

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

**Badacsonyi Ferenc**

**TELJESÍTMÉNYELEKTRONIKA**

**TELJESÍTMÉNYELEKTRONIKA  
KAPCSOLÓELEMEI**

**(2. fejezet második rész)**

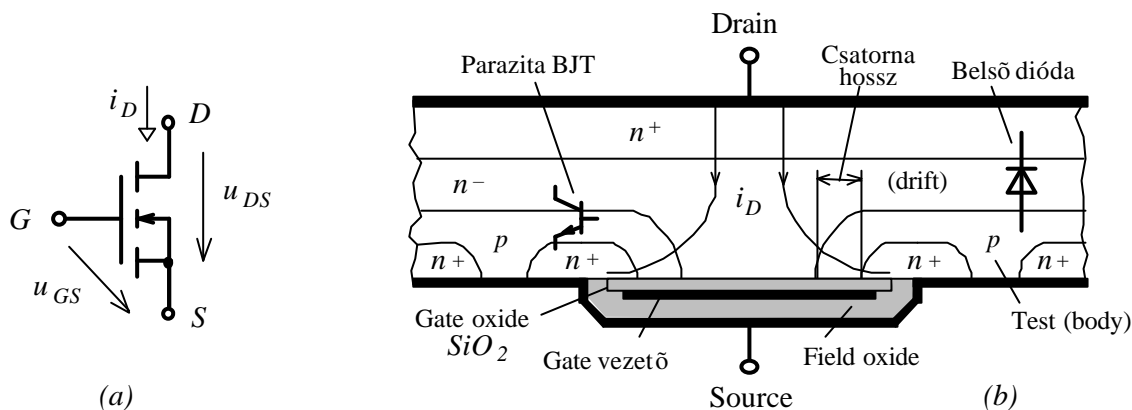
**BUDAPEST, 2002.**

## 2.5. TELJESÍTMÉNY-MOSFET-EK

A teljesítmény MOSFET-ek (MOSFET - metal-oxide semiconductor field effect transistor = fém-oxid félvezető térvezérlésű tranzisztor) az 1980-as évek elejétől állnak rendelkezésre. Előnyös tulajdonságuk a bipoláris teljesítmény tranzisztorokhoz viszonyítva a nagy kapcsolási sebesség és a feszültségvezérelt jelleg.

A 2.37a ábra mutatja egy növekményes  $n$ -csatornás MOSFET szimbólumát. A drain (D), source (S) a főáramköri, illetve a gate (G) a vezérlő kivezetés. A valóságban egy teljesítmény MOSFET egy kristályban kiképzett párhuzamos elemi MOSFET-ekből épül fel. A MOSFET egy elemi tranzisztorának a keresztmetszetét a 2.37b ábra mutatja, amely négy eltérő szennyezésű rétegből áll. Az  $n^+ n^- p n^+$  struktúrában a „+” illetve a „-” indexek az erős illetve a gyenge szennyezettségre utalnak. Ellentétes sorrendben szennyezett, ún.  $p$ -csatornás MOSFET is gyártható, amelynek alkalmazása kevésbé elterjedt. A  $p$ -csatornás MOSFET szimbólumánál a nyíl ellentétes irányú.

A 2.37b ábrán bemutatott struktúrát VDMOS-nak hívják, ami vertikálisan diffundált MOSFET-et jelent. Ez az elnevezés mintegy leírja az eszköz gyártási sorrendjét, valamint a rétegek elhelyezkedésére is utal. A rétegek geometriai alakja befolyásolja a MOSFET tulajdonságait, de az alapvető fizikai működésben nagy különbség nincsen, ezért a bemutatott struktúrát tárgyaljuk. A rétegek geometriai kialakítására általában a tranzisztor elnevezésében utalnak a gyártók, pl. VMOS, HEXFET stb.

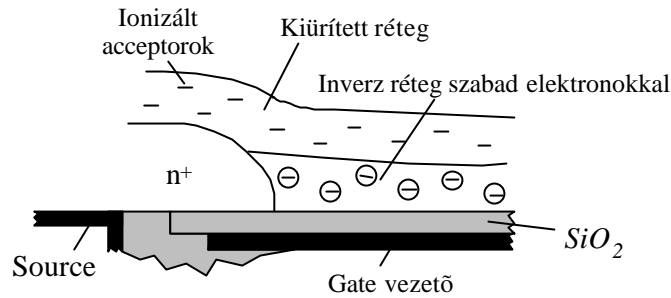


2.37. ábra.  $N$ -csatornás, növekményes MOSFET: (a) szimbóluma, (b) keresztmetszete

Pozitív  $u_{DS}$  feszültségnél az  $n^- p$  átmenet záróirányban van igénybe véve. Ez az átmenet nulla vagy negatív  $u_{GS}$  gate-source vezérlő feszültségnél szigetel, viszont megfelelő nagyságú pozitív  $u_{GS}$ -nél egy áramvezetésre alkalmas  $n$ -típusú csatorna jön létre a  $p$  rétegben a drain és source között. A csatorna kialakulását a 2.38. ábra szemlélteti. A folyamat a következőképpen magyarázható:

A gate vezetõ, mint az egyik elektróda, a felette elhelyezkedõ szilíciumdioxid (gate oxid) és az azt követõ szennyezett szilícium, mint a másik elektróda, egy jó minõségû kapacitást képez. Ha kis pozitív  $u_{GS}$  gate-source feszültséget adunk erre a kondenzátor töltésmegoszlás struktúrára, a pozitív gate elektródából induló villamos

tér eltaszítja a többségi töltéshordozó lyukakat a gate oxid feletti  $p$  rétegből, vagyis kiürített réteget hoz létre. Az  $u_{GS}$  növelésével a villamos tér szabad elektronokat is vonzani kezd azon kívül, hogy a szabad lyukakat eltaszítja. Az elektronok közvetlen forrása a termikus ionizáció általi elektron-lyuk generálás, illetve az  $n^+$  erősen szennyezett source réteg. Elegendően nagy  $u_{GS}$  feszültség következtében a szabad elektronok rétege a gate oxid feletti  $p$  rétegben erősen  $n$ -típusú vezetővé válik és rendelkezik az  $n$ -típusú félvezetők minden sajátosságával. A szabad elektronok rétegét inverziós rétegnek vagy csatornának nevezzük. A csatorna összeköti a source-ot és az  $n^-$  és  $n^+$  rétegből álló drain tartományt, lehetővé téve, hogy a source és a drain elektródák között áram folyjék.



2.38. ábra. A kiürített és inverziós réteg kialakulása

Az  $u_{GS}$  feszültségnek azt az értékét, amelynél az inverziós réteg kezd kialakulni,  $U_{GS(th)}$  küszöbfeszültségnek (threshold-voltage) nevezzük. Ennél nagyobb  $u_{GS}$ -nél vastagabbá válik az inverziós réteg és a szabad elektronok sűrűsége növekszik, tehát a csatorna jobb vezető tulajdonságokkal fog rendelkezni. Innen ered a növekményes térvezérlésű tranzisztor elnevezés.

