiben szereplő tekercsekre, de az egyes tranzisztoros áramkörökben a kapcsolást könnyítő tekercsekre is. Nagy áramú tekercseket rézhuzal helyett rézlemez tekercselésével előnyösebb készíteni.

- Ferromágneses mag beiktatásával csökken a szórás, a fluxus egy szűk belső térre korlátozódik, de ott jelentősen megnő a mágneses indukció és növekszik a tekercs energiatároló képessége.

Fontos megemlíteni, hogy általában nem előnyös, ha a mag teljesen körülzárja a tekercset, valamekkora légrésre szükség van. A mag szerepe, hogy összegyűjtse a teret, de az energiatelítési jórészt a légrésben történik.

A mag beiktatása hátrányokkal is jár: járulékos veszteségek jelentkeznek a ferromágneses anyagokra jellemző hiszterézis miatt; ha ugyanakkor a mag jó elektromos vezető is, örvényáramok keletkeznek benne, ami szintén veszteséggel jár.

Jelentős gondokat okozhat a telítés is, ami abból ered, hogy a ferromágneses anyag nem mágnesezhető bizonyos szinten túl. Telítés közelében az induktivitás rohamosan csökken, a tekercs nem látja el szerepét.

Ipari frekvenciákon a tekercs magját megfelelő összetételű acéllemezekből készítik az örvényáramok csökkentése végett. Tömör vasmag csak nagyon kis frekvencián, illetve egyenáramon használható.

Magasabb frekvenciákon különböző összetételű ferritmagokat alkalmaznak. A ferritek alapanyaga vasoxid, amely egyrészt rendelkezik a vas mágneses tulajdonságaival, de ugyanakkor nem vezeti az áramot, így nem alakulhatnak ki örvényáramok.

Tekercsmagokat készítenek ragasztóanyaggal kevert vasporból is. Az ilyen alapanyagú toroid alakú tekercsek úgy viselkednek, mintha a kerület mentén elosztott légréssel (sok helyen kis légrések) rendelkeznének.

A maggal rendelkező tekercseket is többnyire a felhasználó tervezi és készíti. A vasmagokból és a ferritmagokból sok különböző méret és alak áll rendelkezésre. A maggal rendelkező tekercsek induktivitása az:

$$L = N^2 A_L = N^2 \mu_0 \frac{A_e}{l_0} \quad (7-11)$$

közelítő képlettel számítható, ahol N a menetszám, A_L az induktivitási tényező, μ_0 a vákuum permeabilitása ($4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$), A_e a mag keresztmetszete l_0 a légrés magassága.

A légrést úgy kell megválasztani, hogy az áram csúcserékénél sem jusson telítésbe a mag:

$$l_0 = \frac{\mu_0 N I_m}{B_m} \quad (7-12)$$

ahol I_m az áram csúcseréke, B_m a legnagyobb megengedett indukció (kisebb a telítési indukciónál).

A telítés mellett a másik tervezési korlát a melegedés. A tekercs melegedésének oka a vezetékekben és a magban jelentkező veszteségek. Egyenáram sítítását végző tekercseknél a magvesztés általában elhanyagolható, mivel hiszterézis-vesztéseket és örvényáramokat csak az áram váltóáramú összetevője (hullámzás) hoz létre. Rezonáns átalakítóknál magvesztések jelentősek lehetnek, mivel nagy amplitúdójú váltakozó irányú mágnesezésnek van kitéve a tekercs magja. Általános esetben a veszteségek számítása bonyolult.

A tekercsek méretezése rendszerint taláalomra- vagy gyártói javaslat alapján megválasztott magból indul ki. Az adott magra meghatározzuk, hogy a szükséges huzalból (ennek keresztmetszetét a névleges áramból számítjuk ki), hány menet fér el a tekercstest által körülhatárolt ablakban. A menetszám ismeretében a 7-12 képlet segítségével meghatározható a légrés magassága, majd a 7-11 képletből kiszámíthatjuk a várható induktivitást.

Ha a kapott induktivitás megegyezik a kívánt értékkel, vagy annál nagyobb, akkor a mag valószínűleg megfelel az adott célra. Ilyenkor el kell végezni a tekercselést és valós körülmények között ki kell próbálni a tekercset. Ha a számított induktivitás értéke nagyobb a szükségesnél, a pontos értéket a légrés növelésével vagy a menetszám csökkentésével állíthatjuk be. Sok alkalmazásban a tekercs induktivitásának pontos beállítása szükségtelen, a kapcsolás annál jobban üzemel, minél nagyobb az induktivitás.

Végző soron a tekercs melegedése dönti el, hogy sikeres volt-e a tervezés. A melegedés számítása bonyolult dolog, mert nem csak a veszteségi teljesítményt kell pontosan meghatározni, hanem ismerni kell a tekercs hőellenállását is. A hőellenállást itt is hasonlóan definiáljuk, mint a félvezetőknél (az IW teljesítmény mellett jelentkező hőmérséklet emelkedés fokokban, 7.1. szakasz).

Sajnos a tekercs hőellenállása csak részben függ a mag alakjától és nagyságától, sokban kihat rá a tekercsek elhelyezése és az alkalmazott szigetelőanyag tulajdonságai is. Így a hőellenállás ugyanarra a magra is minden esetben más érték. Gyakran csak a megvalósított tekercsen (üzemi terhelés alatt) végzett mérések adnak valós képet a melegedésről.

A kondenzátorokhoz hasonlóan a tekercseknél is van rezonáns frekvencia, amelyen túl a tekercs már inkább kondenzátorként viselkedik a menetek közötti kapacitás, illetve a rétegkapacitás miatt.

A maggal rendelkező tekercsek fő alkalmazási területei a teljesítményelektro-
nikában az átalakítók áramainak símitása, rezonáns átalakítóknál a megfelelő rezonanciajelenség létrehozása.

Egy magon több tekercset is létrehozhatunk, ilyenkor figyelembe kell venni, hogy az egyes tekercsek áramaiból eredő terek algebrailag összeadódnak. Fontos alkalmazásnak számítanak az áramkompenzált fojtótekercsek, amelyeknél két azonos tekercs van egy zárt ferritmagon. Az ilyen tekercseket a készülékek tápvezetékeinek egy-egy ágába illesztjük be.

A bekötést úgy kell végezni, hogy az üzemi áramok okozta terek megsemmisítsék egymást, ezzel szemben a zavaráramok okozta terek összeadódnak. Így érhető el nagy induktivitás, ami a zavarok jelentős fojtásához vezet.

7.1.3 Transzformátorok

A transzformátorok kevés kivétellel ferromágneses anyagból készült maggal rendelkeznek. A magon általában kettő, vagy több tekercs helyezkedik el. A tekercseket körülfogó közös mágneses mezőnek köszönhetően jelek-, illetve energia vihető át egyik tekercsből a másikba.

A mag ugyanazokból az anyagokból készül, amelyeket a tekercseknél említettünk (7.1.2 szakasz) azzal, hogy rendszerint zárt magot alkalmazunk. Elvértve, pl. indukciós hevítésnél találkozunk mag nélküli (légmagos) transzformátorral. A tekercsek anyaga rendszerint lakkszigetelésű rézhuzal, kivételes esetekben lemez vagy cső.

Adott transzformátor fő adatai a névleges teljesítmény, az üzemi frekvencia, az áttételi szám és a csatolási tényező. A teljesítményt a telítési és a melegedési korlátok határozzák meg. Az üzemi frekvencia főleg a mag anyagától függ, de magas frekvencián a tekercsek elrendezése is lényeges tényező.

Az áttételi szám az egyes tekercseken mért feszültség és áram aránya, ami nagyjából megegyezik a menetszámok arányával. Két tekercs esetén például érvényes:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (7-13)$$

ahol N_1, N_2 a tekercsek menetszáma, V_1, V_2 a megfelelő tekercseken mérhető feszültségek, I_1, I_2 a megfelelő tekercseken átfolyó áramok.

Transzformátor méretezésekor ismernünk kell az egyes tekercseken a megfelelő feszültségek és áramok jelalakját és nagyságát. Elvileg a transzformátor minden tekercsén a feszültség jelalak azonos vagy hasonló. A menetszámok aránya kiszámítható a feszültségek nagyságának arányából. Mivel azonos jelalakokról van szó, az arány meghatározásakor alapul vehetjük akár az effektív értéket, akár a csúcserőértéket, azonos eredményre fogunk jutni. A menetszámok konkrét meghatározásához az arányok mellett tudnunk kell egyik tekercs konkrét menetszámát. Ezt a *Faraday* törvény integrális alakjából számíthatjuk ki:

$$\int v dt = N \cdot \Delta\Phi. \quad (7-14)$$

itt v a megfelelő tekercs feszültségének időfüggvénye, N a tekercs menetszáma, $\Delta\Phi$ a megengedett fluxusváltozás a magban.

A feszültség integrálást a jel egy periódusán belül addig kell végeznünk, amíg a magban az indukció változása adott irányú, illetve amíg el nem ér az egyik szélső értéktől a másikig. Szinuszos gerjesztésnél ez az idő a feszültség két nullaátmenete közé eső pozitív vagy negatív félperiódus. Kapcsolóüzemű berendezéseknél rendszerint addig tart az indukció monoton változása, amíg a kapcsolótranszisztor be van kapcsolva (0 -tól DT -ig).

A $\Delta\Phi$ fluxusváltozás az effektív magkeresztmetszet (A_e) és az indukció-változás (ΔB) szorzata:

$$\Delta\Phi = A_e \Delta B. \quad (7-15)$$

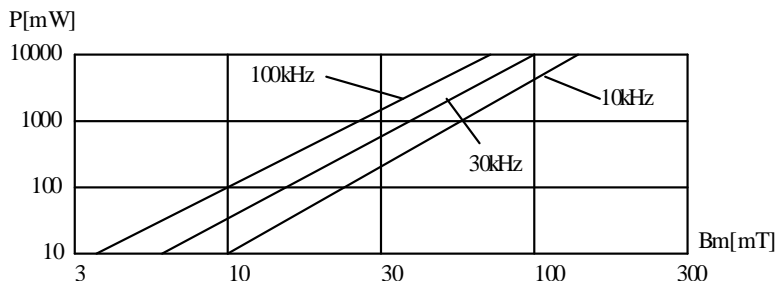
A tekercselés szempontjából minél nagyobb indukcióváltozást célszerű megengedni, így csökkenthető a szükséges menetszám, ami az átvihető teljesítményt növeli, mivel vastagabb huzallal végezhetjük a tekercselést. A menetszám csökkentésének azonban határt szab a mag telítése és melegezése.

A korszerű vasanyagok anyaga 50Hz -en általában telítésig mágnesezhető és nem melegszik túl. Így a hálózati transzformátoroknál a menetszám meghatározása a telítési feltételből indul ki.

A ferritanyagok telítésig ($-B_{szat.}$ -tól $+B_{szat.}$ -ig és vissza) mágnesezve mindössze $10-15\text{ kHz}$ -ig használhatók a hiszterézis veszteségek miatt. Ha csak egyirányú mágnesezést végzünk (0 és B_m között), akkor $20-30\text{ kHz}$ -ig is dolgozhatunk a telítés határáig ($B_m=B_{szat.}$), anélkül, hogy a mag túlmelegedne. Ilyen eset áll fenn pl. a *forward* átalakítónál.

A frekvencia további emelése csak a maximális indukció csökkentésével lehetséges. Az indukció csökkentése ellenére a transzformátoron átvihető teljesítmény a frekvencia emelésével növelhető. Ennek magyarázata, hogy a frekvencia növelése csak a veszteségek arányos növekedéséhez vezet, viszont B_m csökkentésével a veszteségek sokkal gyorsabban csökkennek. A ferritanyagok adatlapjai szerint a veszteségek kb. $B_m^{2,5}$ -nel arányosak (7-3 ábra).

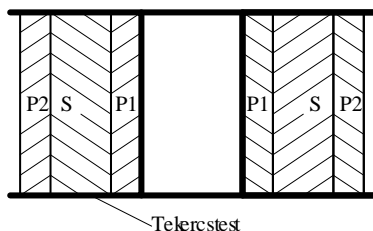
Elmondható tehát, hogy a ferritanyagok szemszögéből az átalakítók minél magasabb frekvencián kellene, hogy üzemeljenek. A frekvencia növelésének általában nem a ferritmag szab határt, hanem a kapcsolók veszteségei.



7-3 ábra: Egy tipikus ferritmag veszteségei a frekvencia és a maximális indukció függvényében.

Figyelembe kell azonban venni, hogy a frekvencia növelésével növekszenek a veszteségek a tekercsekben (rézveszteségek). Ennek oka, hogy magas frekvencián a vezető belső mágneses tere kiszorítja az áramot a vezető felületére (skin effektus), így annak teljes keresztmetszete nem lesz kihasználva. E jelenség ellen úgy küzdhetünk, hogy a tekercset nem egy vastag vezetővel tekercseljük, hanem több kisebb átmérőjű, külön-külön szigetelt huzalt használunk. Az elméleti számítások szerint pl. 20kHz-en 0,5mm-nél nagyobb átmérőjű huzal használata nem kifizetődő. Vékony lemezzel történő tekercseléssel is jelentősen csökkenthetők a rézveszteségek.

A huzalvastagság megválasztását bonyolítja, hogy az áramkiszorítás nem csak a frekvencia és az átmérő függvénye, hanem a tekercsek elrendezése is kihat rá. Előnyös az úgynevezett szendvics tekercselés, ahol az egyik tekercs rétegeit fölváltva helyezük el, a másik tekercs rétegeivel. Már az is jelentős javulást eredményez, ha az egyik tekercset megfelezzük és az egyik felét a másik tekercs alá, másik felét fölé tekercseljük (7-4 ábra).



7-4 ábra: Szendvics tekercselés

Szendvics tekercseléssel a transzformátor csatolási tényezőjén is sokat tudunk javítani, mivel csökken a transzformátor szórt tere. Ha az egész fluxus áthaladna mindkét tekercsen (nem lenne szórás), a csatolási tényező értéke egységnyi, illetve 100% lenne. Valós esetben létezik szórt tér, a csatolási tényező kisebb egynél. Ennek következménye, hogy az feszültség-átvitel aránya terhelés közben változik (esik a kimeneti feszültség).

Közel 100%-os csatolási tényezőjű hálózati transzformátorokat lineáris tápegységekben, erősítőkben stb. alkalmaznak. A kapcsolóüzemű tápegységek transzformátorainál is általában minél jobb csatolási tényezőre törekszünk. Esetenként kivételt képeznek a rezonáns átalakítók, amelyeknél a szórt térből eredő parazita induktivitásokat jól be tudjuk kapcsolni a rezgőkörök létrehozásába. A laza csatolású transzformátorok fő alkalmazási területei az egyszerű, szabályzás nélküli akkumulátortöltők, a hegesztők és az indukciós hevítők.

A transzformátorok fő alkalmazási területe a jelek, illetve az energia jó hatásfokú átvitele, galvanikus csatolás nélkül. Az átvitel közben a jelszintek tetszőlegesen változtathatók, impedancia-illesztés érhető el. Vannak olyan alkalmazások is, ahol jelentéktelen energiaszintekkel dolgozunk, a cél egy adott jel pontos és gyors átvitele (áramfigyelés, meghajtás).

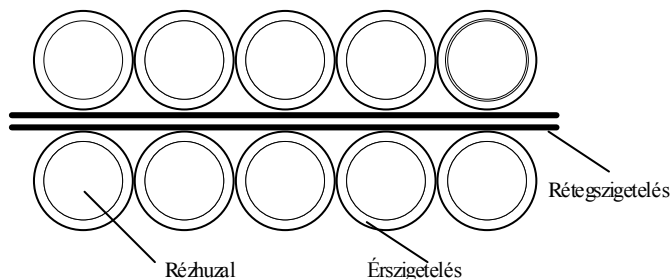
A transzformátorok egy különleges csoportját alkotják az autotranszformátorok és a forgótranszformátorok. Ezeknél egyetlen tekercs két pontja közé csatolják a bemenetet, a kimenetet pedig a tekercs egy másik pontjáról csatolják le. A másik tekercs elhagyásával a transzformátor névleges teljesítménye adott magnál megnövelhető. Sajnos ilyenkor a kimenet nincs elszigetelve a bemenettől.

A forgótranszformátorok olyan autotranszformátorok, amelyeknél a kimenet csatlakozási pontja egy csúszka elmozgatásával, folyamatosan változtatható, ezzel állítható a kimeneti feszültség.

A transzformátorok egy része előregyártott alkatrész (pl: hálózati transzformátorok), míg másokat a felhasználóknak kell méretezni és tekercselni a megfelelő vasmagra illetve ferritmagra.

A méretezés általában egy iterációs eljárás. Első lépésben találmra vagy gyártói javaslatok alapján választunk egy magot. Erre meghatározzuk a szükséges menetszámot úgy, hogy elkerüljük a telítést (7-14 egyenlet) és a mag túlmelegedését. A menetszámból és a tekercselésre használható ablakkeresztmetszetből megkapjuk a huzalvastagságot, ami elfér adott helyen. Próba vagy becslés útján eldöntjük, hogy ez a huzalvastagság kielégítő-e. Ha nem, másik magot választunk és megismételjük a folyamatot.

A huzalvastagság számításánál figyelembe kell venni, hogy az ablakkeresztmetszetnek csak mintegy fele tölthető ki rézhuzallal, a többi rész elveszik a menetszigetelésekre és a rétegszigetelésekre. Jelentős helyvesztéseget jelent az is, hogy a kör keresztmetszetű huzalok egymás mellé tekercselve egy náluknál nagyobb négyzet alakú keresztmetszetet foglalnak le. A vezetőkek tiszta keresztmetszetének és az ablakkeresztmetszetnek az arányát tekercselési tényezőnek nevezzük (7-5 ábra). Általában a tekercselési tényező nem haladja meg a 0,5 értéket.



7-5 ábra: A tekercselési tényező értelmezése.

A transzformátorok egy különleges fajtája az áramtranszformátor (áramváltó), amelyet a teljesítményelektronikában a kapcsolók áramának figyelésére használunk, védelmi vagy szabályzási céllal. A 7-13 egyenlet szerint történik az áram átképezése egyik tekercsből a másikba. Hogy minél kisebb legyen a hiba az áram átvitelében, a transzformátor mágnesezését minél alacsonyabb szinten kell tartani. Ez úgy érhető el, hogy a transzformátor szekundérjét megközelítőleg rövidzárral terheljük. Kis terhelési feszültség esetén a 7-14 egyenletben szereplő integrál értéke kicsi, így kicsi a

fluxusváltozás is, ezáltal minimalizáljuk a mágnesezési áramot, aminek köszönhetően az áramátvételi szám nagyjából megegyezik a menetszámok arányával.

7.1.4 Teljesítmény-ellenállások

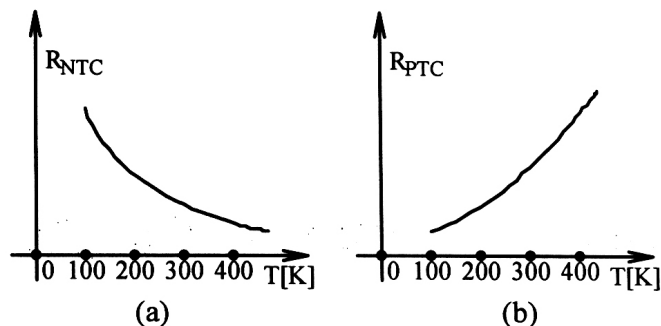
A teljesítményelektronikában ellenállásokat alig használunk. Ennek oka, hogy az ellenállások jelentős veszteségeket okoznak, ami rontja a különböző átalaktók hatásfokát. Néhány watt teljesítményű, kis ellenállásértékű, lineáris ellenállásokat áramfigyelőként (*shunt*) használunk. Az áramfigyelést általában védelmi célokból végezzük, de az egyes vezérlési algoritmusok is magukba foglalják az áramjel becsatlakoztatását.

Védelmi célokból az áramfigyelés rendszerint minden kapcsolásban szükséges. A teljesítményelektronikában a kapcsolótranzisztorok ellenállása vezetési állapotban olyan kicsi, hogy az, természetes módon, az átfolyó áramot nem korlátozhatja, ez helyett az áramot érzékelni kell és megfelelő vezérlőszervvel beavatkozni a kapcsoló működésébe. Kisebb áramoknál az ellenállásos áramfigyelés a célszerű (néhány A-ig), míg nagyobb áramoknál az áramtranszformátorok alkalmazása az indokolt a növekvő veszteségek miatt.

Nagyobb teljesítményű ellenállásokat használnak a frekvenciaváltókban a közteskör kondenzátorának ürítésére. A motor generátoros fékezésekor az energia visszatáplálódik a közteskörbe, megnövekszik a kondenzátor feszültsége. Ha nem tennék ez ellen semmit, akkor túlterhelődne a kondenzátor is meg a kapcsolótranzisztorok is. Általában a hálózat felé történő visszatáplálás sokat drágítana a frekvenciaváltón, ezért a fölösleges energiát inkább egy ellenállásban hővé alakítják.

7.1.5 NTC és PTC ellenállások

A közönséges ellenállásokat úgy szerkesztik meg, hogy a hőmérsékletfüggésük minimális legyen. Ezzel ellentétben vannak hőre jelentősen érzékeny ellenállások. Ilyenek az *NTC* ellenállások, amelyeknél az ellenállásérték csökken a hőmérséklet emelkedésekor, valamint a *PTC* ellenállások, amelyeknél fordított az eset (7-6 ábra).



7-6 ábra: Az *NTC*- (a), és *PTC* ellenállások (b) hőmérsékletfüggése.

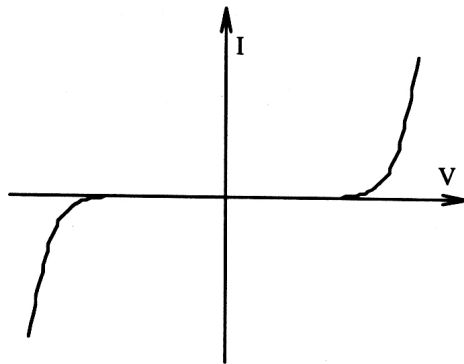
Az *NTC* ellenállásokat a teljesítményelektronikában a készülékek indításakor fellépő túláramok korlátozására használjuk. Indításkor az *NTC* ellenállás hideg, ellenállása jelentős. Jól korlátozza a túláramokat, ezzel védve a készülék bemeneti fokozatát, illetve a hálózati biztosítékot. Üzem közben az ellenállás hőmérséklete emelkedik, csökken az ellenállás-érték és csökken a hőfejlődés, illetve a veszteségek.

A PTC ellenállásokat a teljesítményelektronikában túlterhelés elleni védelemre használjuk, úgy hogy a fogyasztóval sorba kötjük őket. Hideg állapotban viszonylag kicsi az ellenállásuk, de az átfolyó áram hatására melegszenek, majd egy bizonyos hőmérsékletnél ugrásszerűen megnövekszik az ellenállásuk, ami által gyakorlatilag kikapcsolják a fogyasztót. Lehűlve újra kisebb ellenállásértékre kapcsolnak vissza, és bekapcsolják a fogyasztót. Pillanatnyilag ilyen PTC ellenállásokat csak 100V alatti feszültségekre gyártanak.

7.1.6 Varisztorok és más túlfeszültség levezetők

A varisztorok esetében az áram/feszültség összefüggés nem lineáris, de pozitív és negatív feszültségre szimmetrikus. Tipikus varisztorjelleggörbét a 7-7 ábra mutat be.

A jelleggörbe lényege, hogy a névleges feszültségig a varisztoron átfolyó áram elenyésző, bizonyos küszöbfeszültségen túl pedig az áram hirtelen növekszik. A varisztorokat rendszerint az átalakítók bemenetére párhuzamosan kötik. Az áram megnövekedésekor jelentős feszültségesések jelentkeznek a tápvonalakon, aminek köszönhetően az átalakító bemenetére jutó feszültség elviselhető szintre korlátozódik.



7-7 ábra: A varisztorokra jellemző nemlineáris feszültség-áram jelleggörbe.

A varisztorok csak rövid ideig tartó (μs , ms) túlfeszültségeket tudnak elviselni, mivel kis méreteikből eredően nem tudnak sok hőt akkumulálni. A varisztor túlterhelése biztosítékkal korlátozható: hosszabb ideig tartó túlfeszültség esetén a varisztor elé kötött biztosíték kiég, megszakítja a táplálást.

A varisztorok mellett léteznek más túlfeszültség korlátozó eszközök is. Ilyenek pl. a félvezető alapú túlfeszültség levezető (TVS) diódák és a nemesgáz töltésű túlfeszültség levezető csövek. A TVS diódák vágási görbéje meredek, ezért a varisztoroknál pontosabb (áramtól kevésbé függő) értékre korlátozzák a feszültséget. Nagy túlterhelés esetén a TVS diódák zárlatba kerülnek, ami a védelem szempontjából jó tulajdonság, de a zárlat hatására a készülék táplálása megszűnik, ami hátrányos lehet.

A nemesgáz töltésű levezetők alapállapotban nem vezetnek áramot, túlfeszültség esetén viszont ívkiülés lép fel bennük. Az ívfeszültség töredéke a letörési feszültségnek, gyakorlatilag rövidzár alakul ki a védett pontok között és kiég a megfelelő biztosíték. A reakcióidő viszonylag lassú. A túlfeszültség megszűnte után előnyös, ha a levezető önmagától kikapcsolt állapotba áll vissza. Ez általában meg is történik a váltófeszültség nullaátmeneténél, ha a tápvonalaknak van kellő ellenállásuk.

7.1.7 Hűtők és hűtés

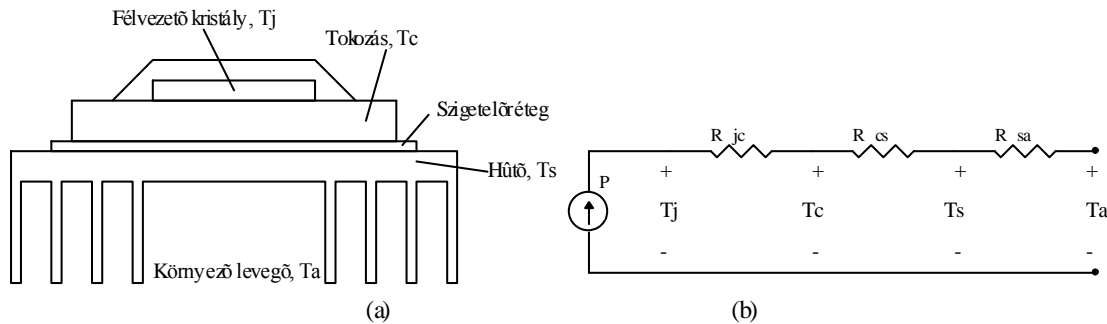
A hűtők feladata a nagyteljesítményű alkatrészek (főleg félvezetők) védelme a túlmelegedéstől. A keletkezett hőt a környezetbe (általában a levegőbe) bocsátják ki. Anyaguk rendszerint alumínium, megfelelő nagy felületűre kiképezve (bordázott profilok).

A hűtők legfontosabb műszaki adatai a hőellenállás és a méretek. A hőellenállást az:

$$R_T = \frac{\Delta T}{P} \quad (7-16)$$

képlet szerint számoljuk, ahol ΔT - a hűtő hőemelkedése, P - a teljesítmény.

A hűtőt úgy kell méretezni, hogy a legrosszabb esetben sem emelkedjen a hűtött alkatrész hőmérséklete a megengedett fölé. A legmagasabb lehetséges környezeti hőmérsékletből kell kiindulni és figyelembe kell venni az alkatrészek belső hőemelkedését is. Erre vonatkozóan a 7-8 ábra ad eligazítást.



7-8 ábra: Hűtőfelületre szerelt alkatrész hőtani modellje (a) és áramköri helyettesítő rajza (b).

A bemutatott többrétegű szerkezetben a hő a félvezető kristályban fejlődik, a kristály hőmérséklete T_j . A megengedhető maximális hőmérséklet általában 125°C a mai, szilícium alapú alkatrészeknél, a konkrét esetekre a gyártói adatlapok a mérvadóak. A félvezető alkatrészek jellemzői (csatornaellenállás, kapcsolási idő stb.) magas hőmérsékleten romlanak, ezért kérdéses, hogy érdemes-e az alkatrészt a maximális hőmérséklet közelében üzemeltetni.

A kristály a hőt a tokozásnak adja át, amely állandósult esetben egy alacsonyabb hőfokon (T_c) üzemel. Az esetek többségében a tokozás nem lehet galvanikus kapcsolatban a hűtővel. Korábban a megfelelő villamos szigetelést csillámlemezekkel oldották meg, mivel a csillám jó villamos szigetelőanyag, de egyben jó hővezető is.

Kedvezőtlen mechanikai tulajdonságai miatt (törékeny), ma a csillámról mindinkább áttérnek a szilikongumira. Rugalmassága révén a szilikongumi viszonylag kis szorítóerő mellett is kitölti a hűtő és a hűtött alkatrész közötti hézagot (nem marad légréteg). Úgyszintén kedvező, hogy a hűtés nem romlik nagyszámú melegedési és hűlési ciklus után sem (a csillámról ez nem mondható el). Mind több olyan alkatrész van forgalomban, amelynél a tokozás hőátadó fémfelülete el van szigetelve a kristálytól, vagy ahol ez a fémfelület fölé gyárilag vékony szigetelőréteget öntöttek.

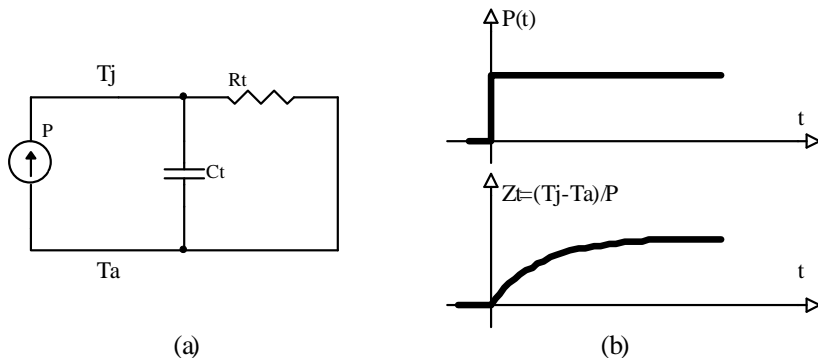
A szigetelőrétegen keresztül a hő a hűtőre jut, ennek hőmérséklete T_s . A hűtő a hőt a T_a hőmérsékletű környezetnek adja át. A hő elvezetésben résztvevő minden egyes

elemnek bizonyos hőellenállása van. Ennek megfelelően alakítottuk ki a 7-8b ábrán bemutatott áramköri helyettesítő rajzot. A 7-16 egyenletet általánosítva, állandósult állapotban a kristály hőmérsékletére a következő kifejezést kapjuk:

$$T_j = P_d (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}) + T_a \quad (7-17)$$

ahol $R_{\theta_{jc}}$ a kristály és a tokozás közötti hőellenállás, $R_{\theta_{cs}}$ a tokozás és a hűtő közötti hőellenállás, $R_{\theta_{sa}}$ pedig a hűtő és a környező közeg közötti hőellenállás. A kristály és a tokozás közötti hőellenállás csökkentése a gyártó feladata, a másik két hőellenállás minimalizálásáról a felhasználónak kell gondoskodnia. Általában a feladat úgy fogalmazódik meg, hogy a 7-17 egyenletben minden változó ismert, csak $R_{\theta_{cs}}$ és $R_{\theta_{sa}}$ értékét kell meghatározni úgy, hogy a T_j értéke ne menjen bizonyos határérték fölé.

Helyenként szükséges az itt vázolt hőtani rendszer tranziens viselkedését is figyelembe venni. Ez olyankor történik meg, amikor az alkatrész időnként nagy megterheléseknek van kitéve, de az átlagos hőterhelése mérsékelt. Tápegységeknél ez ritkán jellemző, motorhajtásoknál viszont gyakori az ilyen eset. A tranziens viselkedés leírásánál figyelembe kell venni az egyes rétegek hőkapacitását. Az adott rétegbe áramló hőmennyiség először tárolódik, majd fokozatosan továbbítódik a következő rétegbe illetve a hűtő közegbe. Ezt a folyamatot a 7-9 ábra áramköri modelljével írhatjuk le egy rétegre vonatkozóan. A modell némileg pontatlan, a hőterjedés nem írható le exponenciális függvényvel, ahogyan az az áramköri modellből következne. A gyakorlatban ennek a hibának nem nagy a jelentősége, mivel az alkatrészek adatlapjain a hőimpedancia (Z_t) tényleges időbeli lefolyását adják meg, a modelltől függetlenül.



7-9 ábra: A tranziens hőimpedancia magyarázata: (a) áramköri modell, (b) idődiagramok.

A hűtőt, ha lehet, a készülék dobozán kívül kell elhelyezni (pl. alkothatja a doboz egyik falát), egyébként várható, hogy az egész készülék túl fog melegedni. Alternatív megoldás, hogy a hűtőlevegő áramlására csatornát biztosítunk a dobozon keresztül (megfelelő nyílásokat vágva). Szükség esetén a hűtést ventilátor bépítésével, vagy folyadék keringtetésével tudjuk fokozni.

7.1.8 Biztosítékok

A teljesítményelektronikai berendezésekben, rendkívüli esetekben (túlterhelés, zárlat, a vezérlés meghibásodása), a megengedettnél jóval nagyobb áramok alakulnak ki. A túláramok különböző szintű károsodásokat okozhatnak a készülékben, sőt tűzveszély is felléphet.

A túláramok ellen a biztosítékok nyújtanak hatékony védelmet. A védelem abból áll, hogy az energiaforrás a biztosíték kioldásával leválasztódik a fogyasztóról. Értelemszerűen, olyan berendezésnél, amely több energiaforrással is kapcsolatban van, minden energiaforrást biztosítékon keresztül kell csatlakoztatni.

A biztosítékok nem használhatók pontos áram- illetve teljesítménykolátozásra, mivel jelleggörbájük jelentős szórást mutat. Úgyszintén fontos tudni, hogy a biztosítékok kioldása viszonylag lassú, kivéve ha a túláram sokszorosa a névlegesnek (zárlat esetén). A lassú kioldásból következik, hogy a biztosítékok általában nem használhatók félvezető alkatrészek védelmére, de hatékonyak bizonyulnak a nyomtatott áramkörök, vezetékek, kapcsolók, konnektorok és más elektromechanikai alkatrészek védelmében.

A működési elv szerint megkülönböztetünk olvadó-, elektromágneses- és hőbiztosítékokat.

Az olvadóbiztosítékoknál az aktív rész egy vékony vezető szál, amely túláram esetén túlmelegszik és elolvad, ezzel megszakítja az áramkört. Az olvadás (kioldás) sebességét szabályozni tudják a gyártók, így megkülönböztetünk gyors, közepes és lassú biztosítékokat, amelyeket rendre *F*, *M* és *T* betűkkel szoktak megjelölni. A gyors biztosítékok hatékonyabb védelmet nyújtanak, de olyan fogyasztóknál (motor, transzformátor, kapcsolóüzemű táp, frekvenciaváltó), amelyeknél indulási túláramok léphetnek fel, kénytelenek vagyunk lassú biztosítékokat alkalmazni.

Az elektromágneses biztosítékok tulajdonképpen saját áramuk következtében kikapcsoló kapcsolók. Népszerűségüket annak köszönhetik, hogy többször használhatóak (védelem közben nem mennek tönkre), valamint, hogy a készülék ki-be kapcsolására is szolgálhatnak (ha nem is tűrnek annyi ki-be kapcsolást, mint a valódi kapcsolók).