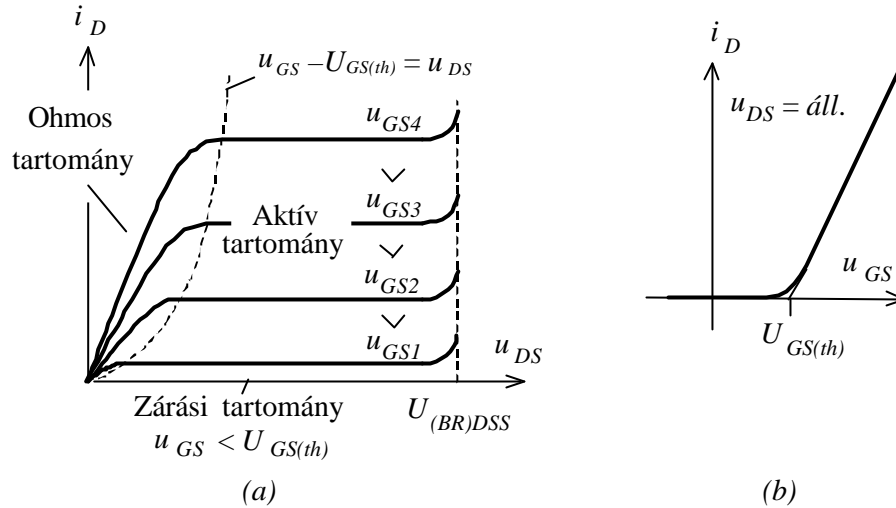
A 2.37b. ábrán láthatóan a source és a drain között egy parazita npn bipoláris tranzisztor alakul ki, amely lényegesen csökkentheti a MOSFET letörési feszültségét. A parazita tranzisztor statikusan hatásos lezárásának céljából a source fémezése rányúlik a  $p$  típusú testtartományra, de ennek eredményeképpen a MOSFET source-a és drain-je közé egy parazita dióda is kapcsolódik. A belső dióda miatt a MOSFET nem tud magára venni negatív  $u_{DS}$  feszültséget. Ugyanakkor a paramétereit tekintve ez a dióda „gyenge minőségű”, felhasználását tekintve körültekintően kell eljárni.

Egy  $n$ -csatornás MOSFET  $i_D - u_{DS}$  kimeneti jelleggörbéit az  $u_{GS}$  gate-source feszültséggel, mint paraméterrel a 2.39a ábra mutatja. A jelleggörbéket zárási, aktív és bekapcsolt állapothoz tartozó ún. ohmos tartományra oszthatjuk.

A MOSFET zárásban van, ha

$$u_{GS} - U_{GS(th)} < 0, \quad (2.44)$$

ahol az  $U_{GS(th)}$  küszöbfeszültség tipikusan 3 - 4 V. Az  $u_{DS}$  feszültséget  $U_{(BR)DSS}$  drain-source letörési feszültségnél kisebb értékre kell korlátozni.



2.39. ábra. *N*-csatornás, növekményes MOSFET: (a) kimeneti ( $i_D - u_{DS}$ ) jelleggörbék, (b) transzfer karakterisztika

A MOSFET az aktív tartományban üzemel, ha

$$0 < u_{GS} - U_{GS(th)} < u_{DS} . \quad (2.45)$$

Az aktív tartományban a drain áram gyakorlatilag független a drain-source feszültségtől és csak a gate-source feszültségtől függ. Egyszerűsítve, az aktív tartományban az áramot a következő kifejezéssel lehet közelíteni:

$$i_D = k_i \times [u_{GS} - U_{GS(th)}]^2, \quad (2.46)$$

ahol  $k_i$  az eszköz geometriájától függő állandó.

A MOSFET az ohmos tartományban üzemel, ha

$$0 < u_{DS} < u_{GS} - U_{GS(th)} . \quad (2.47)$$

Az elnevezésnek megfelelően, ohmos tartományban az  $i_D$  drain áram jó közelítéssel arányos az  $u_{DS(on)}$  drain-source feszültségeséssel. Itt az elemet a drain és source közötti  $r_{DS(on)}$  bekapcsolt állapothoz tartozó ún. bekapcsolási ellenállás jellemzi. A bekapcsolási ellenállás egyes összetevői, mint pl. a csatorna ellenállása függ a vezérlő feszültségtől. A 2.39a ábra kimeneti jelleggörbéin is láthatóan nagyobb  $u_{GS}$  gate-source feszültség alkalmazásánál a jelleggörbe ohmos tartományba eső szakasza meredekebb, tehát kisebb az  $r_{DS(on)}$ . Ezzel a hatással főleg a néhány száz volt vagy annál kisebb  $U_{(BR)DSS}$  drain-source letörési feszültséggel rendelkező MOSFET-eknél kell számolni. Amennyiben az  $U_{(BR)DSS}$  nagyobb, mint néhány száz volt, az  $r_{DS(on)}$  értékét elsősorban az  $n^-$  drift tartomány ellenállása határozza meg, amelynek értékét a vezérlő feszültség gyakorlatilag nem befolyásolja. Erre az esetre, azonos geometriánál, egységnyi keresztmetszetű alaplapra vonatkoztatva a bekapcsolási ellenállás közelítve kifejezhető az  $U_{(BR)DSS}$  drain-source letörési feszültség függvényeként:

$$r_{DS(on)} = k_r \cdot U_{(BR)DSS}^{2.5 \dots 2.7} , \quad (2.48)$$

ahol  $k_r$  egy geometriától függő állandó. Az összefüggésből látható, hogy a bekapcsolási ellenállás és ebből kifolyólag a vezetési veszteség is nagymértékben növekszik a letörési feszültség növekedésekor. Az  $r_{DS(on)}$  erősen hőmérsékletfüggő is, hőmérsékleti tényezője pozitív, a 100 °C-os réteghőmérsékleten az értéke 2 - 3 -szorosra is lehet a 25 °C-os értéknek. A két tényező hatásaként, több száz voltos megengedhető feszültségű elemnél, üzemi hőmérsékleten és névleges áramnál, az  $r_{DS(on)}$ -on eső vezetési feszültség meghaladhatja a 10 V-ot is.

A MOSFET állandó pozitív  $u_{DS}$  feszültségre vonatkozó  $i_D - u_{GS}$  transzfer karakterisztikája a 2.39b ábrán látható. Ez a karakterisztika törtvonalakkal közelíthető, töréspontja az  $U_{GS(th)}$ -nál van.

A MOSFET-ek folyamatos pozitív gate-source feszültség alkalmazását igénylik a bekapcsolt állapothoz, de statikusan nem folyik gate áram. Ez abból következik, hogy a vezérlő kört csak a tranzisztor gate-hez kapcsolódó kapacitásai terhelik. Rövid idejű  $i_G$  áram impulzusok csak a be- vagy a kikapcsolási folyamat alatt folynak, amikor ezek a kapacitások feltöltődnek vagy kisülnek. Mivel a teljesítmény MOSFET vezérlése már 5 V-os jellel is lehetséges, a vezérlés közvetlenül megvalósítható mikroelektronikai áramkörökkel is.

A MOSFET viszonylag nagy kapcsolási sebessége miatt, az átlagos kapcsolási veszteség kicsi, de a vezetési veszteség nagyobb megengedhető feszültségű elemnél nagy. Egy 300-400 V-os MOSFET teljes teljesítményvesztesége megközelítőleg néhány tíz kHz-et meghaladó kapcsolási frekvencia felett már kisebb, mint egy hasonló megengedhető feszültségű és áramú bipoláris tranzisztoré. A frekvenciahatár nem definiálható egyértelműen, mivel az függ a működési feszültségtől is, alacsony feszültségnél a MOSFET-ek alkalmazása általában minden frekvencián előnyösebb.

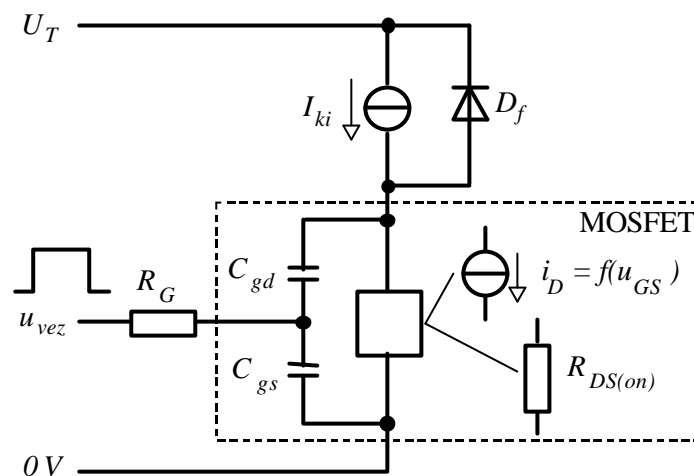
A jelenlegi adatok szerint gyártanak 1000 V feszültségű, de csak néhány tíz amper terhelhetőségű MOSFET-eket. Másik végletként a találkozhatunk közel 200 A-es, de csak 100 V alatti megengedhető feszültségű MOSFET-ekkel is.

A MOSFET-ek egyszerűen, járulékos elemek alkalmazása nélkül is üzemeltethetők párhuzamosan. Ennek oka az  $r_{DS(on)}$  pozitív hőmérsékleti együtthatója, ugyanis, ha egy tranzisztor nagyobb áramot vezet, jobban felmelegszik, és a megnövekedő ellenállása az áramot visszakényszeríti a párhuzamosan kapcsolt kisebb hőmérsékletű elemekre.

A MOSFET-ek eredendően gyorsabbak a bipoláris eszközöknél, mivel csupán a szórási és a kiürített-réteg-kapacitások töltéseinek kell mozognia a be- vagy kikapcsolás során. Kapacitásokat mind a három elektróda között értelmezhetünk, amelyekre az indexelésben hivatkozunk. A  $C_{gs}$  és a  $C_{gd}$  kapacitások egy részét is a kiürített rétegek határozzák meg. Mivel a kiürített rétegeket a villamos tér hozza létre a többségi töltéshordozók átrendezésével, kiterjedésük és ezáltal az általuk meghatározott kapacitások értéke is feszültségfüggő. A legnagyobb mértékben a  $C_{gd}$  kapacitás változik, mert a rajta fellépő feszültségváltozás is sokkal nagyobb, mint a  $C_{gs}$ -en fellépő feszültségváltozás. A kapcsolási hullámformák közelítő számításakor  $C_{gd}$ -t két diszkrét értékkel, a  $C_{gd1}$ -gyel és  $C_{gd2}$ -vel közelítjük, amikor is az értékváltás  $u_{DS} \gg$

$u_{GS} - U_{GS(th)}$  -nél következik be, ahol a MOSFET vagy belép az ohmos tartományba, vagy kilép onnan. A változás  $C_{gd2}:C_{gd1}$  aránya 10:1 is lehet. A  $C_{gs}$  gate-source kapacitást az  $u_{DS}$  feszültségtől függetlennek tekintjük. A  $C_{ds}$  drain-source kapacitás csak kis hatással van a kapcsolási folyamatokra, de az ún. snubber-körök tervezésénél már számolni kell a jelenlétével.

A MOSFET bekapcsolási viselkedését a 2.40. ábra szerinti feszültségcsökkentő egyen-egyén átalakítóban vizsgáljuk. A nagy  $L/R$  időállandójú terhelést  $I_{ki}$  állandóáramú áramforrással modellezzük és feltételezzük, hogy a  $D_f$  dióda ideális, záró irányú kihúzóárama nulla.

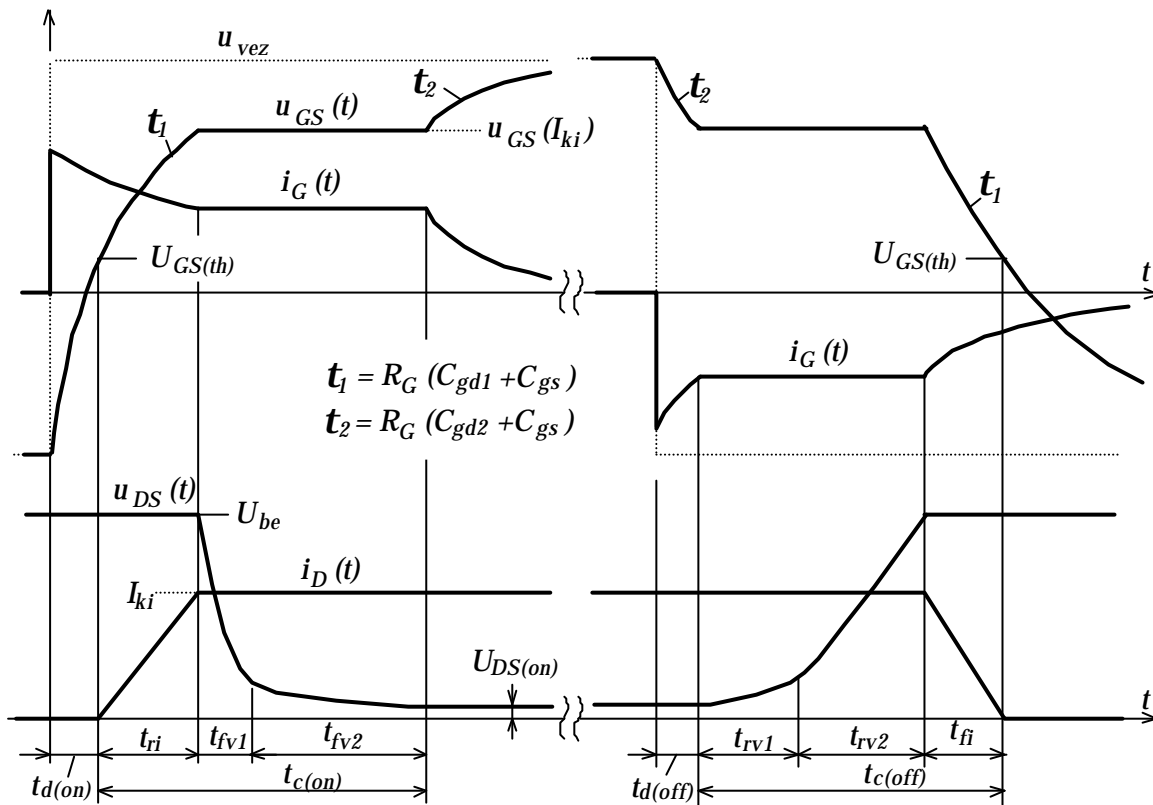


2.40. ábra. Helyettesítőkép a MOSFET kapcsolási folyamatainak vizsgálatához

A kapcsolási hullámformákat a 2.41. ábra mutatja ugrásszerű  $u_{vez}$  vezérlőjel esetén. Bekapcsolásnál mindaddig, amíg  $i_D < I_{ki}$  és  $D_f$  vezet, az  $u_{DS} \gg U_T$  és az  $u_{GS}$  feszültség  $t_l = R_G(C_{gs} + C_{gd1})$  időállandóval exponenciálisan növekszik. Ezen időtartamon belül, a  $t_{d(on)}$  bekapcsolási késleltetési idő addig tart, amíg  $u_{GS} < U_{GS(th)}$ , tehát az  $i_D$  még nulla. Amint  $u_{GS}$  meghaladja az  $U_{GS(th)}$  küszöbfeszültséget, az  $i_D$  elkezdi növekedni, és  $t_{ri}$  felfutási idő alatt eléri  $I_{ki}$ -t. Ezt követően  $D_f$  már nem vezet áramot és  $u_{DS}$  csökken. Az  $u_{DS}$  feszültségesési szakaszában a MOSFET már a teljes  $I_{ki}$  terhelőáramot vezeti és az  $u_{GS}$  feszültség az  $i_D = f(u_{GS})$ -transzfer karakterisztika által előírt állandó  $u_{GS}(I_{ki})$  értéken marad. Mivel itt az  $R_G$ -re jutó  $u_{vez} - u_{GS}(I_{ki})$  feszültség is állandó, az  $i_G$  sem változik. Az állandó  $i_G$  áram a  $C_{gd}$ -n átfolyva csökkenti annak feszültségét és ezzel az  $u_{DS}$ -t is. A  $C_{gs}$ -on nem folyik áram, mivel feszültsége állandó. Az  $u_{DS}$  csökkenése két külön intervallumban,  $t_{fv1}$ -ben és  $t_{fv2}$ -ben történik. Az első  $t_{fv1}$  időtartamban az  $u_{DS}$  az aktív tartományban, az  $U_T$  tápfeszültségről az ohmos tartomány határáig csökken. Az előzőek szerint ezen változás sebességénél a  $C_{gd} = C_{gd1}$  kapacitással kell számolni. A  $t_{fv2}$  időtartamban az  $u_{DS}$  az ohmos tartomány határától a bekapcsolt állapotnak megfelelő értékre csökken. Mivel itt  $C_{gd} = C_{gd2}$ , az  $u_{DS}$  csökkenése a  $C_{gd}$  változásának arányában lényegesen lelassul. Miután az  $u_{DS}$  az  $U_{DS(on)}$  bekapcsolt állapotbeli értékére esik le, megszűnik az  $u_{GS}$ -nek a transzfer karakterisztika által elő-

írt  $u_{GS}(I_{ki})$  határolása és  $t_2 = R_G(C_{gs} + C_{gd2})$  időállandóval  $u_{vez}$ -ig növekszik, illetve ugyanezzel az időállandóval  $i_G$  nullára csökken.