A hőbiztosítékok két csoportját különböztetjük meg: olvadó és ikerfém kivitel. Az olvadó hőbiztosítékok olyan különleges ötvözetet tartalmaznak, amely pontos hőmérsékleten olvad és megszakítja az áramkört. Transzformátorok, motorok tekercsei közé, vagy fűtőszálak közelébe építik be őket, túlmelegedés elleni védelem végett.

Az ikerfém hőbiztosítékok hőérzékeny részét két különböző anyagból összesajtolt lemez képezi. A különböző hőtágulási együtthatók következtében a hőmérséklet változásakor a lemez görbül. Megfelelő hőmérsékleten a görbülés olyan méretű, hogy a lemezhez csatolt fémérintkezők szétkapcsolódnak, megszakad az áramkör. A lemezek melegedhetnek a rajtuk átfolyó áram hatására (motorok védelme), vagy a környezet hatására (fűtőszálak védelme).

A többi biztosítékoktól eltérően a hőbiztosítékok viszonylag pontos értéknél (hőmérséklet, áram) kapcsolnak ki. Az ikerfém megoldásnál rendszerint állítható is a kapcsolási küszöb.

A biztosítékok fő műszaki adatai a méretek mellett a névleges áram és feszültség (hőbiztosítékoknál a hőmérséklet is). A névleges áramot a biztosítékok tartósan el tudják viselni, a kioldás ez az áram fölött történik. A kioldási idő a túláram függvénye, amit diagram formájában adnak meg.

A névleges feszültség arra vonatkozik, mekkora feszültség léphet fel a biztosítékon a kioldási folyamat közben. Téves méretezés esetén a biztosítékban, a vezető szál kiolvadása közben, a keletkező ív nem alszik ki biztonságosan. Ilyenkor roncsolódik a biztosíték teste, illetve tűz keletkezhet.

7.2 Aktív alkatrészek

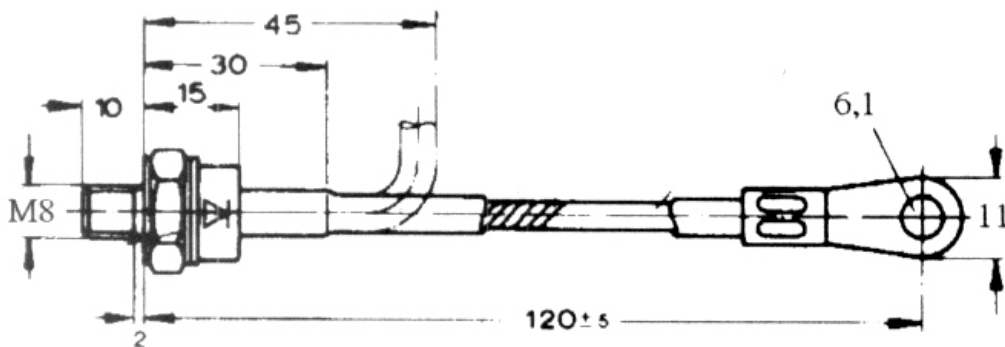
A teljesítményelektronikában alkalmazott aktív alkatrészek vagy vezérelt- vagy vezérlés nélküli elektronikus kapcsolók. A vezérelt kapcsolók külső vezérlőjel hatására változtatják állapotukat. A vezérlés nélküli kapcsolók a rajtuk jelentkező feszültség előjelétől függően kerülnek vezető vagy nemvezető állapotba. Egyes kapcsolóelemeknél létrehozható köztes állapot is de ennek alkalmazása a teljesítményelektronikában nem célszerű, mert egyidőben nagy áram és nagy feszültségesés jelentkezik, ami jelentős teljesítményvesztéshez vezet.

7.2.1 Teljesítménydiódák

A teljesítménydiódák a teljesítményelektronikában legrégebb óta használatos aktív alkatrészek. Két kivezetésük van: anód és katód. A dióda vezetőirányban van polarizálva (előfeszítve), ha az anód pozitívabb a katódnál. Ilyen esetben nagyon kis feszültségesés mellett vezeti a külső áramkör által rákényszerített áramot. Inverz előfeszítés esetén az áram gyakorlatilag megszűnik.

A teljesítménydiódák aktív része egy erősen szennyezett *PN* átmenetből áll, melynek középső részén egy enyhébben szennyezett félvezető réteg foglal helyet. Ez a szerkezet teszi lehetővé a nagy letörési feszültséget, a nagy áramsűrűséget és a kis feszültségesést vezető irányban, valamint a kis inverz áramot záróirányban.

A teljesítménydiódákat leggyakrabban orsós-, tányér- vagy modul tokozásban készítik. Az első típusú tokozást kisebb teljesítményeknél alkalmazzák. A ház nincs szigetelve, menetben végződik, amely egyben az anódot képviseli (7-10 ábra).



7-10 ábra: Teljesítménydióda mechanikai kivitele.

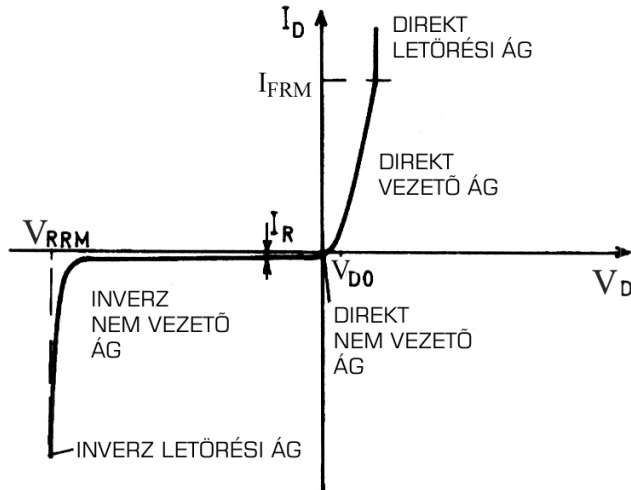
A katód egy szigetelőgyűrűvel van elválasztva a háztól, amely azután egy kemény vagy hajlítható vezetőkben folytatódik a megfelelő csatlakozással (forrasztható vagy csavarozható fül).

A tányér tokozás lehetővé teszi a jó hűthetőséget, ezért nagyobb áramokra (kA nagyságrend) alkalmas. Az aktív rész két egymástól kerámiagyűrűvel elszigetelt fémtárcsa között foglal helyet. Az egyik tárcsa a katód, a másik az anód.

Legújabb fejlesztések a modul teljesítménydiódák, ezeknél a műanyag házban megfelelő elrendezésben egy, két vagy több dióda is helyet foglalhat. A tokozás alja fémlap, ezen keresztül távozik a hővesztés a hűtő felé. Az aktív részek általában nincsenek galvanikus kapcsolatban a fémlappal. Ez lehetővé teszi több modul közös

hűtőfelületre való szerelését, anélkül, hogy valamilyen zárlat alakulna ki. A csavarozható kivezetések a fémlappal ellentétes oldalon találhatóak.

A teljesítménydiódák statikus $V-I$ jelleggörbéje a koordináta rendszer I . és III . negyedében foglal helyet (7-11 ábra).



7-11 ábra: Teljesítménydióda statikus $V-I$ jelleggörbéje.

Vezetőirányú polarizáció esetén V_{DO} küszöbfeszültség felett a dióda vezetni kezd, árama hirtelen nő. I_{Dmax} érték felett a dióda tönkremegy. Inverz polarizáció esetén a diódán keresztül kis I_R inverzáram folyik (μA -nyi nagyságú). Ha az inverzfeszültség túllépi a megengedett ismételhető maximális értéket (V_{RRM}), lavanaletörés lép fel. A teljesítménydiódák gyártói adatlapokon szereplő jellemzői a következők:

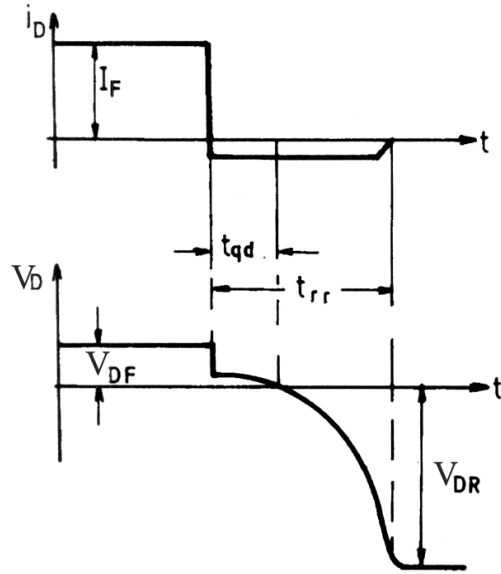
- V_{RRM} - maximális ismételhető inverz feszültség,
- I_{FAV} - a vezetési áram középértéke,
- I_{SM} - maximális vezetési ütőáram, ami csak ritkán léphet fel,
- I_{FRM} - maximális ismétlődő vezetési áramcsúcs (pl. $50Hz$ ismétlődési frekvenciával),
- I_{AM} - az áram legnagyobb megengedett átlagértéke,
- I_R - szavatolt érték, amit az inverz áram nem lép túl,
- V_F vagy V_D - feszültségesés vezető irányban.

A dióda bekapcsolási ideje nagyon rövid. A feszültség megjelenésével az áram gyorsan felveszi a stacionáris értéket. Vezető irányban a diódán fellépő feszültségesést a:

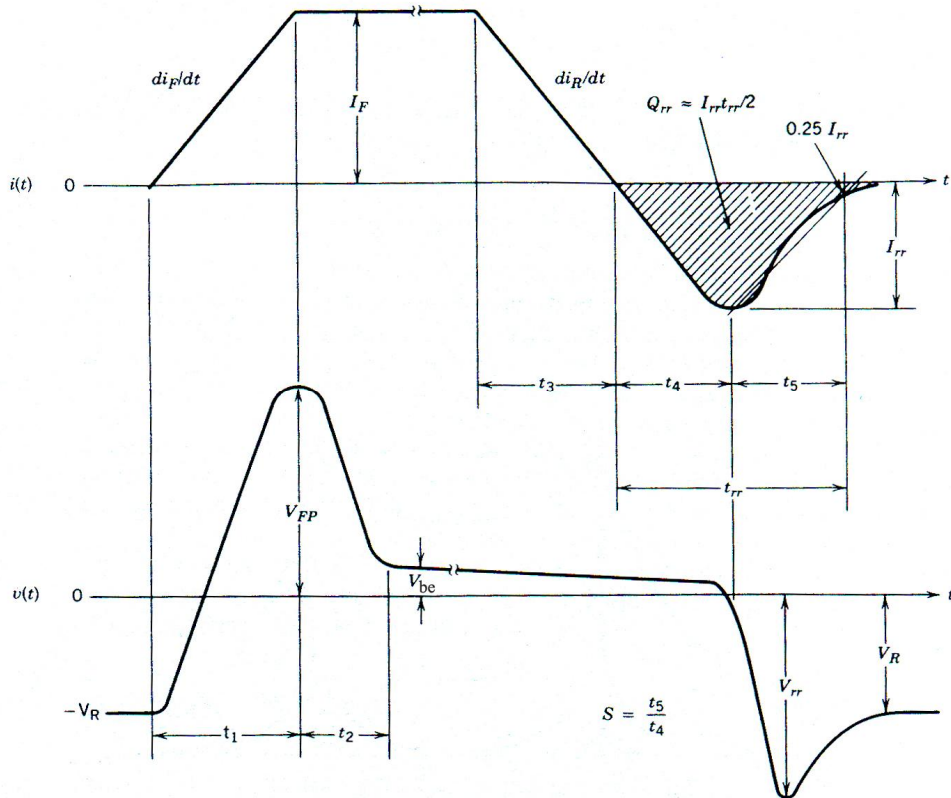
$$V_D = V_{DO} + rI_F \quad (7-17)$$

egyenlet írja le, ahol r a dinamikus ellenállás.

Kikapcsoláskor a diódán egy intenzív inverz áram jelentkezik, amely a t_{rr} szabaddáválási ideig tart. Az áram alakja és értéke különböző ellenállás- (7-12 ábra) illetve induktív (7-13 ábra) terhelés esetén. Az inverz áram növeli a dióda veszteségeit és a megszűnése pillanatában túlfeszültséget okoz magán a diódán és az áramkör más alkatrészein.



7-12 ábra: A dióda kikapcsolásának folyamata ohmos terhelésre.



7-13 ábra: A dióda kikapcsolásának folyamata induktív terhelésre.

A teljesítménydiódákat három osztályba soroljuk:

- hálózati egyenirányító diódák,
- Schottky diódák,
- gyorsdiódák.

A hálózati egyenirányító diódákat a hálózati frekvenciára tervezték. Ezen diódák vezetési feszültsége kicsi ($0,7V \dots 1,2V$), a V_{RRM} (néhány $100V$ -tól néhány kV -ig) és az I_{FAV} ($1A$ -tól néhány kA -ig) széles sávban mozog. Az alacsony üzemi frekvencia miatt t_{rr} nem kritikus, ezért értéke néhány μs .

A Schottky diódák vezetési feszültsége alacsony ($0,3V \dots 0,6V$), V_{RRM} értéke $100V$ alatti, a náluk alkalmazott fém-félvezető átmenet nem tesz lehetővé ennél nagyobb értéket. Náluk nem beszélhetünk a fenti értelemben vett szabaddáválási időről, csak egy kapacitív áttöltési folyamat jelentkezik kikapcsoláskor, így jól alkalmazhatók magas frekvencián. Kis feszültségek és nagy áramok egyenirányítására használják őket.

A gyorsdiódákat nagyfrekvenciás kapcsolóüzemű áramkörökben alkalmazzák, ahol a kapcsolási veszteségek mérséklésére nagy figyelmet kell fordítani. Jellemzőjük a kis szabaddáválási idő ($t_{rr} < 100ns$), valamint a magas V_{RRM} és I_{FAV} határértékek ($V_{RRM} < 3kV$, $I_{FAV} < 1kA$).

7.2.2 Tirisztorok

A teljesítményelektronika XX. század ötvenes éveinek végén a tirisztorok megjelenésének köszönhetően indult gyors fejlődésnek. Tirisztorok alatt (az angol nyelvű szakirodalomban az *SCR - silicon controlled rectifier* elnevezés is használatos) bistabil viselkedésű, négyrétegű félvezető kapcsolókat értünk. Elsősorban váltóáramú teljesítményszabályozó kapcsolásokban alkalmazzák őket, mivel itt a bekapcsolt állapot természetes módon megszűnik az áram nullaátmenetkor. Egyenáramú alkalmazásokban külön oltókörről kell gondoskodni, mert a közönséges tirisztorok vezérlőjellel nem kapcsolhatók ki. Az oltókör a főáramot átveszi a tirisztortól annyi időre, amennyi elég a tirisztor kikapcsolásához.

A közönséges tirisztorok mellett léteznek *GTO* tirisztorok, amelyeket ki lehet kapcsolni a vezérlőelektródára juttatott megfelelő jellel. Szintén a tirisztorok családjába tartoznak a triakok, ezek kétirányú vezetésre alkalmas félvezető kapcsolók. A diakok szintén négyrétegű bistabil szerkezetek, de nincs vezérlőelektródájuk, hanem a főelektródákra hozott feszültség hatására kerülnek vezető állapotba, letörésbe.

A közönséges tirisztort vezető állapotba pozitív előfeszítéssel ($V_{AK} > 0$) és a *gate*-re vezetett áramimpulzussal (I_G) hozzuk. Ezen kívül a tirisztor begyújthat túl nagy direkt polarizáció esetén is (V_{DRM}), túl magas hőmérséklet hatására, nagy dv_{AK}/dt érték esetén illetve (egyres típusok) megvilágítással. A kikapcsolás a tirisztor áramának tartóáram (I_H) alá való csökkenésével történik, vezérlőelektródával nem szüntethető meg a bekapcsolt állapot.

A tirisztor bistabil viselkedése a 7-14c ábra segítségével érthető meg. A következő egyenletek érvényesek:

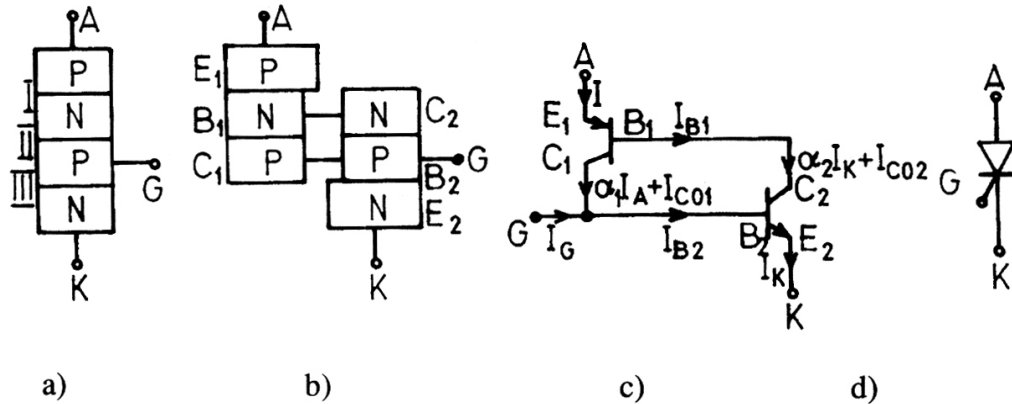
$$I_A = I_{B1} + I_{C1} = (\alpha_2 I_K + I_{R2}) + (\alpha_1 I_A + I_{R1}) \quad (7-18)$$

$$I_K = I_A + I_G \quad (7-19)$$

ebből:

$$I_A = \frac{I_R + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (7-20)$$

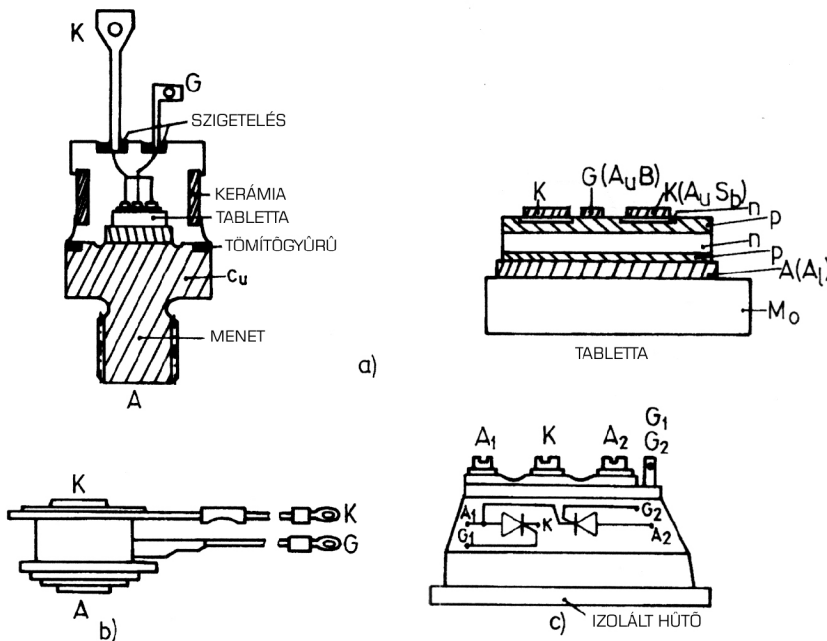
ahol $I_R = I_{R1} + I_{R2}$ az eredő inverz áram, α_1, α_2 a tranzisztorok áramerősítése, I_G a *gate*áram.



7-14 ábra: Tirisztorok: (a) a tirisztor szerkezete, (b) a négyrétegű szerkezet felbontása két háromrétegűre, (c) a tranzistoros helyettesítő kapcsolás, (d) rajzjel.

Hogy a tirisztort vezető állapotba hozzuk, szükséges, hogy $\alpha_1 + \alpha_2$ értéke egyhez közelítsen. Ilyenkor a vezetési állapot öntartóvá válik, nem szükséges további *gate* áram biztosítása. *Gate* áram nélkül azért nem jön létre vezetés, mert kikapcsolt állapotban az áramerősítési tényezők kis értékűek.

A nagyteljesítményű tirisztorokat leggyakrabban a következő három tokozás egyikében készítik (hasonlóan a diódákhoz): orsós- (7-15a ábra), tányér- (7-15b ábra) és modul tokozás (7-15c ábra). A kisebb áramú tirisztorok különböző műanyag tokozásokban kerülnek forgalomba.

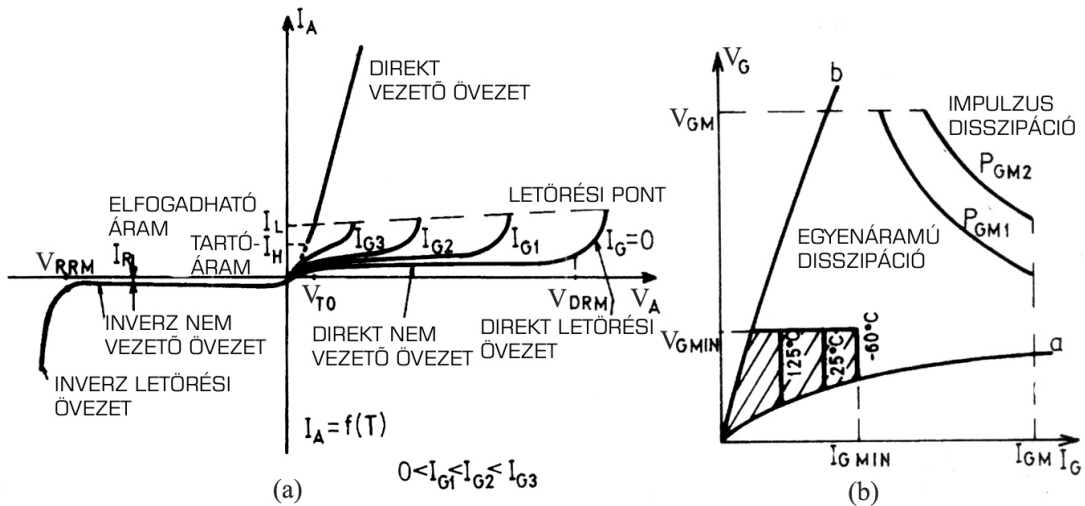


7-15 ábra: Tirisztor tokozások: orsós- (a), tányér- (b) és modul tokozás (c).

A tirisztorok széleskörű alkalmazását a következő tényezők teszik lehetővé: a letörési feszültség direkt és inverz irányban egyes típusoknál eléri a néhány *kV*-ot; a maximális vezetési áram a nagyobb tirisztoroknál *kA* nagyságrendű; időszakosan a névleges áram többszöröse is átfolyhat a tirisztoron; a bekapcsolás a főáramhoz képest

kis értékű és rövid ideig tartó *gate* árammal történik (nagy az áramerősítés); az inverzáram általában elhanyagolhatóan kis értékű; a vezetési feszültségesés mindössze *IV* körüli.

A kimenő- (7-16a ábra) és a bemenő (7-16b ábra) jelleggörbéken végigkövethető a tirisztor működése. Direkt polarizáció esetén, de gyűjtőáram hiányában a munkapont a görbe azon ágán van, amit direkt irányú, nem vezető résznek nevezünk. Ha a feszültség túllépi az V_{DRM} értéket, a félvezető letörik, a munkapont a vezetési ágba ugrik át. Üzemszerű használatkor a vezető állapotba a tirisztort *gate*-re vezetett áramimpulzussal hozzuk. A tirisztor akkor fog kikapcsolni, ha az árama I_H alá csökken, a negatív polarizáció miatt pedig a munkapont a koordináta rendszer harmadik negyedébe csúszik át (inverz, nem vezető rész). Hogy a tirisztor biztosan begyűjtson fontos, hogy a bemeneti áramkör munkapontja a biztonságos gyűjtési területen legyen ($I_G > I_{GMIN}$, $V_G > V_{GMIN}$, 7-16b ábra).



7-16 ábra: A tirisztor statikus jelleggörbéi.

A tirisztorokra rendszerint a következő katalógusadatokat adják meg a gyártók:

- V_{RRM} - maximális ismételtető inverz feszültség ($V_{AK} < 0$),
- V_{DRM} - maximális ismételtető direkt feszültség ($V_{AK} > 0$),
- I_{TAV} - az áram megengedett középértéke vezetési állapotban,
- I_{TSM} - maximális ütőáram (rövid ideig viselheti el a tirisztor),
- I_R - inverz áram,
- dv/dt - a feszültségváltozás sebessége; a megengedettnél nagyobb érték a tirisztor vezetési állapotba való átbillenését eredményezi,
- di/dt - áramváltozás sebessége; a megengedettnél nagyobb érték a tirisztorszerkezet helyi túlterhelését okozza, a túlterelés következtében a tirisztor tönkremegy,
- t_q - a szabaddáválási idő.

A bekapcsolási folyamatot a 7-17a ábra alapján követhetjük végig:

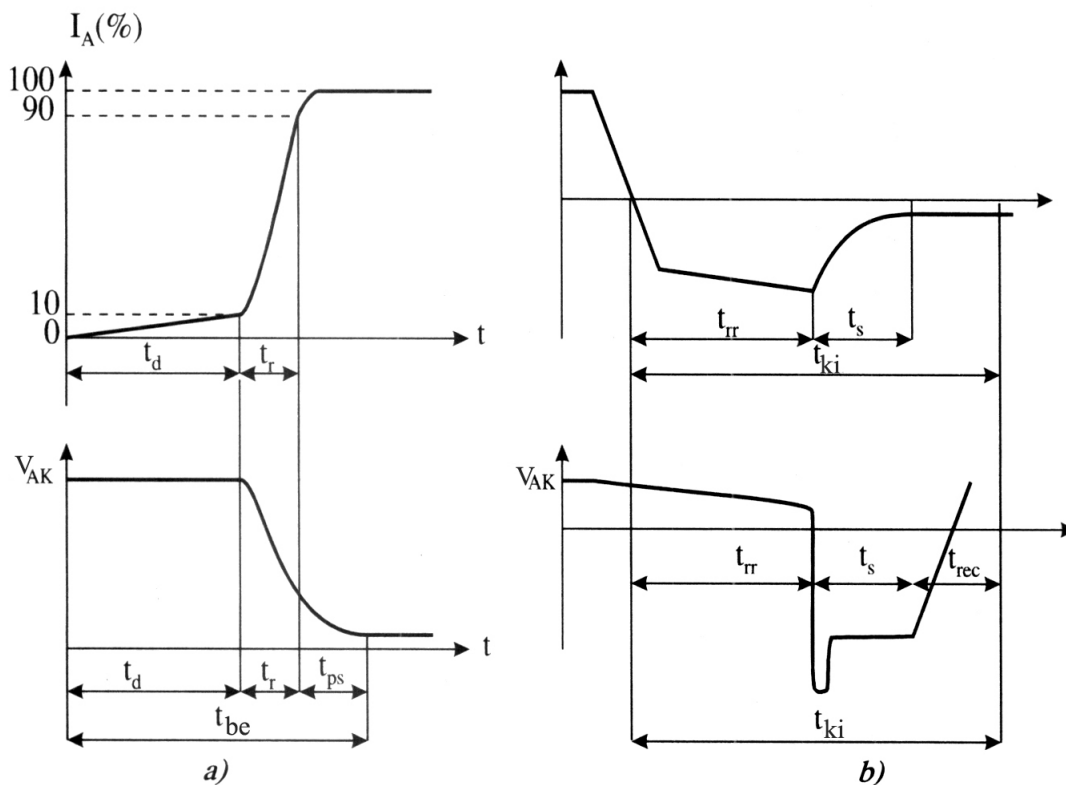
- a késési idő (t_d) az az idő, amely alatt a *gate* áram hatására $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ lesz,

- a felfutási idő (t_r) az az idő, amely szükséges, hogy az anódáram 10% -ról 90% -ra növekedjen,
- a töltéseloszlási idő (t_{ps}) csak a nagy tirisztorokra jellemző, arról az időről van szó, amely szükséges, hogy a félvezető teljes térfogatában kialakuljon a vezetési állapotra jellemző töltéseloszlás.

A kikapcsolási folyamatot a 7-17b ábra alapján követhetjük végig:

- a lefutási idő t_f alatt a főáram a tartóáram (I_H) alá, illetve nulla érték alá csökken a külső áramkörben lejátszódó események hatására; gyakran ezt az időt nem számítják a kikapcsolási időhöz,
- az inverz szabaddáválási idő (t_{rr}) alatt a tirisztor szerkezet külső PN átmenetei lezárnak
- a rekombinációs idő (t_s) alatt a belső PN átmenet környékén rekombinálnak a töltések. Ez az idő után tekinthetjük a tirisztort kikapcsolt kapcsolónak.

A gyártói adatlapokon a $t_q = t_{rr} + t_s$ időt definiálják mint kikapcsolási időt. Hogy a tirisztor biztosan kikapcsoljon fontos, hogy az áram nullaátmenetétől (illetve I_H érték alá esésétől) a pozitív feszültség újbóli megjelenéséig legalább ennyi idő múljon el.

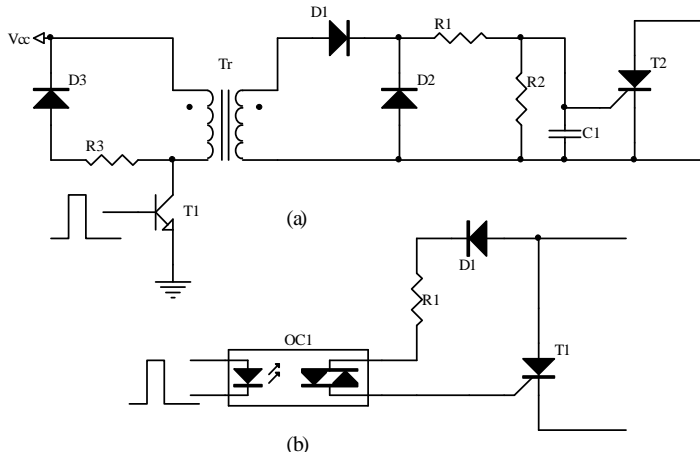


7-17 ábra: A tirisztorokra jellemző áram és feszültségdiagramok: bekapcsoláskor (a), kikapcsoláskor (b).

A tirisztorok bekapcsolására (gyújtás) megfelelő áramimpulzust kell létrehozni. Az impulzus amplitúdója rendszerint néhány mA és 1 A közötti, időtartama viszont μs , esetleg $10\mu s$ nagyságrendű. Ha nem szükséges a vezérlőáramkört elszigetelni a tirisztortól, az impulzus létrehozható valamilyen impulzuserősítővel és közvetlenül

csatolható a *gate*-re. Ha szükséges a szigetelés, az impulzus átvitelét végezhetjük impulzustranzformátorral a 7-18a ábra szerint.

A tranzformátorra a T_1 tranzisztor bekapcsolásával vezetünk feszültséget. A szekundáren megjelenő feszültség a D_1 diódán és az R_1 ellenálláson keresztül indítja meg a gyújtóáramot T_2 *gate*-jére. A D_1 szerepe, hogy megakadályozza az esetleges visszaütést a *gate* körből a primér áramkörbe. A D_2 -es dióda a *gate*-et védi az esetleges negatív feszültségektől. Az R_1 ellenállás a *gate* áramot korlátozza, illetve állítja be a szükséges értékre. C_1 és R_2 csökkentik a tirisztor nemkívánatos bekapcsolásának esélyeit impulzuszavarok jelenlétében. A primérrel párhuzamosan kötött R_3 és D_3 alkatrészek T_1 kikapcsolásakor átveszik a tranzformátor mágnesezési áramát és lemágnesezik a magot.

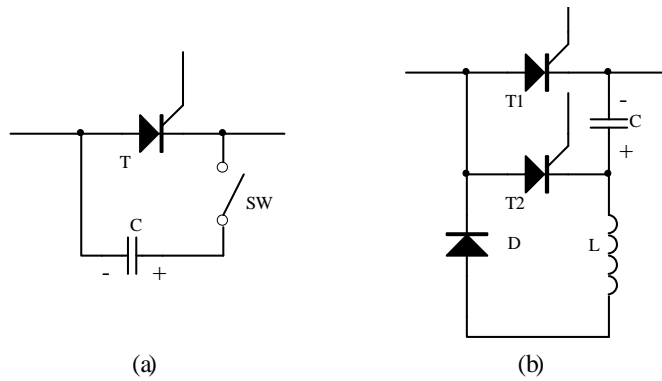


7-18 ábra: Szigetelt gyújtóáramkörök: (a) impulzustranzformátorral, (b) optocsatolóval.

Optocsatolóval is építhető gyújtóáramkör, az alapvető nehézség, hogy az optocsatoló csak információt visz át, energiát nem. Ezért ebben az esetben általában anódgyújtást végzünk (7-18b ábra). A szükséges energiát a tirisztor főáramköréből nyerjük: az optocsatoló kimenetén levő optotriakot bekapcsolva az anód felől áramot indítunk a *gate* felé. A *gate* áramát az R_1 ellenállás korlátozza. R_1 -en nagy feszültségimpulzus jelentkezik, de veszteségei nem jelentősek, mivel rajta keresztül csak gyújtás közben folyik áram. A D_1 dióda szerepe, hogy megakadályozza a negatív *gate* áramot negatív anódfeszültség esetén. Triak gyújtása esetén a dióda nem szükséges.

Mint már említettük, a tirisztorok főárama egyenáramú táplálásnál nem szűnik meg természetes módon, így a tirisztornál nem történik természetes kikapcsolás, hanem arról a felhasználónak kell gondoskodnia (oltás). Az oltás lényege, hogy a tirisztor főáramát nullára-, de legalább a tartóáram értéke alá kell csökkenteni. Elvileg ez megtörténhet egy megfelelő irányban előtöltött kondenzátornak a tirisztorral párhuzamosan való kötésével (7-19a ábra).

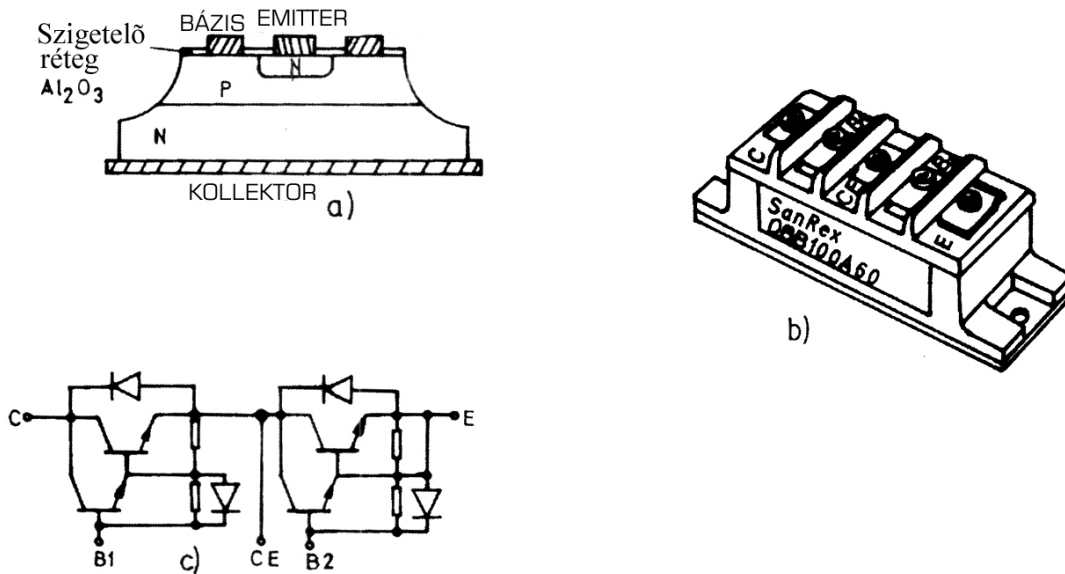
A kondenzátor előtöltése egy külön feladat amit a 7-19b ábrán kialakított rezgőkörrel lehet elérni. A berendezés indításakor mindig először a segéd-tirisztort (T_2) kapcsoljuk be, ezzel a C kondenzátort az ábrán jelölt irányban feltöltjük. A fő-tirisztor (T_1) bekapcsolásakor a kondenzátor az L tekercsen keresztül rezonáns módon áttöltődik az ellenkező polaritásra, így elő lesz készítve a fő-tirisztor oltására. A D dióda szerepe, hogy az áttöltődés után megakadályozza a további rezonáns folyamatot. Megtörténhet, hogy az oltás nem sikerül valamilyen okból, ilyenkor a főáram tartósan folyini fog, mindaddig, amíg elektromechanikai eszközökkel meg nem szakítjuk.