Ha a  $D_f$  dióda nem ideális, és van záróirányú kihúzó árama, akkor ez az áram az  $i_D$ -t az áramfelfutás végén rövid időre az  $I_{ki}$  fölé növeli. Ez a transzfer karakterisztikának megfelelően  $u_{GS}$ -nél is egy kis idejű növekedést okoz az  $I_{ki}$ -hez tartozó értékhez képest.



2.41. ábra. MOSFET kapcsolási feszültség- és áram-hullámformái induktív terhelésnél

A MOSFET kikapcsolása azoknak a folyamatoknak a fordított sorrendjét jelenti, amelyek bekapcsoláskor történtek. Az  $u_{DS}$  növekedési időintervallumait  $t_{rv1}$  és  $t_{rv2}$ , illetve  $i_D$  esési idejét a  $t_{fi}$  jelöli. A kikapcsolási idők tényleges értéke attól függően változik, hogy a gate meghajtó feszültség ugrásszerűen nullára vagy egy negatív értékre csökken. Utóbbi vezérlési mód gyorsítja a kikapcsolási folyamatot. A kapcsolási folyamatok, figyelembe véve a  $t_1$  és  $t_2$  időállandókat, befolyásolhatók az  $R_G$  megválasztásával, ami a be- és kikapcsoláskor eltérő lehet.

### 2.5.1. Működési korlátok

Az  $U_{GS(max)}$ , megengedett maximális gate-source feszültséget a gate-oxid villamos szilárdsága határozza meg. A megfelelő biztonsággal specifikált érték általában  $\pm 20$  V. Az  $u_{GS}$  a gate és a source közé kapcsolt két, ellentétes polaritással sorba kapcsolt zener diódával korlátozható. Szerelés alatt figyelemmel kell lenni arra, hogy a gate-re kerülő statikus töltés az oxid réteg átütéséhez vezethet!

A  $U_{(BR)DSS}$  megengedett, maximális drain-source feszültség az a legnagyobb feszültség, amellyel a MOSFET igénybe vehető az  $n-p$  átmenet lavinaletörése nélkül. Ez a katalógusérték  $u_{GS}=0$  V esetén értendő. Nagyobb letörési feszültség érhető el gyengén szennyezett drain drift tartomány alkalmazásával.

Kapcsoló üzemben a MOSFET melegezése is azonos elvek alapján számítható a többi tranzisztortípushoz. Mivel ezt a kérdést a bipoláris tranzistoroknál tárgyaltuk, most csak a MOSFET sajátosságaira térünk ki. A MOSFET-en fellépő pillanatnyi teljesítményveszteség:

$$p(t) = u_{DS} \cdot i_D. \quad (2.49)$$

A teljes disszipált veszteség itt is a be- és kikapcsolási, továbbá a vezetési veszteségekből tevődik össze. A vezérlési- és a zárt állapothoz tartozó főáramkörü veszteség jó közelítéssel elhanyagolható.

A be- és kikapcsolás során a pillanatnyi teljesítményveszteség, mint bármely kapcsolóelelemnél, itt is arányos a tápfeszültséggel és a kapcsolt árammal. Ennek ellenére a kapcsolási energiaveszteségek a viszonylag kis értékű be- és kikapcsolási időtartamok miatt nagyságrendekkel kisebbek a bipoláris tranzistorokhoz mérten. Mivel a MOSFET kapacitásai és így a kapcsolási idők sem függnének a hőmérséklettől, a kapcsolási teljesítmény-veszteségek ugyancsak függetlenek a hőmérséklettől.

A vezetési teljesítményveszteség pillanatértéke az ohmos tartományban üzemelő MOSFET-nél a vezetett  $i_D$  áram és az  $r_{DS(on)}$  bekapcsolási ellenállás függvénye:

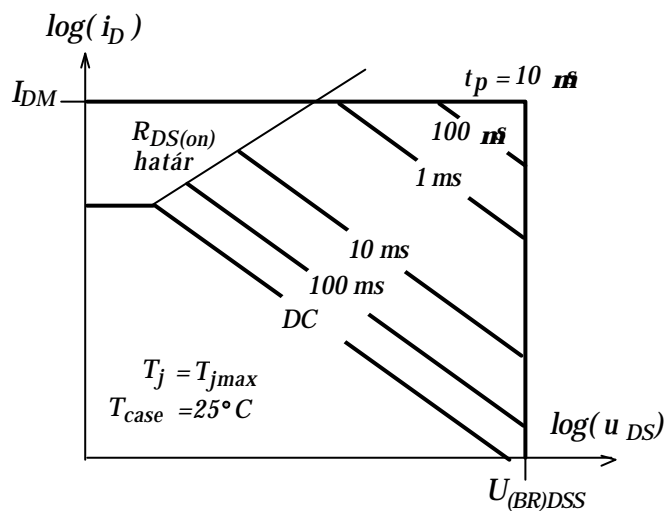
$$p(t) = u_{DS} \cdot i_D = i_D^2 \cdot r_{DS(on)}. \quad (2.50)$$

Mivel az  $r_{DS(on)}$  bekapcsolási ellenállás jelentősen nő a réteghőmérséklet növekedésekor, ez maga után vonja a vezetési veszteség jelentős növekedését is.

A MOSFET-ek párhuzamos kapcsolásával összefüggésben néhány gyakorlati megjegyzést lehet tenni. A transzfer karakterisztika eltérése az azonos típusú eszközök között kicsi. Ezért leghelyesebb, ha a párhuzamosan kapcsolt tranzistorok gate-source feszültségét azonos értéken tartjuk, így megközelítőleg egyforma áramot fognak vezetni. Ezzel ellentétesen, a gate-eket nem lehet közvetlenül összekötni, mivel a szórás inductívitasok a kapacitív jellegű gate bemenetekkel együtt nem kívánatos nagyfrekvenciás rezgéseket eredményezhetnek a MOSFET-ekben. A rezgések elkerülésére kis csillapító ellenállásokat kell az egyes gate-ekkel sorba kötni.