7-19 ábra: Tirisztor oltása: (a) elvi rajz, (b) oltókör rezonáns áttöltődéssel.

7.2.3 Bipoláris teljesítménytranzisztorok

A bipoláris teljesítménytranzisztorok alkalmazása az utóbbi időben hanyatlik, de a múlt század 70-es éveiben ezek szorították ki a tirisztorokat a kis és középteljesítményű alkalmazásokból, különösképp az egyenáramú átalakítók esetében, mivel lehetséges a vezérlőjellel történő kikapcsolás. A kisebb áramokra és feszültségekre tervezett teljesítménytranzisztorok különböző műanyag- és fémtokokban látnak napvilágot, a nagyteljesítményűeket viszont kizárólag modul tokban gyártják (7-20 ábra). Két vagy több tranzisztort is beépítenek egy modulba. A meghajtás könnyítése érdekében általában egyszerű tranzisztor helyett úgynevezett *Darlington*-kötést alkalmaznak.



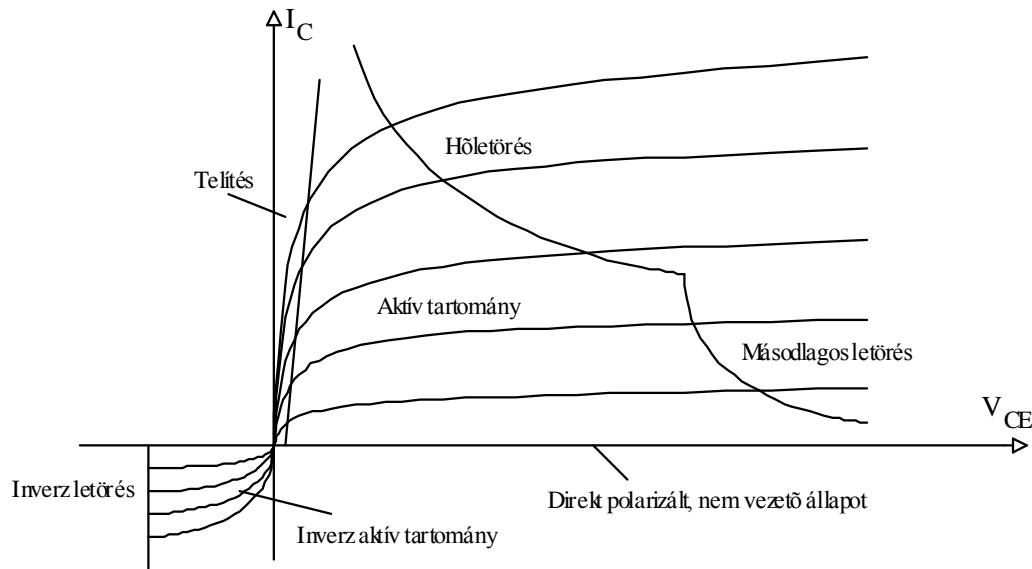
7-20 ábra: Bipoláris tranzisztor: (a) belső felépítés, (b) a modul külső elrendezése, (c) egy modulon belül megoldott lehetséges kapcsolás (két Darlington-kötés diódákkal kombinálva).

A bipoláris teljesítménytranzisztor egy három rétegű félvezető elem. Három kivezetése van: ezek az emitter, a bázis és a kollektor. A félvezető rétegek belső elrendezése kétféle lehet, ezért beszélhetünk *NPN* és *PNP* tranzisztorokról. A

teljesítményelektronikában csak az *NPN* változat játszik jelentős szerepet kedvezőbb egyenáramú és kapcsolási tulajdonságai miatt.

A bipoláris teljesítménytranzisztorokra jellemző a nagy áramsűrűség és a nagy letörési feszültség, elfogadható kapcsolási idő, relatív alacsony ár. A tranzisztor bekapcsolása a bázisára juttatott pozitív árammal történik, a tranzisztor az áram jelenlétéig bekapcsolt állapotban marad. A kikapcsolási idő rövidítése érdekében a meghajtóáram megszűnését követően a bázisra egy negatív áramimpulzust juttatunk.

A tranzisztor kimenő statikus jelleggörbéinek síkjában (7-21 ábra) megkülönböztetünk hét tartományt, ezek a: telítés, aktív tartomány, hőletörési tartomány, másodlagos letérés, direkt polarizált nem vezető állapot, inverz előfeszítés és inverz letérés.



7-21 ábra: A bipoláris tranzisztor statikus kimeneti jelleggörbéi és működési tartományai.

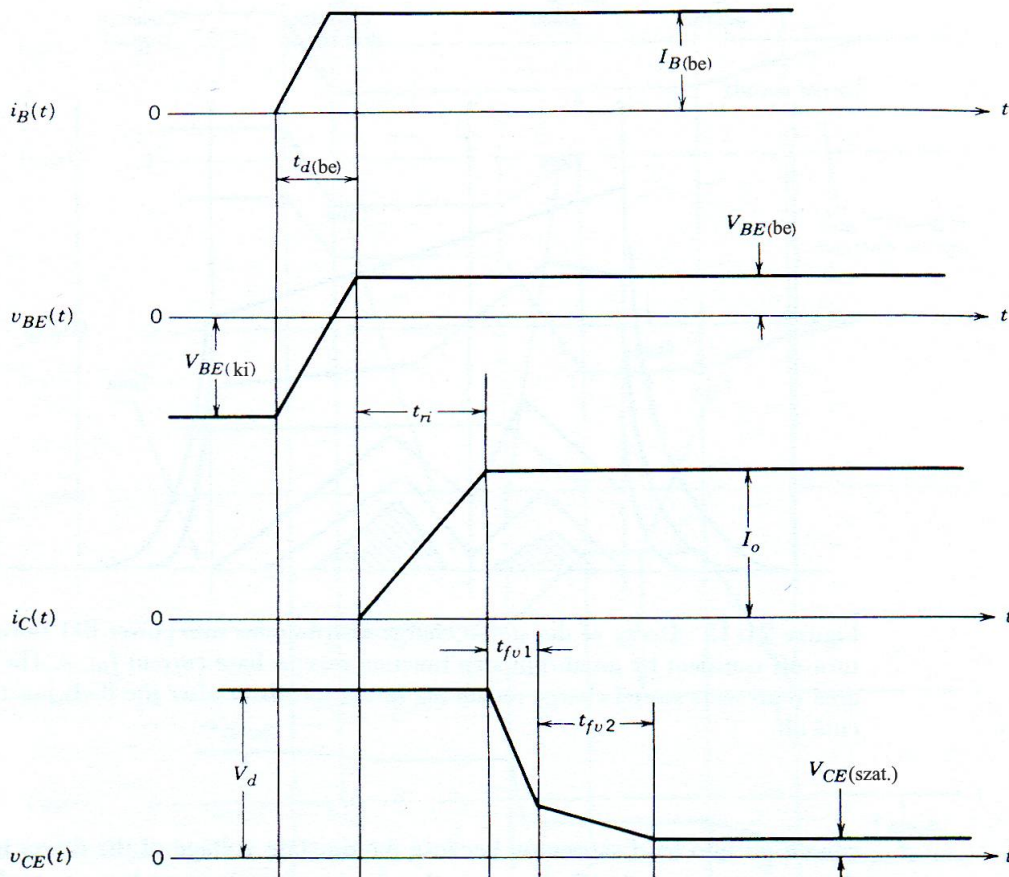
A teljesítményelektronikában a tranzisztor, mint kapcsolót használjuk, elsősorban telítésben (szaturáció) illetve ennek határán (kvázi telítés) valamint lezársban (direkt polarizált nem vezető állapot). E két végállapot között a tranzisztor gyors ugrásokat végez az aktív tartományon keresztül. Az aktív tartományon való gyors áthaladásnak köszönhetően az itt keletkező veszteségek átlagértéke kicsi. A tranzisztoron jelentkező veszteségek fő forrása a telítési tartományban jelentkező feszültségesés.

A bipoláris teljesítménytranzisztorok gyártói adatlapokon szereplő főbb jellemzői a következők:

- B_{VCE0} - kollektor-emitter letörési feszültség nyitott bázisnál
- B_{VCB0} - kollektor-bázis letörési feszültség nyitott emitternél
- B_{VEB0} - emitter-bázis letörési feszültség nyitott kollektornál
- I_{CM} - a kollektoráram legnagyobb megengedett átlagértéke,
- I_{BM} - a legnagyobb megengedett bázisáram,
- P_C - az össz veszteségi teljesítmény,
- β - egyenáramú erősítés,
- V_{CESAT} - kollektor-emitter telítési feszültség,

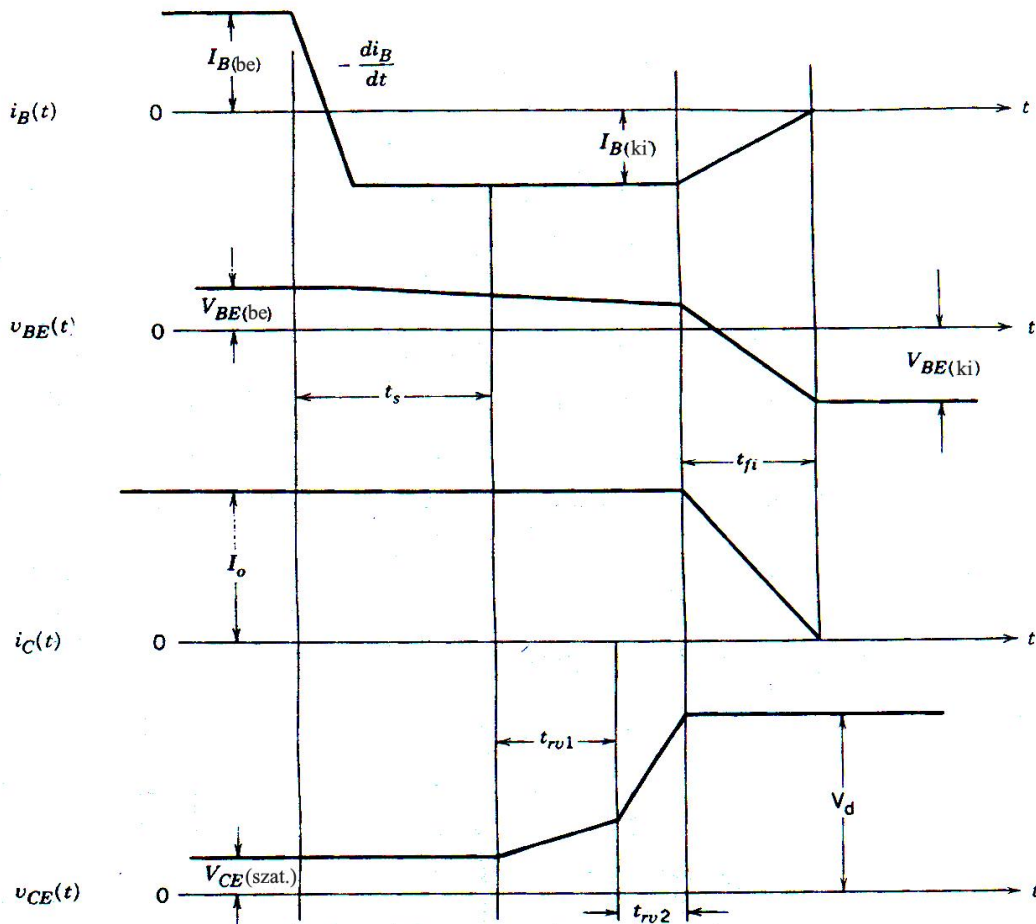
- V_{BESAT} - bázis-emitter telítési feszültség,
- t_d - bekapcsolás késési idő,
- t_r - felfutási idő,
- t_s - telítési idő
- t_f - lefutási idő,
- T_{jmax} - a félvezetőkristály maximális hőmérséklete.

A 7-22 ábrán a tranzisztor bekapcsolásakor jellemző áram- és feszültségdiagramokat adtuk meg. A kapcsolóüzemű berendezésekben az I_C áram felfutása a V_{CE} feszültség lefutása előtt történik meg, mivel először a passzív kapcsolótól (dióda) át kell venni a teljes áramot, csak ez után eshet le a tranzisztor feszültsége. Ezért beszélhetünk külön áramfelfutási időről (t_{ri}) és feszültséglefutási időről (t_{fv}).



7-22 ábra: A teljesítménytranzisztor bekapcsolását jellemző áram és feszültségdiagramok.

A 7-23 ábrán a tranzisztor kikapcsolását jellemeztük. Itt a tranzisztornak először magára kell vennie a kikapcsolt állapotra érvényes feszültséget, csak ez után történik meg az áram lefutása. A feszültség emelkedése viszont csak akkor kezdődik, amikor a tranzisztor túljut a telítési időn (t_s), addig gyakorlatilag a vezérlőjel nem hatékony. A telítési idő rövidítése érdekében kerülni kell a tranzisztor erősebb telítését ($I_C > \beta I_B$). Ezt olyan meghajtóáramkörrel érik el, amely a bekapcsolást követően a tranzisztort a telítés határán tartja.

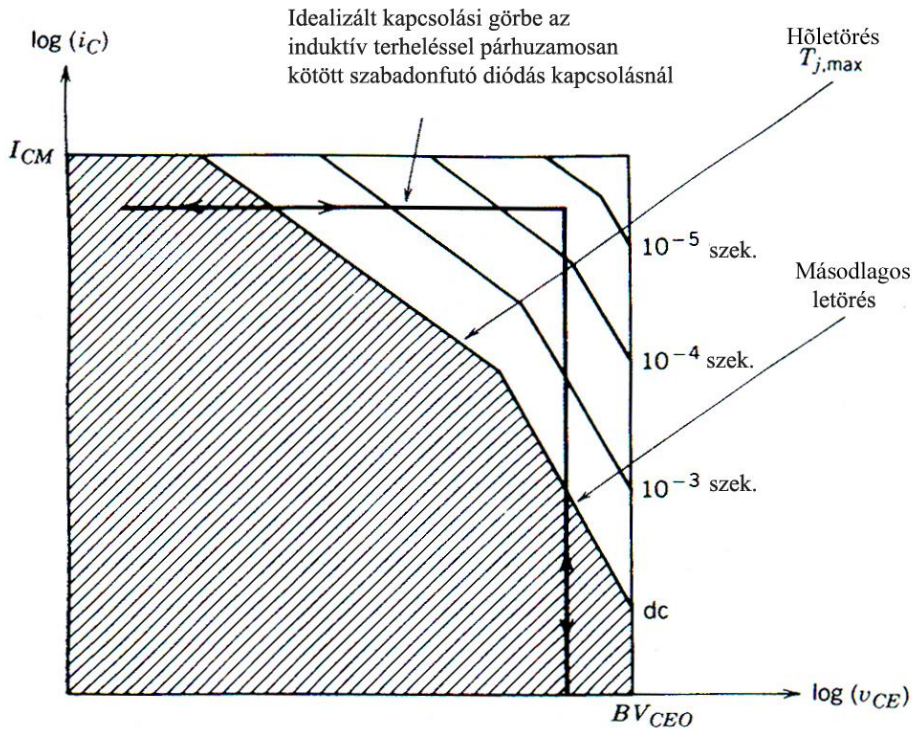


7-23 ábra: A teljesítménytranszisztor kikapcsolását jellemző áram és feszültségdiagramok.

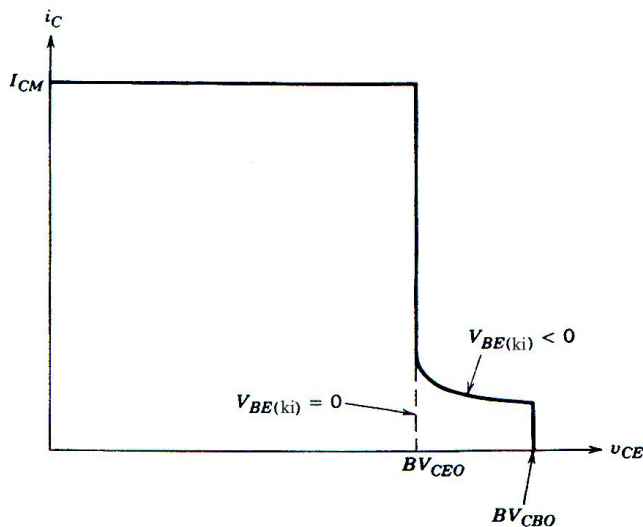
A tranzisztor biztonságos működésének határait a gyártók az úgynevezett SOA (Safe Operating Area) diagram formájában szokták megadni. Rendszerint megkülönböztetik a bekapcsoláskor érvényes diagramot (FBSOA) és a kikapcsoláskor érvényes diagramot (RBSOA). Az FBSOA diagramon (7-24 ábra) a bevonalkázott részben a tranzisztor tartósan tartózkodhat (megfelelő hűtés mellett), míg a négyzettel körülhatárolt terület fennmaradt részében csak a feltüntetett rövid ideig.

A diagramon látható, hogy a hőletörés mellett (T_{jmax}) a másodlagos letörés tovább korlátozza a tranzisztor működési tartományát. A másodlagos letörés oka, hogy a kapcsolási folyamatok során az áramsűrűség nem egyenletes a tranzisztor egész keresztmetszetén és ez miatt helyi túlterhelések lépnek fel.

Az RBSOA diagramon (7-25 ábra) a lényeges részlet, hogy a tranzisztor a B_{VCE0} feszültségnél nagyobb értéket is el tud viselni kikapcsolás közben, ha a kollektoráram előzőleg kis értékre csökkent. Ez a lehetőség csak akkor használható ki, ha külső áramkörrel (snubber, 2.5 fejezet, 2-76 ábra) segítjük a tranzisztor kikapcsolását. Ez a külső áramkör magára veszi a kollektoráramot egy rövid időre, amíg a tranzisztor kikapcsolása meg nem történik. Egyébként nem lehetséges, hogy először a kollektoráram csökkenjen le, majd csak ezt követően növekedjen a kollektor-emitter feszültség.



7-24 ábra: A teljesítménytranszisztor bekapcsolásakor érvényes biztonságos működési tartomány (FBSOA).



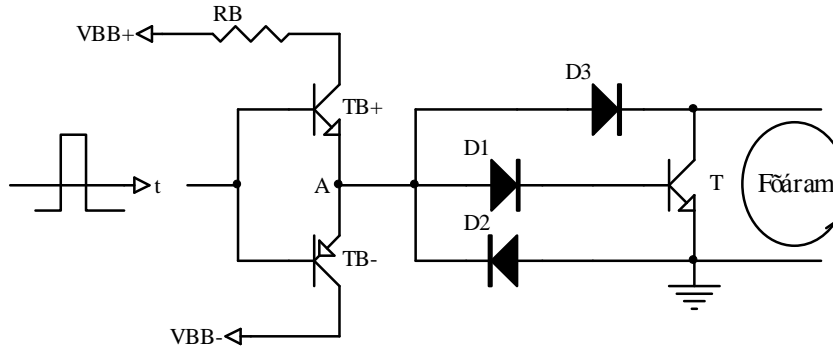
7-25 ábra: A teljesítménytranszisztor kikapcsolásakor érvényes biztonságos működési tartomány (RBSOA).

A bipoláris teljesítménytranszisztorok meghajtására kellő amplitúdójú áramimpulzust kell biztosítani a teljes bekapcsolási idő alatt. Kikapcsoláskor a meghajtóáram irányának meg kell fordulnia, majd amikor a bázis-emitter átmenet lezár, negatív feszültséget kell tartani a bázison.

Az áramimpulzus létrehozásához megfelelő tápfeszültségek és áramerősítő szükséges. Diszkrét megoldásoknál a 7-26 ábrán látható, komplementer tranzisztorokkal megépített kapcsolás a jellemző, integrált erősítőkben viszont általában két NPN

tranzisztorból kialakított *totem-pole* kötést alkalmaznak. Az R_B ellenállás a bekapcsolási áramot korlátozza.

Mivel bipoláris tranzisztoroknál gondot jelent a telítésből eredő késés, a D_1 , D_2 , D_3 diódák a telítést akadályozzák meg. A bekapcsoláshoz szükséges vezérlőáram a D_1 diódán halad keresztül, így az A pont potenciálja a dióda nyitófeszültségének és a tranzisztor bázis-emitter feszültségének az összege. A V_{CE} feszültség nem eshet le a telítésre jellemző értékre, nem jöhet létre a bázis–kollektor átmenet pozitív előfeszítése, mert a D_3 dióda kinyit és elvezeti a főáramkör felé a felesleges meghajtóáramot. A D_2 dióda a kikapcsoláshoz szükséges negatív áramot vezeti.

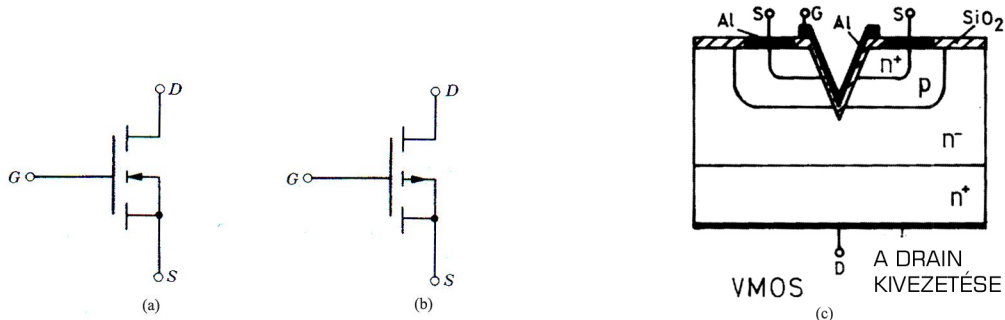


7-26 ábra: Bipoláris tranzisztor vezérlése.

7.2.4 Teljesítmény MOSFET-ek

Magasabb frekvenciákon (20kHz felett) a bipoláris tranzisztorok helyett rendszerint teljesítmény MOSFET-eket használnak (7-27 ábra). Kezdetben a MOSFET-ek alkalmazását hátráltatta az igen magas ár, de ma már ez nem jellemző.

A teljesítmény MOSFET-ek különböző elnevezések (SIPMOS, VMOS, HEXFET...stb.) alatt kerülnek forgalomba. A működés alapját a félvezető csatornának keresztirányú térrel történő vezérlése képezi. A szerkezet három rétegű: fém-oxid-félvezető. A bipoláris tranzisztorokhoz hasonlóan három kivezetéssel készülnek, ezek a *drain*, a *gate* és a *source*.



7-27 ábra: A MOSFET: (a) rajzjele n típus esetén, (b) rajzjele p típus esetén, (c) belső szerkezete.

A MOSFET-ek vezérlése viszonylag kis teljesítményt igényel, mert csak kapcsolás közben szükséges jelentős *gate* áramot biztosítani a parazita kapacitások

töltésére/ürítésére. A bekapcsolt ill. a kikapcsolt állapot fenntartásához gyakorlatilag nincs szükség meghajtóáramra.

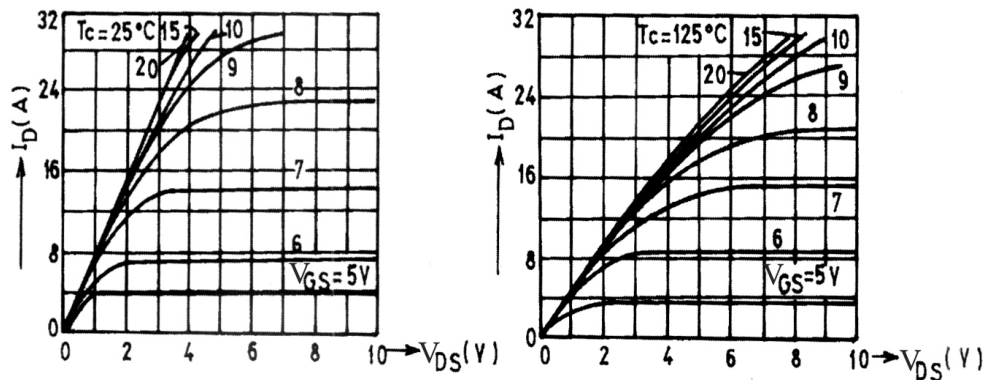
Másik előnyös tulajdonság, hogy a *MOSFET*-eknél nem jelentkezik másodlagos letörés, a biztonságos működési tartomány (*SOA*) gyakorlatilag négyzetleges, természetesen egy időben nagy áram és nagy feszültség csak rövid ideig jelentkezhet.

A *MOSFET*-ek gyors kapcsolóként viselkednek, nincs náluk telítési idő, a ki és a bekapcsolás sebességét csak a rendelkezésre álló *gate* áram korlátozza.

A *MOSFET* csatornája vezetés közben kis ellenállásértéket mutat. A csatornaellenállás a letörési feszültség négyzeténél is erősebb arányban növekszik. Így a nagyobb feszültségű *MOSFET*-ek (400V felett) a veszteségek illetve az ár szempontjából nem mindig versenyképesek a bipoláris tranzisztorokkal.

A nagy teljesítményű *MOSFET*-eket gyakran modul kivitelben hozzák forgalomba (2, 4 ill. 6 tranzisztor félhíd-, teljes híd-, ill. háromfázisú hídkapcsolásban), a kisebb *MOSFET*-ek különböző műanyag tokozásokban látnak napvilágot.

A kimeneti áram-feszültség jelleggörbe (7-28 ábra) hasonló, mint a bipoláris teljesítmény tranzisztoroknál. A diagramok az I_D áram függését mutatja V_{DS} -től, ahol V_{GS} a paraméter. Megfigyelhető, hogy a hőmérséklet emelkedésével növekszik a főáramkörben jelentkező feszültségesés (V_{DS}), így növekszenek a veszteségek.



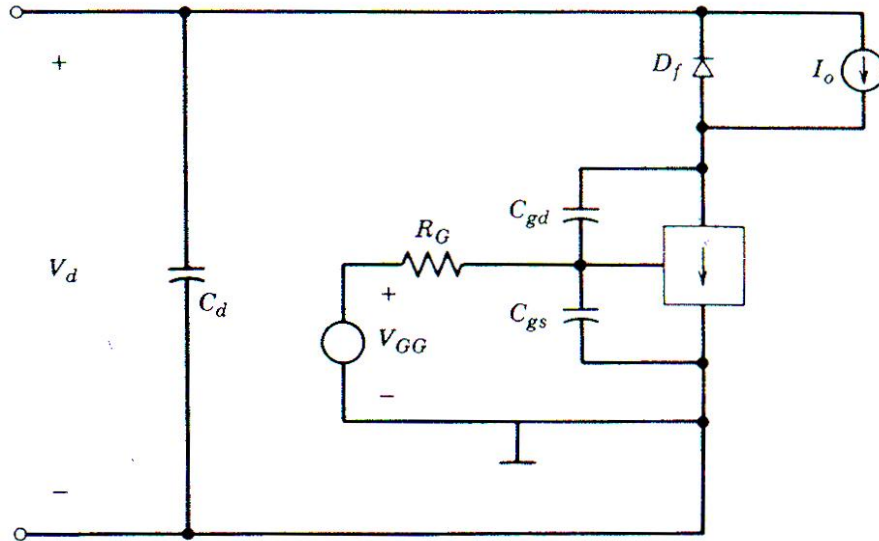
7-28 ábra: *MOSFET* kimenő jelleggörbéi kis V_{DS} értékekre, 25°C-on és 125°C-on.

A továbbiakban a *MOSFET* kapcsolási jellemzőit vizsgáljuk. A 7-29 ábrán megadott modellben az induktív terhelést egy, a D_f dióddal párhuzamosan kötött, I_o áramgenerátor helyettesíti. A *MOSFET* aktív üzemi helyettesítő kapcsolását egy vezérelt áramforrás és a C_{gs} , C_{gd} parazita kapacitások megfelelő kötésével alakítottuk ki.

A *gate* vezérlését egy ideális V_{GG} feszültségforrás végzi, ahol a vezérlőfeszültség értékét nulla vagy V_{GG} . *MOSFET* meghajtásánál csak ritkán alkalmaznak kétoldalas (pozitív és negatív) táplálást. A feszültségforrás áramát az R_G ellenállás korlátozza. Elvileg a kapcsolási veszteségek csökkentése érdekében a gyors kapcsolás a cél, ami minél nagyobb bekapcsolási és kikapcsolási áramot kíván, de a túl gyors kapcsolásnak is vannak hátrányai. Ha a *MOSFET* gyorsabban kapcsol be, mint ahogyan a szabadonfutó dióda ki tud kapcsolni, nagy áramcsúcsok és nagy veszteségek jelentkeznek. Hasonlóképpen a túl gyors kikapcsolás a parazita induktivitásokon nagy feszültségcsúcsokat eredményez.

Az egyszerűbb magyarázat kedvéért a szabadonfutó diódát ideálisnak feltételezzük. A bekapcsolási jelldiagramok a 7-30 ábrán követhetők, ahol a *gate* vezérlési

feszültsége $t=0$ -ban ugrásfüggvény szerint kezd növekedni. A $t_{d(be)}$ gyújtáskésési ideig a *gate-source* feszültség v_{GS} -ről $V_{GS(th)}$ -ra növekszik, miközben az áramok a C_{gs} és C_{gd} kapacitásokon keresztül folynak (7-32a ábra). A v_{GS} feszültség növekedése ezen a szakaszon csaknem lineáris, habár ez a növekedés tulajdonképpen egy exponenciális függvény (szaggatott vonal 7-30 ábra) szerint történik, melynek időállandója $\tau_l = R_c(C_{gs} + C_{gd1})$.



7-29 ábra: MOSFET kapcsolásának modellezése induktív terhelés- és a terheléssel párhuzamosan kötött szabadonfutó dióda esetére.

A $V_{GS(th)}$ felett a v_{GS} feszültség tovább növekszik, így a *drain* áram növekedni kezd a 7-31 ábrán látható linearizált átviteli görbének megfelelően, alkalmazva a 7-32b ábra szerinti helyettesítő kapcsolást. A *drain-source* feszültség V_d -n marad, ameddig az $i_D < I_o$ feltétel teljesül, és a szabadonfutó dióda (D_f) vezet. Az időt, mely ahhoz szükséges hogy i_D nulláról I_o -ra növekedjen, az áram felfutási idejének nevezzük.

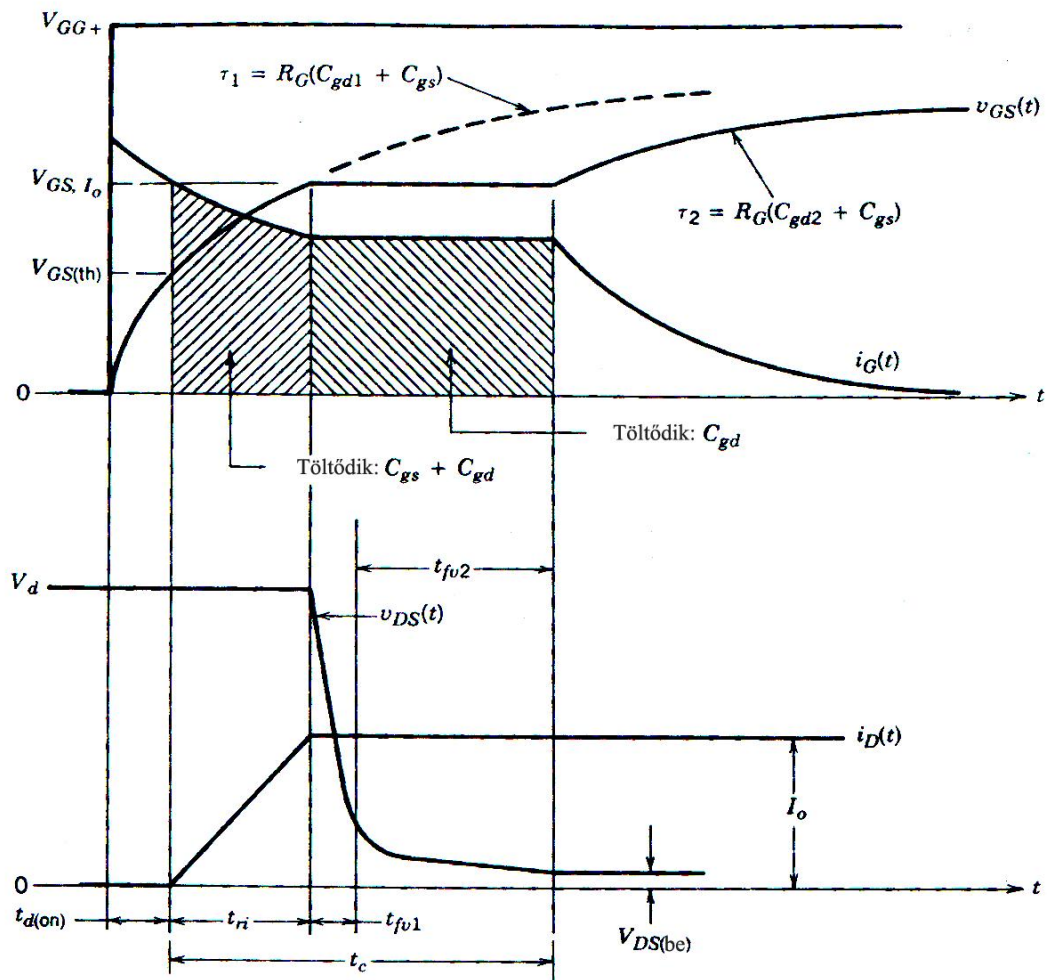
Amikor a MOSFET-en keresztül a teljes I_o terhelési áram folyik (aktív üzemben), a *gate-source* feszültség egy ideig V_{GS,I_o} -án marad, ami miatt az $i_D = I_o$. A teljes *gate* áram:

$$i_G = \frac{V_{GG} - V_{GS,I_o}}{R_G} \quad (7-21)$$

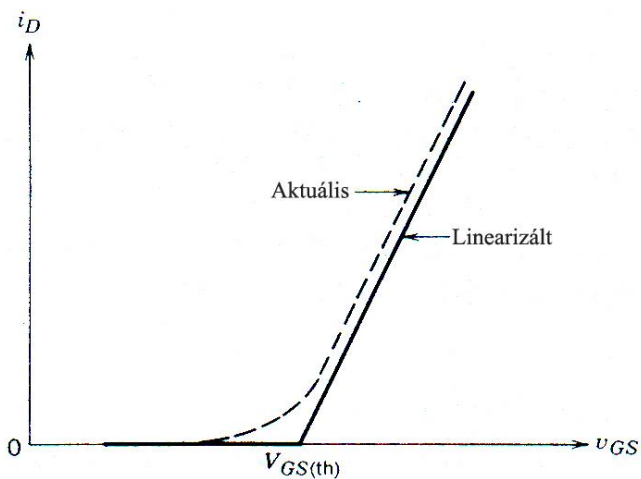
a C_{gd} kondenzátoron keresztül folyik (lásd 7-32c ábra). Ez a *drain-source* feszültség csökkenését hozza létre, ennek meredeksége a:

$$\frac{dv_{DG}}{dt} = \frac{dv_{DS}}{dt} = \frac{i_G}{C_{gd}} = \frac{V_{GG} - V_{GS,I_o}}{R_G C_{gd}} \quad (7-22)$$

egyenlet szerint változik (emlékezzünk, hogy eközben $V_{GS} = V_{GS,I_o}$, tehát $dv_{GS}/dt = 0$). A v_{DS} csökkenésében két intervallumot különböztetünk meg, t_{fv1} és t_{fv2} . Az első intervallumban a MOSFET erősítő üzemben (itt ezt telítési tartománynak hívják) működik, ahol $C_{gd} = C_{gd1}$. A második intervallumban a munkapont az átmeneti tartományon (triódatartomány) keresztül az ohmos tartomány felé tart, ahol $C_{gd} = C_{gd2}$ (7-32d ábra).