A MOSFET keresztmetszetében (lásd 2.37b ábrát), a source és a drain között elhelyezkedő parazita *npn* bipoláris tranzisztor **b**-ja jóval nagyobb, mint 1. Szükséges, hogy ezt a bipoláris tranzisztort lezárt állapotban tartsuk, mert különben a MOSFET letörési feszültsége akár 50 %-al is csökkenhetne. Ez a helyzet azért különösen veszélyes, mert a bipoláris tranzisztort nem lehet a bázisán keresztül kikapcsolni és a letörés jelentős teljesítmény-disszipációval járna. Ebben az esetben a MOSFET kikapcsolására az egyetlen lehetőség a drain áram külső megszakítása lenne. A parazita tranzisztor statikusan hatásos lezárását szolgálja a test-source fémes összekötése. Ugyanez nem garantálja, hogy bekapcsolás nem történhet a MOSFET nagysebességű kikapcsolásakor, mivel a parazita bipoláris tranzisztor bázisára kapacitívan hat a drain kivezetés. Ez a tény elvileg korlátozza a MOSFET maximálisan megengedhető  $du_{DS}/dt$  növekedési sebességét, de szerencsére ezt a problémát nagyrészt kiküszöbölték a MOSFET-ek fejlesztése során. A modern teljesítmény MOSFET-ekre megengedett  $du_{DS}/dt$  érték meghaladja a 10 000 V/ $\mu$ s-ot, amely olyan nagy érték, hogy a gyakorlatban nem jelent korlátozást a biztonságos működési tartományban. Amennyiben szükséges, a  $du_{DS}/dt$  növekedési sebesség nagyobb értékű  $R_G$  gate ellenállás és kisebb értékű negatív kikapcsolási  $u_{GS}$  feszültség alkalmazásával hatásosan csökkenthető.



2.42. ábra. Egy *N*-csatornás, növekményes MOSFET biztonságos működési tartománya (SOA),  $t_p$  az impulzus időtartama

Egy teljesítmény MOSFET biztonságos működési tartományát a 2.42. ábra mutatja. Három tényező szabja meg a MOSFET SOA-ját: az  $I_{DM}$  maximális drain-áram, a  $T_j$  belső réteghőmérséklet, és a  $U_{(BR)DSS}$  letörési feszültség. Ezek a tényezők analógak a bipoláris tranzisztor megfelelő tényezőivel, ezért részletezésükre nem térünk ki. A SOA adott határértéknél kisebb  $t_p$  bekapcsolási impulzusszélesség esetén téglalap alakú, illetve hosszabb  $t_p$ -nél a veszteségek miatt termikusan korlátozott. A bipoláris tranzisztorral szemben, a MOSFET-nek nincs másodlagos letörése és nincs különbség a be- és kikapcsoláshoz tartozó biztonságos működési tartomány között sem.

## 2.5.2. A MOSFET-ek katalógus adatai

A felsorolt katalógus adatok általában adott hőmérsékleti, áram és feszültség paraméterek mellett értendők. A katalógus adatok meghatározása szempontjából fontos paramétereket közöljük csak az alábbiakban. A katalógusok számos esetben a feszültségeket  $U$ -helyett  $V$ -vel jelölik, pl.  $V_{DSS}$ .

### Határadatok

$U_{DS}$	a megengedhető drain-source feszültség.
$I_D$	megengedhető állandó drain áram.
$I_{DM}$	impulzus drain-áram megengedhető csúcértéke.
$U_{GS}$	megengedhető legnagyobb gate-source feszültség, általában $\pm 20V$ .
$P_D, P_{tot}$	megengedhető legnagyobb hőveszteség, ha $T_{case}=25$ v. $100$ °C.
$T_j, T_{stg}$	maximális réteg-, tárolási hőmérséklet.
$U_{isol}$	adott idejű szigetelési vizsgáló feszültség effektív értéke, rövidrezárt kivezetések mellett végzik.

### Jellemzők

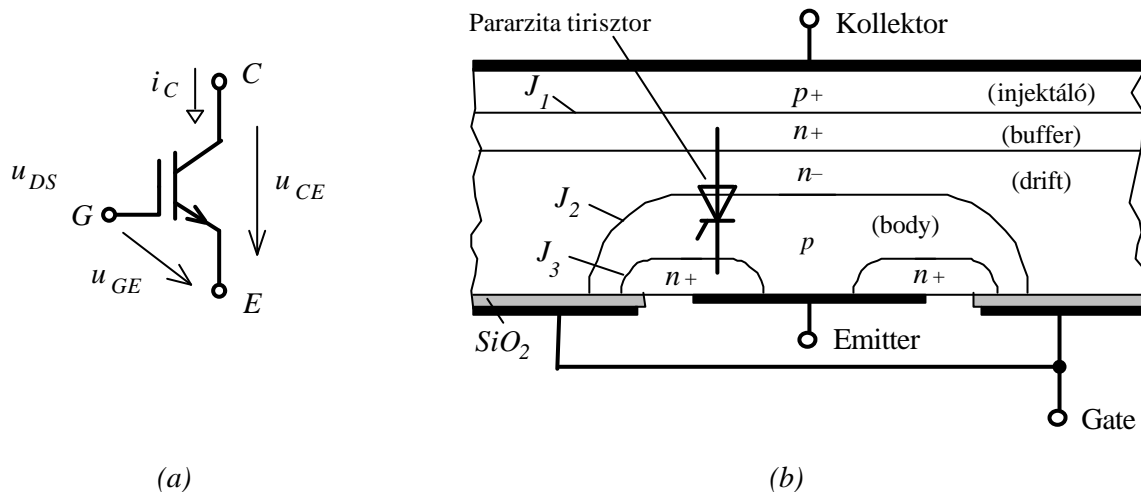
$U_{(BR)DSS}$	drain-source letörési feszültség, ha $u_{GS}=0$ .
$U_{GS(th)}$	gate-source küszöbfeszültség.
$I_{DSS}$	drain-source szivárgó áram, ha $u_{GS}=0$ és $u_{DS}=U_{DS}$ a megengedhető drain-source feszültség
$I_{GSS}$	gate-source szivárgó áram, ha $u_{DS}=0$ , $u_{GS}=\pm 20V$ .
$r_{DS(on)}$	drain-source ellenállás bekapcsolt állapotban.
$g_{fs}$	vezető irányú transzkonduktancia, adott munkapontban a transzfer karakterisztika meredeksége ( $\Delta i_D/\Delta u_{GS}$ ).
$C_{CHC}$	chip-bázistönk közötti kapacitás.
$C_{iss}$	bemeneti kapacitás, rövidrezárt kimenet mellett.
$C_{oss}$	kimeneti kapacitás, bemenet rövidre zárva.
$C_{rss}$	záróirányú transzfer kapacitás (Miller kapacitás).
$L_{DS}$	drain-source parazita induktivitás.
$t_{d(on)}$	bekapcsolási késleltetési idő.
$t_r$	felfutási idő ( $t_{ri}$ ).
$t_{d(off)}$	kikapcsolási késleltetési idő.
$t_f$	esési idő ( $t_{fi}$ ).
$R_{thjc}$	a p-n átmenetek és a bázistönk közötti hőellenállás.
$R_{thch}$	a bázistönk és a hűtötönk közötti kontakt hőellenállás.

## 2.6. SZIGETELT VEZÉRLŐ-ELEKTRÓDÁJÚ BIPOLÁRIS TRANZISZTOROK (IGBT-k)

Az IGBT-k (IGBT - insulated gate bipolar transistor = szigetelt vezérlő-elektrodájú bipoláris tranzisztor) a MOSFET-ek és a bipoláris tranzisztorok legjobb tulajdonságait egyesítik). A bipoláris teljesítmény tranzisztoroknak kisebb a vezetési vesztesége a MOSFET-ekhez viszonyítva, különösképpen nagyobb feszültségzáró képességgel rendelkező elemeknél. A MOSFET-ek előnye a bipoláris teljesítmény tranzisztorokkal szemben a sokkal nagyobb kapcsolási sebesség és a feszültségvezérelt jelleg.

A 2.43a ábra mutatja egy  $n$ -csatornás IGBT szimbólumát. A kollektor (C), emitter (E) a főáramköri, illetve a gate (G) a vezérlő kivezetés. Az IGBT fizikai működésének vizsgálatához a MOSFET-hez hasonlóan szintén egy vertikálisan diffundált struktúrát választunk, amely egy elemi tranzisztorának a keresztmetszete a 2.43b ábrán látható. Ez a struktúra hasonlít az előzőekben tárgyalt vertikálisan diffundált MOSFET felépítéshez, azzal a különbséggel, hogy most a drain helyett a kollektor, illetve source helyett az emitter elnevezéseket használjuk. A fő eltérés az IGBT kollektorát alkotó  $p^+$  réteg jelenléte. Ez a réteg a  $p^+n^+$  ( $J_1$ ) átmeneten át kisebbségi töltéshordozókat injektál az  $n^-$  drift rétegbe.

Az IGBT gate-je és emittere hasonlóan van kialakítva a MOSFET-nél alkalmazott geometriához. Ugyanígy lehet  $p$ -csatornás IGBT-t is készíteni, ha az egyes rétegek szennyezettsége ellentétes. A  $p$ -csatornás IGBT szimbólumánál a nyíl ellentétes irányú.



2.43. ábra. Egy  $n$ -csatornás IGBT: (a) szimbóluma, (b) keresztmetszete

A 2.43b ábra mutatja, hogy az IGBT-struktúrában kialakul egy parazita tirisztor. A tirisztor bekapcsolása nem kívánatos, mert a gate többé nem képes a kollektoráram szabályozására. A parazita tirisztor bekapcsolásának megakadályozása céljából, a MOSFET-ekhez hasonlóan, az emitter fémezése itt is rányúlik a  $p$  típusú testtartományra.

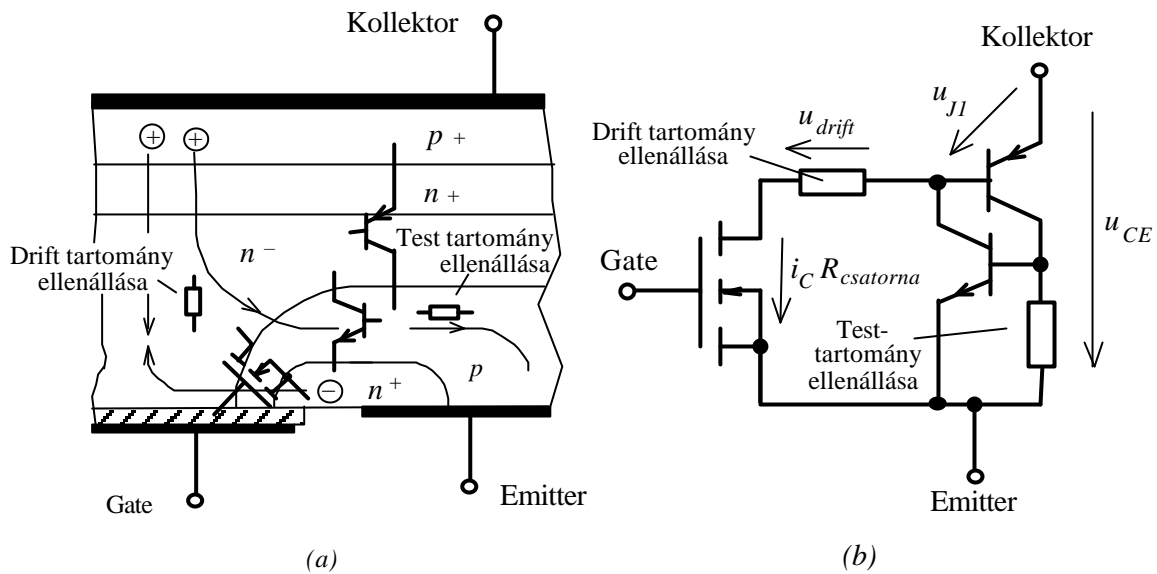
A MOSFET-hez hasonlóan, pozitív  $u_{CE}$  feszültségnél a  $n^-p$  ( $J_2$ ) átmenet záróirányban van igénybe véve. Ez az átmenet nulla vagy negatív  $u_{GE}$  gate-emitter vezérlő feszültségnél szigetel. Negatív  $u_{CE}$  feszültségnél az  $n^+p^+$  ( $J_1$ ) átmenet van záróirányban igénybe véve, de az  $n^+$  és  $p^+$  réteg erős szennyezése miatt ez csak néhányszor tíz volt feszültséget tud zárni. Ha az eszközt az  $n^+$  buffer-réteg nélkül gyártják, az  $U_{RM}$  záróirányú letörési feszültség hasonló nagyságú lehet, mint az  $U_{(BR)CES}$  nyitóirányú letörési feszültség, viszont megnő az IGBT kikapcsolási ideje és bekapcsolt állapotban a feszültségesése. Ennek megfelelően záróirányú igénybevételekor az  $n^+$  buffer-réteggel az IGBT jelleggörbéje aszimmetrikus-, míg nélküle szimmetrikus lehet.

Leegyszerűsítve, az IGBT úgy működik, mint egy olyan MOSFET, amelynek a drift-tartományát kisebbségi töltéshordozók ( $n$ -csatornás IGBT esetén lyukak) injektálásával vezetőképességében moduláljuk. Az injektálás azáltal valósul meg, hogy egy járulékos  $p^+$  réteget adtunk a MOSFET-hez a drain-oldalon, és így egy nyitóirányban előfeszített  $p^+n^+$  ( $J_1$ ) átmenet lesz a drift-tartomány és a kollektor-kontaktus között, ha az IGBT feszültség-igénybevétele vezetóirányú. A töltéshordozó-injektálás csökkenti a drift-tartomány ellenállását, és ezzel csökken bekapcsolt állapotban az IGBT feszültségesése. Ez különösen a nagyfeszültségű MOSFET-ekhez képest jelent csökkenést a vezetési feszültségesésben.

Az IGBT a vezérlési oldalról alapvetően egy MOSFET, tehát a gate-emitter-feszültség vezérli az eszköz állapotát. Ha az  $u_{GE}$  kisebb, mint az  $U_{GE(th)}$ , nem alakul ki a csatorna, amely összekötné a kollektort az emitterrel, ezért az eszköz kikapcsolt állapotban van.

Ha  $u_{GE} > U_{GE(th)}$ , elkezd kialakulni a csatorna a gate-oxid felett, amely összekapcsolja az  $n^-$  drift-tartományt az  $n^+$  emitter-tartománnyal. Elektronáram folyik át a csatornán, ami viszont jelentős lyuk-injektálást eredményez a  $p^+$  kollektor-kontaktus-rétegből az  $n^-$  drift-tartományba. Az injektált lyukak a drift-tartományon keresztül mind drift, mind pedig diffúzió révén mozognak. A lyukak elérve a testtartományt, elektronokat vonzanak az  $n^+$  emitter-rétegből, és a többlet lyukak gyorsan rekombinálnak.

A vezető állapotra vonatkozó viszonyokat az 2.44. ábrán tanulmányozhatjuk. A 2.44a ábrán láthatóan, az IGBT keresztmetszetében három belső tranzisztor értelmezhető, egy MOSFET, továbbá a  $p^+-n^+-n^-p$  rétegekből alkotott  $pnp$  és az  $n^+-p-n^-n^+$  rétegekből alkotott  $nnp$  típusú bipoláris tranzisztorok. A  $pnp$  bipoláris tranzisztornak  $p^+$  kollektor-kontaktus-réteg az emittere, a bázisát az  $n^+n^-$  rétegek és a kollektorát a  $p$  testtartomány alkotják. Az  $nnp$  bipoláris tranzisztorban az emittert az  $n^+$ , a bázist a  $p$  test- és a kollektort az  $n^-n^+$  rétegek alkotják. A leírtak alapján felrajzolható az IGBT működését modellező helyettesítőkép, amit a 2.44b ábra mutat. Ez az áramkör úgy modellezi az IGBT-t, mint egy darlington-áramkört, amelyben a fő tranzisztor a  $pnp$  típusú tranzisztor és a MOSFET a meghajtó tranzisztor. A  $pnp$  tranzisztor bázisa és a MOSFET drain-je közötti ellenállás az  $n^-$  drift-tartomány ellenállása. Az IGBT-ben értelmezhető parazita tirisztort az  $nnp$  és a  $pnp$  tranzisztorok alkotják.