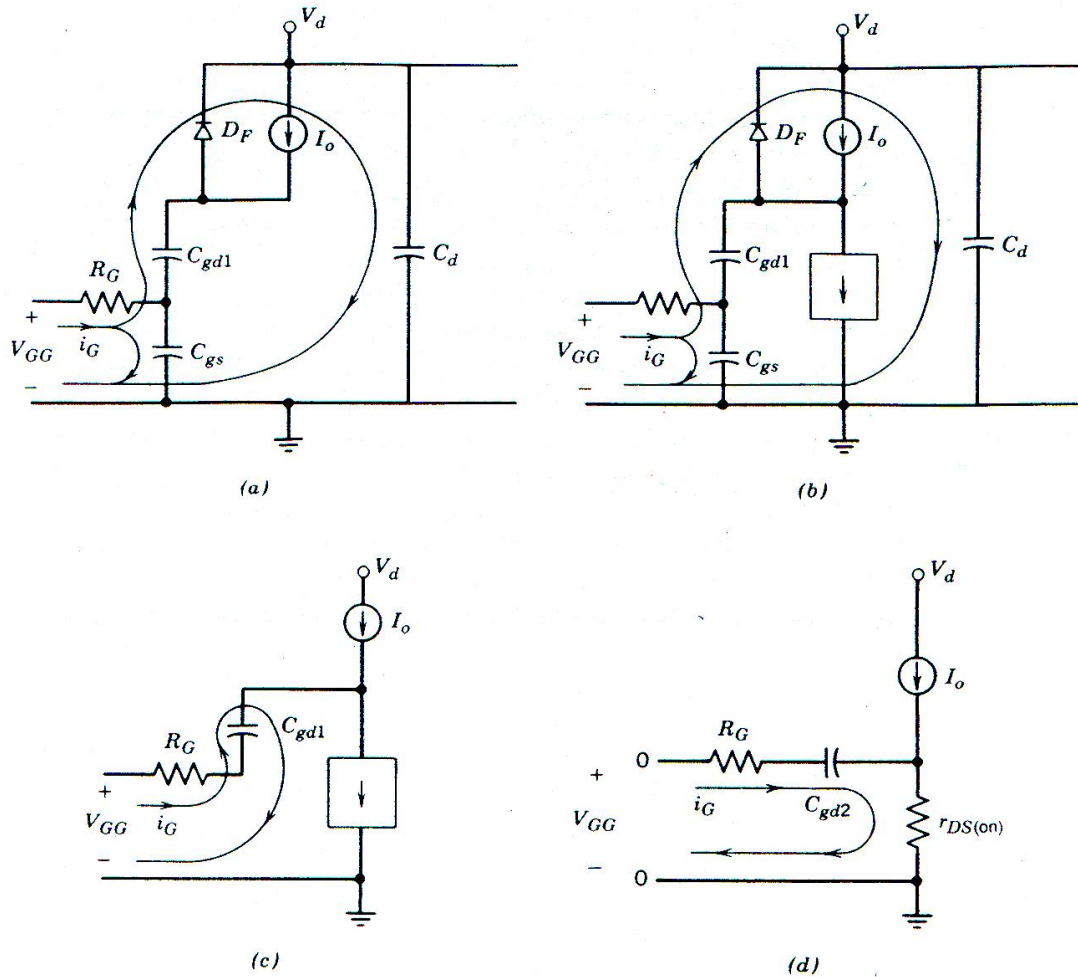


7-30 ábra: A MOSFET bekapcsolási jellegendje az induktív terhelésre és a terheléssel párhuzamosan kötött ideális szabadfutó dióda esetére.



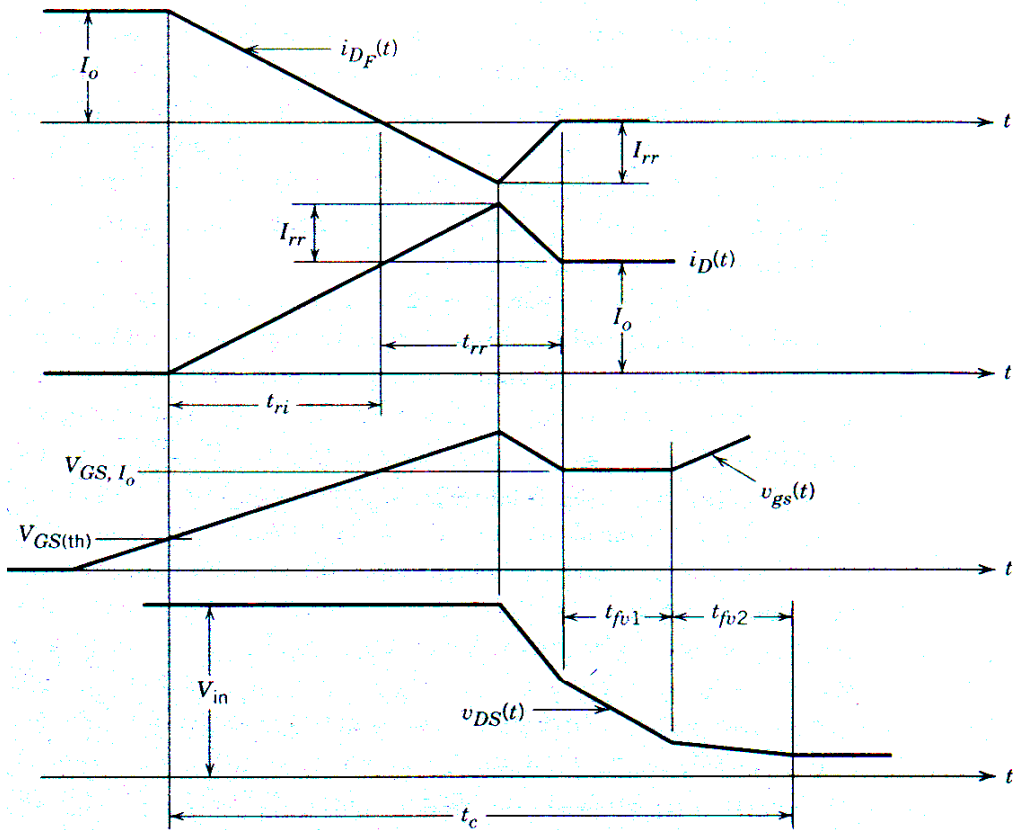
7-31 ábra: Az erősítő üzemben működő MOSFET átviteli jelleggörbéje.

A továbbiakban a *drain-source* feszültség leesik a bekapcsolási állapotot jellemző $I_o r_{DS(be)}$ értékre, a *gate-source* feszültség pedig az eddig megrekedt $V_{GS,lo}$ szintről tovább kezd növekedni egészen V_{GG} -ig. Ennek a növekedésfüggvénynek az időállandója $\tau_2 = R_G(C_{GS} + C_{gd2})$. Ezzel egyidőben, ugyanezzel az időállandóval, a *gate* áram nulláig csökken (7-30 ábra).

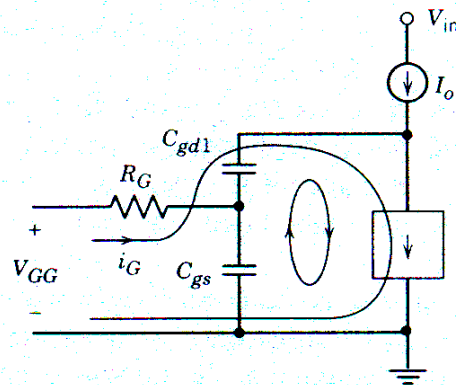


7-32 ábra: A MOSFET bekapcsolása közben érvényes áramköri modellek az induktív terhelés és a vele párhuzamosan kötött szabadonfutó dióda esetére: (a) helyettesítő rajz $t_{d(be)}$ intervallumra, (b) t_{ri} intervallumra, (c) t_{fc1} intervallumra, (d) t_{fr2} intervallumra.

Ha a D_f szabadonfutó dióda nem ideális, vagyis inverz áramának értéke nem nulla, a kapcsolási jeldiagramok a 7-33a ábra szerint módosulnak. Az áram felfutási intervallumában a *drain* áram növekszik, egészen az $I_o + I_{rr}$ értékig. Ehhez a v_{GS} feszültségnek $V_{GS,lo}$ fölé kell emelkednie. Amikor a dióda inverz árama nullára csökken, a v_{GS} értéke hirtelen $V_{GS,lo}$ -ra esik vissza, mely egy i_G áramot hoz létre a C_{gd} -n keresztül (7-33b ábra). Ennek az áramnak hatására a v_{DG} és a v_{DS} értéke hirtelen csökkenni fog (7-33a ábra). Amikor a dióda inverz áramvezetése leáll, a *drain* áram I_o -ra csökken és marad ezen az értéken, mint az ideális dióda esetében (7-30 ábra).



(a)

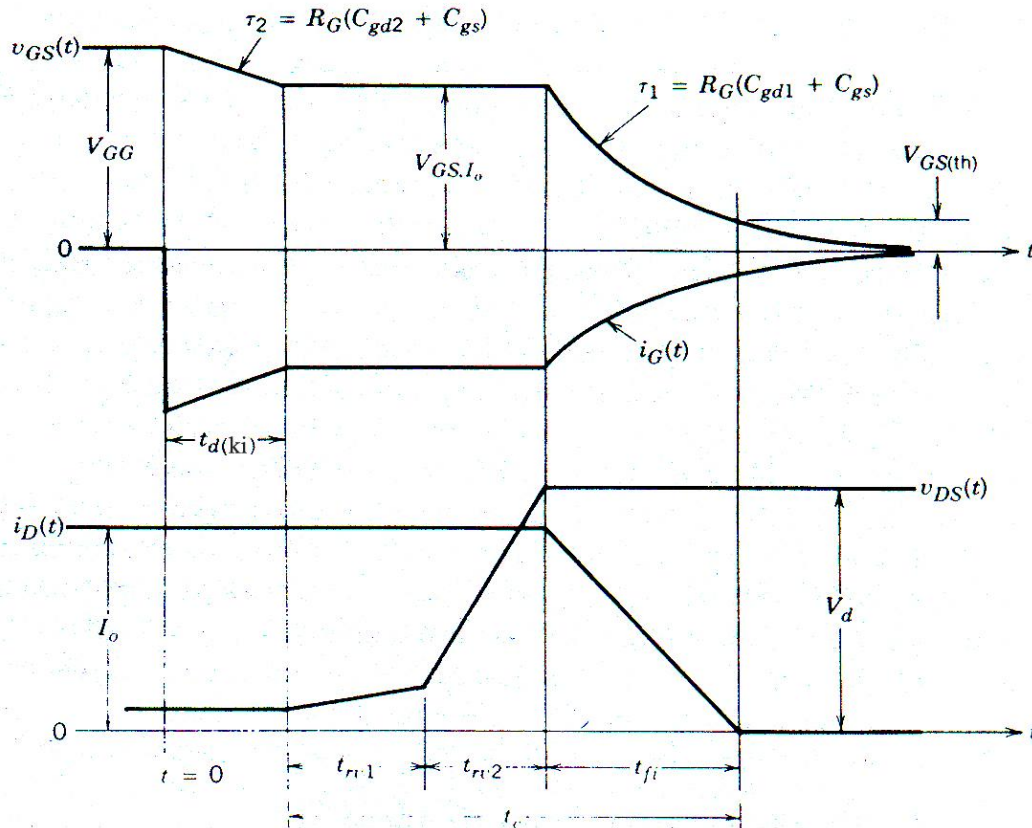


(b)

7-33 ábra: A szabadonfutó dióda kikapcsolási késésének hatása a MOSFET bekapcsolási áramdiagramjaira: (a) MOSFET bekapcsolási jeldiagramjainak változása a szabadonfutó dióda kikapcsolási jellemzőinek hatására, (b) áramköri modell az a esetre.

Kikapcsoláskor a MOSFET-ben a bekapcsolási folyamatok fordított sorrendben játszódnak le. A kikapcsolási jeldiagramokat a 7-34 ábrán láthatjuk. Feltételezzük, hogy a meghajtó feszültség $t=0$ pillanatban V_{GG} -ről ugrásszerűen nullára esik vissza. A diagramok némileg módosulnak (felgyorsulnak), ha a kikapcsolás nem nulla

feszültséggel, hanem negatív feszültségű forrással történik. Gyakori eset, hogy az R_G értékét különbözőnek veszik ki- és bekapcsoláskor, ezzel gyorsítható vagy lassítható a kikapcsolás a bekapcsoláshoz képest.



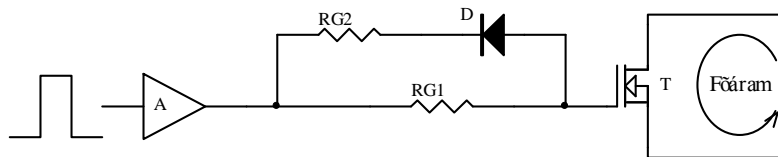
7-34 ábra: A MOSFET kikapcsolási jelldiagramjai az induktív terhelésre és vele párhuzamosan kötött ideális szabadonfutó dióda esetére.

Ki- és bekapcsoláskor jelentős teljesítmény veszteség elsősorban a t_c átmeneti intervallum alatt jön létre (7-30, 7-33 és 7-34 ábrák), ahol $p(t) = v_{DS}i_D$ nagy. Mivel a MOSFET belső kapacitásai nem függenek a kristály hőmérsékletétől, a kapcsolási teljesítményveszteségek sem változnak jelentősen. Ezzel ellentétben, mivel a csatornaellenállás bekapcsolt állapotban a hőmérséklettel nő, a vezetési veszteségek is növekszenek.

Mint már említettük, a MOSFET-ek meghajtóáramkörei csak a bekapcsolás és a kikapcsolás folyamata alatt kell, hogy jelentős áramot biztosítsanak. Erre megfelelő áramerősítő szükséges, amely rövid ideig jóval nagyobb áramot tud elviselni, mint állandósult állapotban. Ez elérhető a bipoláris tranzisztoroknál már említett komplementer vagy *totem-pole* kapcsolásokkal, azzal, hogy a meghajtótranzisztorok általában nem igényelnek külön hűtést, mivel a kapcsolási periódusnak csak kis részében folyik az áram és jelentkeznek veszteségek.

Az optimális kapcsolás (minimális veszteségek) rendszerint szükségessé teszi, hogy a bekapcsolás lassabban történjék, mint a kikapcsolás. Ez a 7-35 ábrán bemutatott módon lehetséges. Bekapcsoláskor a meghajtóáram csak az R_{G1} ellenálláson folyik, mivel

a D dióda nem vezet, kikapcsoláskor viszont létrejön egy áramkomponens az R_{G2} - D vonalon is, ami gyorsítja a kikapcsolást.



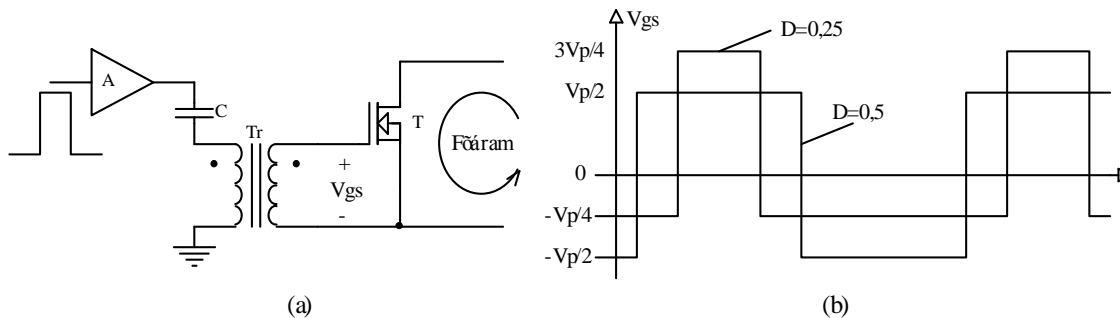
7-35 ábra: MOSFET kikapcsolásának gyorsítása a gate ellenállás áthidalásával.

A MOSFET-ek meghajtása gyakran megköveteli a meghajtókör elszigetelését a vezérlő áramkörtől. Ennek lehetnek biztonsági és zavarvédelmi okai, de gyakran a maga az áramkör szerkezete olyan (pl. hídkapcsolás), hogy az egyes meghajtókörök referenciapontjai (ezek az egyes MOSFET-ek *source*-ai) nagyon különböző potenciálon vannak, tehát nem köthetők össze a vezérlés meghatározott pontjával.

A meghajtókörnél alkalmazott elszigetelésének három módja használatos:

- impulzustranzformátor,
- optocsatoló,
- *bootstrap* meghajtó.