2.44. ábra. IGBT helyettesítése: (a) helyettesítő elemek származtatása, (b) helyettesítő áramkör

Eltérően a hagyományos darlington-áramkörtől, az IGBT helyettesítő képében a MOSFET-nek kell vezetnie a kollektor áram nagyobb hányadát. Későbbi magyarázat szerint, az áramnak ez az egyenlőtlen megoszlása a parazita tirisztor bekapcsolásának elkerülésével összefüggő okok miatt kívánatos. Bekapcsolt állapotban az IGBT feszültségesése a 2.44b ábra helyettesítő képe alapján, jó közelítéssel a következőképpen fejezhető ki:

$$u_{CE(on)} = u_{J1} + u_{drift} + i_C R_{csatorna}. \quad (2.51)$$

A  $J_1$  átmenet  $u_{J1}$  feszültségesése megfelel egy  $pn$  átmenet tipikus nyitóirányú feszültségesésének, amely függ az áramtól, de első közelítésben 0.7 és 1.0 V közötti állandó feszültséggel helyettesíthető. Az  $u_{drift}$  feszültség sokkal kisebb az IGBT-ben, mint a MOSFET-ben a drift-tartomány vezetőképesség-modulációja miatt, nagysága megközelítőleg állandó. A csatornán eső  $i_C \cdot R_{csatorna}$  feszültség a csatorna ohmos ellenállása miatt lép fel és hasonló nagyságú, mint a teljesítmény-MOSFET esetén. Mivel nagyfeszültségű MOSFET-ekben a vezetési feszültségesés legnagyobb része a drift-tartományon esik, az IGBT-knél az  $u_{drift}$  kisebb értéke miatt kisebb az IGBT vezetési feszültségesése. Másik lényeges észrevétel, hogy az  $u_{J1}$  összetevő jelentősebb hatása miatt a vezetési feszültségesés nem ohmos jellegű, amelyet az  $i_C - u_{CE}$  kimeneti jelleggörbéken is láthatunk (2.45a ábra).

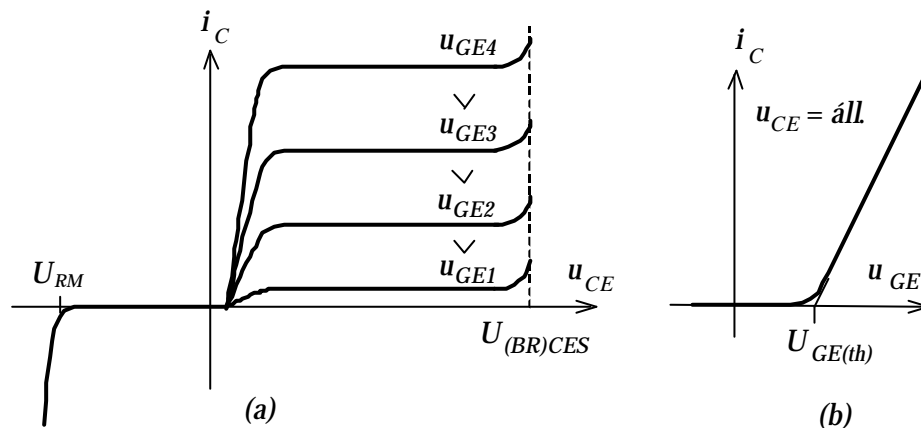
A 2.44a ábrán láthatóan a drift-tartomány lyukáramának kisebb része közvetlenül, a  $p$  rétegen keresztül, míg a nagyobbik része az inverziós rétegben lévő elektronok negatív töltéseinek vonzása miatt, ahhoz közel, a  $p$  típusú test- és az  $n^+$  rétegeken keresztül folyik az emitter-fémhez. A  $p$  rétegben oldalirányban folyó lyukáram komponens oldalirányú feszültségesést kelt a testréteg ohmos ellenállásán. Ez a feszültségesés nyitóirányban veszi igénybe az  $n^+p$  ( $J_3$ ) átmenetet, és az átmeneten a legnagyobb feszültség ott keletkezik, ahol az inverziós réteg az  $n^+$  emitter réteggel találkozik.

Ha ez a feszültség elég nagy, az emitter rétegből jelentős elektronmennyiség injektálódik a testtartományba. Ez bekapcsolja a parazita *npn* tranzisztort, ami maga után vonja *pnp* tranzisztor bekapcsolását is. Végeredményben bekapcsol a két tranzisztor által alkotott parazita tirisztor és az IGBT reteszeli. Ebben az üzemi állapotban a gate többé nem képes a kollektor-áram szabályozására és az IGBT-t csak az áramának a megszakításával lehet kikapcsolni. Amennyiben a névleges kollektor áram csak a parazita tirisztonon folyik át, az IGBT tönkremehet a túlzott teljesítmény-disszipáció miatt.

Adott geometriával rendelkező IGBT esetén a kollektor-áramnak van egy kritikus értéke, amely elég nagy oldalirányú feszültségesést kelt a tirisztor aktiválásához. Ezért az eszközgyártók specifikálják azt az  $I_{CM}$  maximális kollektor áramot, amelynél még nem következik be reteszelés.

Az imént leírt ún. statikus reteszelés akkor valósul meg, amikor a folytonos kollektor áram meghaladja a kritikus értéket. Dinamikus körülmények között, amikor az IGBT kikapcsolt állapotba vált, a statikus áramnál kisebb kollektor-áram esetén is bekövetkezhet reteszelés. A visszatérő kollektor-emitter feszültség  $du_{CE}/dt$  változási sebességének növekedése esetén csökken a reteszelés elkerüléséhez megengedhető  $I_{CM}$  maximális kollektor áram. A reteszelés elkerülésére minimálisra kell csökkenteni az  $I_{CM}$  értékét meghaladó túláramok előfordulásának a lehetőségét, vagy másik módszer az IGBT kikapcsolásának lassítása a soros  $R_g$  gate-ellenállás növelésével.

Az *n*-csatornás IGBT  $i_C - u_{CE}$  kimeneti jelleggörbéit az  $u_{GE}$  gate-emitter feszültséggel, mint paraméterrel a 2.45a ábra, illetve az állandó pozitív  $u_{CE}$  feszültségre vonatkozó  $i_C - u_{GE}$  transzfer karakterisztikát a 2.45b ábra mutatja.



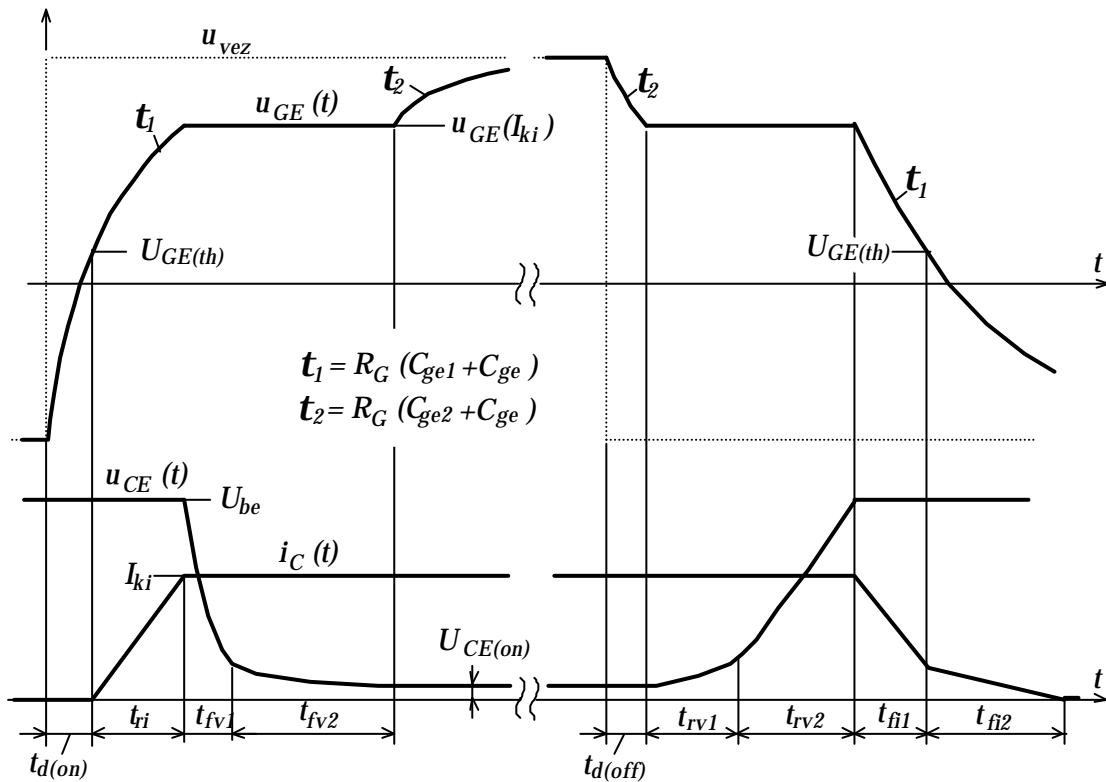
2.45. ábra. *N*-csatornás IGBT: (a) kimeneti ( $i_C - u_{CE}$ ) jelleggörbék, (b) transzfer karakterisztika