Az impulzustranzformátor egyszerű, olcsó eszköznek számít és jó szigetelést biztosít. Hátránya, hogy a kitöltési tényező változásakor változik a pozitív és negatív impulzusok amplitúdója (7-36 ábra). Ez az oka, hogy 50% kitöltési tényező felett általában nem alkalmaznak tranzformátoros meghajtást.

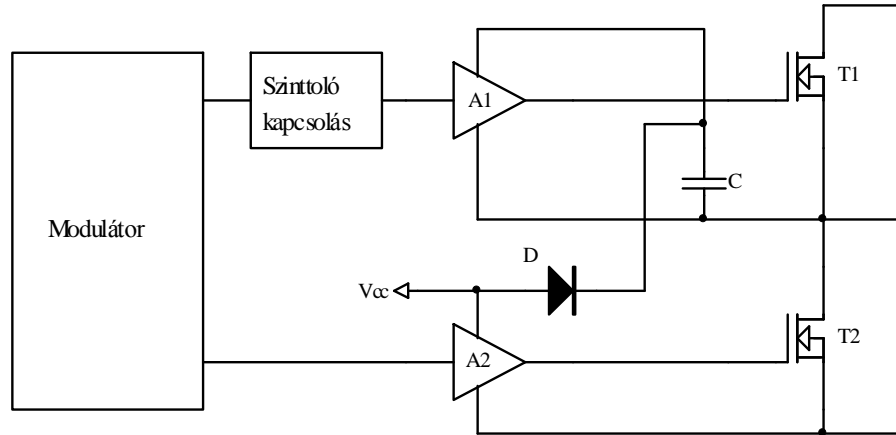


7-36 ábra: MOSFET meghajtása impulzustranzformátorral (a) és v_{GS} jellegendák különböző kitöltési tényezők esetén (b).

Az optocsatolós megoldásnál nincs korlátozva a kitöltési tényező, viszont az optocsatoló kimeneti oldalán külön szigetelt tápot kell biztosítani. Ilyen meghajtóköröket gyártanak integrált formában is, de a felhasználó is építhet hasonló optocsatoló és kimeneti oldali impulzuserősítő felhasználásával. Ügyelni kell arra, hogy az alkalmazásnak megfelelő gyors optocsatolót válasszunk, másrészt szükséges, hogy az optocsatoló jól tűrje a kimeneti oldalnak a bemeneti oldalhoz képest történő hirtelen ugrásait.

A *bootstrap* meghajtást hídkapcsolásokhoz fejlesztették ki (7-37 ábra). A híd (félhíd) alsó MOSFET-jének (T_2) meghajtása egy közvetlenül csatolt impulzuserősítővel (A_2) történik. A felső MOSFET (T_1) meghajtására is hasonló impulzuserősítőt (A_1) használunk, de ennek a tápja együtt kell, hogy mozogjon a felső MOSFET *source*-ával. Ezt a tápot a C kondenzátor biztosítja a T_1 -es bekapcsolási ideje alatt. A bekapcsolás és a

kikapcsolás közben a kondenzátor feszültsége némileg csökken, ezért időnként utántöltést kell alkalmazni. Az utántöltés az alsó impulzuserősítő tápjából (V_{CC}) történik a D diódán és T_1 $MOSFET$ -en keresztül, mikor az bekapcsolt állapotban van. A jel csatolása a felső impulzuserősítőhöz egy különleges szinttoló kapcsoláson keresztül történik.

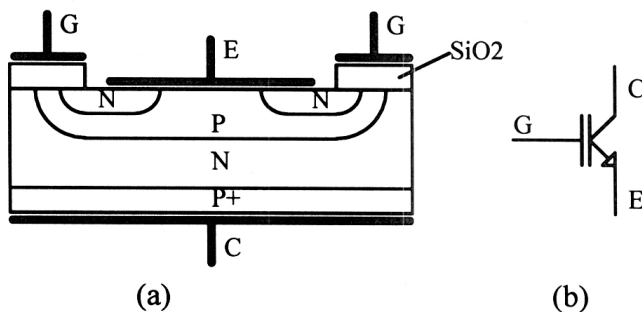


7-37 ábra: Bootstrap meghajtó hidkapcsoláshoz.

7.2.5 IGBT-k

Az $IGBT$ -k átmenetet képeznek a bipoláris tranzisztorok és a $MOSFET$ -ek között. Maga az $IGBT$ kifejezés (*Insulated Gate Bipolar Transistor* - szigetelt vezérlőelektródájú bipoláris tranzisztor) a bipoláris tranzisztorokkal való rokonságra utal. Jelentős működésbeli hasonlóság, hogy a főáramot kétféle töltéshordozó alkotja (elektronok és lyukak).

Szerkezetét tekintve az $IGBT$ nagyon hasonlít a függőleges elrendezésű $MOSFET$ -re, csak a kollektor (C) felőli oldalon hozzáadnak egy erősen szennyezett $P+$ réteget (7-38a ábra). A tényleges alkatrészek nagyszámú ilyen cellából épülnek fel, párhuzamos kötésben. Az $IGBT$ rajzjelét az 7-38b ábrán láthatjuk.

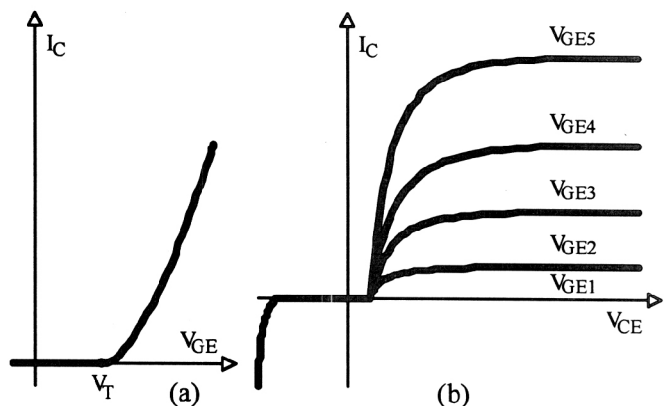


7-38 ábra: Az $IGBT$ szerkezete (a), és rajzjele (b).

A csatorna megnyitását és a főáram megindulását a *gate* (G) megfelelő (pozitív) előfeszítése teszi lehetővé: a *gate* alatti P rétegben N típusú csatorna jön létre. Miután az elektronáram megindult az emitterből (E) a csatornán keresztül, lyukak özönlenek a $P+$ rétegből a szomszédos N rétegbe és csökkentik annak ellenállását. A lyukak jelenléte csökkenti a veszteségeket bekapcsolt állapotban a $MOSFET$ szerkezetéhez képest, sajnos

lassítja is az *IGBT* kikapcsolását. Így sebesség szempontjából is az *IGBT* átmenetet képez a bipoláris tranzisztorok és a *MOSFET*-ek között.

A *MOSFET*-hez hasonlóan az *IGBT* vezérlőelektródja (*gate*) is el van szigetelve a csatornától, így állandósult állapotban érvényes az $I_G = 0$ összefüggés. Ebből kifolyólag csak átviteli és kimeneti jelleggörbéről beszélhetünk. Tipikus jelleggörbék az 7-39 ábrán láthatunk.



7-39 ábra: Az *IGBT* átviteli (a), és kimeneti (b) jelleggörbéje.

Az *IGBT*-ket szinte kivétel nélkül kapcsolóüzemben alkalmazzák. Az I_C , V_{CE} síkban behatárolhatók az *IGBT* működési tartományai. Bekapcsolt állapotban a munkapont az I_C tengely közelében van, a feszültségesés $V_{CE} = V_{CESAT} = 2V \dots 5V$ értékű. Kikapcsolt állapotban a munkapont gyakorlatilag a V_{CE} tengelyen található. A tengelyektől távol eső-, itt telítésnek nevezett tartományban csak átmenetileg tartózkodik a munkapont, mivel itt nagyok a veszteségek.

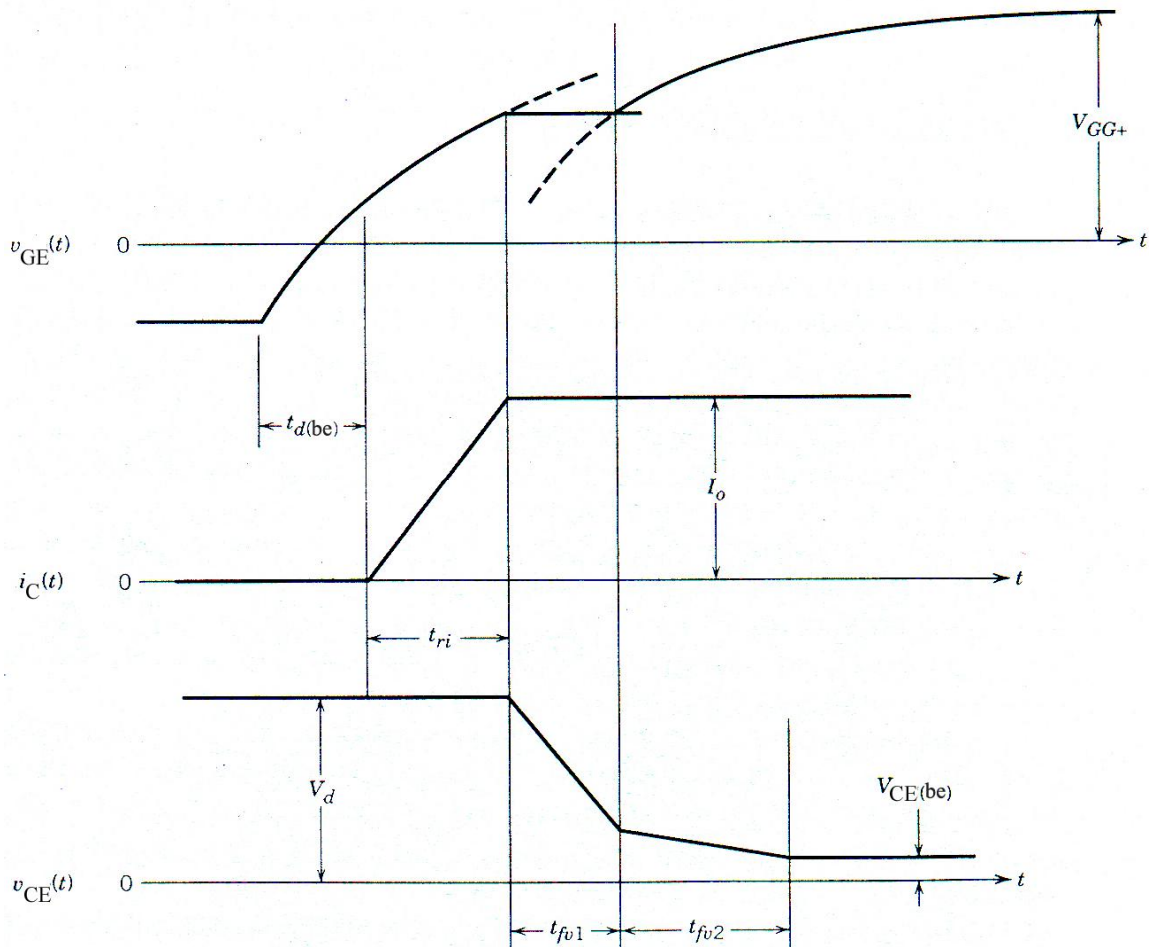
$V_{CE} < 0$ esetén már néhány Volt feszültségnél letörés jelentkezik. $V_{CE} > 0$ esetén is történik letörés, de sokkal nagyobb feszültségnél (BV_{CE}). A mai *IGBT*-ket általában $600V$, vagy $1200V$ letörési feszültségre készítik, mivel ez elégséges a különböző hálózati táplálású berendezések építéséhez.

Az átviteli jelleggörbe (7-39a ábra) hasonlít a *MOSFET*-ek átviteli jelleggörbéjéhez, csak a küszöbfeszültség (V_T) nagyobb (rendszerint $4V \dots 8V$).

Az *IGBT* bekapcsolási áram- és feszültség jeldiagramjai (7-40 ábra) és az azt jellemző intervallumok hasonlóak a 7-29 ábrán látható *MOSFET* kapcsolás 7-30 ábrán bemutatott jeldiagramjaihoz. Ezenkívül a bekapcsolási áramköri modellek is hitelesen használhatók az *IGBT* elemzésénél.

A *MOSFET* $v_{DS}(t)$ jeldiagramjához (7-30 ábra) hasonlóan alakul a $v_{CE}(t)$ diagram a t_{fv2} intervallumban, két megjegyzéssel. Egyrészt az *IGBT* C_{gc} parazita kapacitása mgnövekszik kis feszültségnél, másrészt a $P+$ tartomány okozta vezetésmoduláció viszonylag lassan jön létre, így a $v_{CE}(t)$ feszültség az *IGBT*-n nem esik le azonnal a bekapcsolt állapotra jellemző értékre.

Az *IGBT*-k kikapcsolására jellemző feszültség és áramdiagramok a 7-41 ábrán láthatóak. Az első $t_{d(ki)}$ és t_{rv} intervallumokban az *IGBT* a *MOSFET*-ekre jellemző módon viselkedik. Hasonlóképpen, az ott használt áramköri modellek érvényesek.

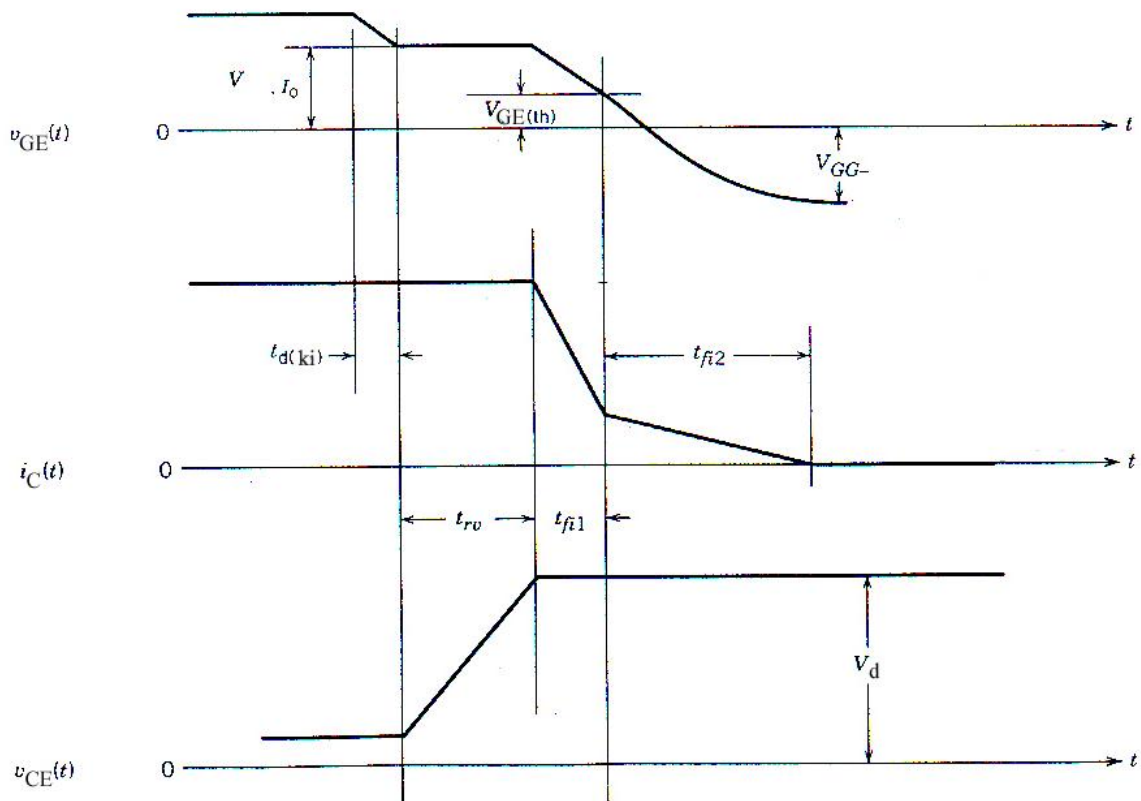


7-40 ábra: Az IGBT bekapcsolási áram- és feszültségdiagramjai.

Az IGBT és MOSFET-ek kikapcsolási jelldiagramjai között az áramdiagramon mutatkoznak eltérések, ahol két jellemző intervallumot különböztetünk meg. Az áram gyors csökkenése a t_{fv1} -es intervallumban játszódik le, hasonlóképpen a MOSFET-ekhez. A kollektoráram ellaposodása a t_{fv2} -es intervallumban következik be az N -rétegben raktározott töltések miatt. Ennek a töltéstöbbletnek az eltávolítása a csatornából csak rekombinálódással lehetséges. Mivel a töltések élettartama a csatornában elég nagy, így t_{fv2} értéke is nagy lesz, sajnos ez növeli a kikapcsolás közben keletkező veszteségeket.

Az IGBT-knél a biztonságos működés határait a letörési feszültségek (BV_{CE} , BV_{GE}) a maximális áram ($I_{C_{MAX}}$), és a maximális veszteségi teljesítmény ($P_{D_{MAX}}$) alkotják. A fontosabb üzemeltetési adatok a V_{CESAT} telítési feszültség és a V_T küszöbfeszültség.

A kisebb teljesítményű típusokat különböző műanyag tokozásokban készítik, nagyobb teljesítményeknél a modul tokozás az elfogadott. Gyakran az alkalmazás megkönnyítése céljából több IGBT-t és más alkatrészt építenek egy tokozásba (félhíd- és hídkapcsolások).



7-41 ábra: Az IGBT kikapcsolási áram- és feszültségdiagramjai.

Az IGBT-k meghajtása a MOSFET-ek meghajtásához hasonlóan történik. Figyelembe kell venni, hogy az IGBT-k vezetési küszöbfeszültsége valamennyivel nagyobb, a parazita kapacitásaik viszont kisebbek. A nagyobb IGBT-k meghajtásánál előszeretettel alkalmaznak kétoldali táplálást. A negatív táprész gyorsítja a kikapcsolást és biztonságosabban fenn tudja tartani a kikapcsolt állapotot zavarok esetén.