A MOSFET-hez képest lényeges különbség az előzőek szerint a lehetséges negatív zárófeszültség, illetve a bekapcsolási tartomány *pn* átmenetnek megfelelő nyitóirányú feszültségesése. A jelleggörbéket pozitív  $u_{CE}$ -nél a MOSFET-hez hasonló vezérlési feltételekkel oszthatjuk zárási, aktív és a bekapcsolási tartományra (lásd a 2.44,45,47 összefüggéseket). Negatív  $u_{CE}$ -nél a letörési feszültséget  $U_{RM}$ , illetve pozitívnál  $U_{(BR)CES}$  jelöli.

Az IGBT-eknek számos előnye van a MOSFET-ekkel, a bipoláris tranzisztorokkal és a GTO-kal összehasonlítva. Hasonlóan a MOSFET-hez, az IGBT-nek is nagyimpedanciájú, gyakorlatilag kapacitív gate-ja van, amely csak kis mennyiségű energiát igényel az elem be- és kikapcsolásához. Hasonlóan a bipoláris tranzisztorokhoz, az IGBT-nek kis bekapcsolási feszültségesése van még a nagy megengedhető feszültségű elemeknél is (pl.  $u_{CE(on)} = 2-3 \text{ V}$  egy 1000 V-os elemnél). Hasonlóan a GTO-hoz, a szimmetrikus IGBT-k alkalmasak a pozitív irányúval azonos nagyságrendű negatív zárófeszültség elviselésére, amire a MOSFET nem képes. Ha nem cél a negatív feszültségzáró képesség, gyorsabb átkapcsolás és kisebb bekapcsolási feszültségesés érhető el az aszimmetrikus IGBT-ekkel.

Az IGBT-eknek a be- és kikapcsolási ideje általában néhány száz ns, de az ultragyors típusoknál ezek az értékek már 100ns alatt vannak. A katalógusokban előforduló egyidejűleg megengedhető legnagyobb feszültség és áram adataik elérhetik az 1200 V és 200 A-t, de irodalmi hivatkozások 3 kV megengedhető feszültségű és egyidejűleg 1200A megengedhető áramú elemről is beszámolnak.

A 2.40. ábrában bemutatott MOSFET-es feszültségcsökkentő átalakító kapcsolással megegyező IGBT-s áramkör kapcsolási hullámformáit mutatja a 2.46. ábra. Mivel az IGBT bemenete a 2.44b ábra szerinti helyettesítő modellje szerint lényegében azonos a MOSFET tranzisztoréval, az elektródák között értelmezhető kapacitások és azok feszültségfüggése is hasonló. Ebből eredően a hullámformák bekapcsolási



2.46. ábra. Egy IGBT kapcsolási feszültség- és áram hullámformái szakaszai, illetve a kikapcsolás kezdeti szakaszai analóg módon alakulnak a két tran-

zisztortípusnál. Az IGBT-re jellemző sajátosságok az alábbiak.

A bekapcsolási folyamat során kis  $u_{CE}$ -nél a  $C_{gc}$  megnövekedésén kívül egy másik hatás is befolyásolja a  $t_{fv2}$  intervallumot az IGBT hullámformájában. Mivel a parazita *pnp* tranzisztor viszonylag lassan kapcsol be, a töltéshordozó-injektálás is csak ennek megfelelően csökkenti le a drift-tartomány ellenállását a végső, bekapcsolt állapotbeli értékre.

A fő különbség az IGBT és a teljesítmény-MOSFET kikapcsolási hullámformái között a drain-áram hullámformájában figyelhető meg, ahol két elkülönülő időintervallum van. A gyors esés, amely a  $t_{fi1}$  intervallumban megy végbe, az IGBT MOSFET-es része kikapcsolásának felel meg. A drain áramnak a "farka", a  $t_{fi2}$  második intervallumban, az  $n^-$  drift-tartományban tárolt töltés miatt van. Mivel a MOSFET -es rész már kikapcsolt és nincs az IGBT kivezetéseinek záróirányú feszültség, amely negatív drain-áramot hozhatna létre, nincs lehetőség a tárolt töltés kivezetésére.

Az  $n^+$  buffer-tartomány nélküli szimmetrikus IGBT-kben, az  $n^-$  drift-tartományban tárolt töltéseknek az eltávolítására az egyetlen út, az a rekombináció. Mivel bekapcsolt állapotban az alacsony  $u_{CE(on)}$  feszültségesítéshez a drift-tartomány többlettöltéshordozóinak hosszú élettartama tartozik, a  $t_{fi2}$  intervallum is meglehetősen hosszú lesz. Tehát kompromisszumra van szükség az IGBT esetén a bekapcsolt állapot alacsony feszültségesítése és a kisebb kikapcsolási idő között. A  $t_{fi2}$  idő a hőmérséklettel nő. További hátrány, hogy a  $t_{fi2}$  intervallumban a kollektor-emitter feszültség már tápfeszültség szintű, tehát nagy lehet ebben a tartományban a veszteség.

Az aszimmetrikus IGBT-kben, a tárolt töltéseknek az  $n^-$  drift-tartományból való eltávolítása jelentősen lerövidíthető a lyukaknak a  $p^+$  rétegbe történő diffundálása útján egy alkalmasan tervezett  $n^+$  buffer-tartomány alkalmazásával. Ebben a rétegben a drift-tartományhoz képest sokkal rövidebb a többlettöltéshordozók élettartama, ami a többlet-lyukakra olyan hatással van, mint egy nyelő. A lyukaknak a buffer-tartományon belüli nagyobb rekombinációs sebessége a drift-tartományban olyan lyuksűrűség-gradienst hoz létre a kikapcsolás alatt, amely nagy diffúziós lyukfluxust hoz létre a buffer-réteg felé. Ez nagymértékben megnöveli a lyukak drift-tartományból való eltávolításának sebességét, ami lerövidíti a  $t_{fi2}$  intervallumot. Mivel a buffer-réteg viszonylag vékony és erősen szennyezett, bekapcsolt állapotban a feszültségesítése elhanyagolható. Ugyanakkor az alkalmazása lehetővé teszi, hogy a drift-tartomány vastagsága a felénél is kisebb legyen az  $n^+$  buffer-tartomány nélküli szimmetrikus IGBT-khez képest. Utóbbi arányok indokolják azt, hogy az aszimmetrikus IGBT-k feszültségesítése bekapcsolt állapotban kisebb, mint a szimmetrikus IGBT-ké.



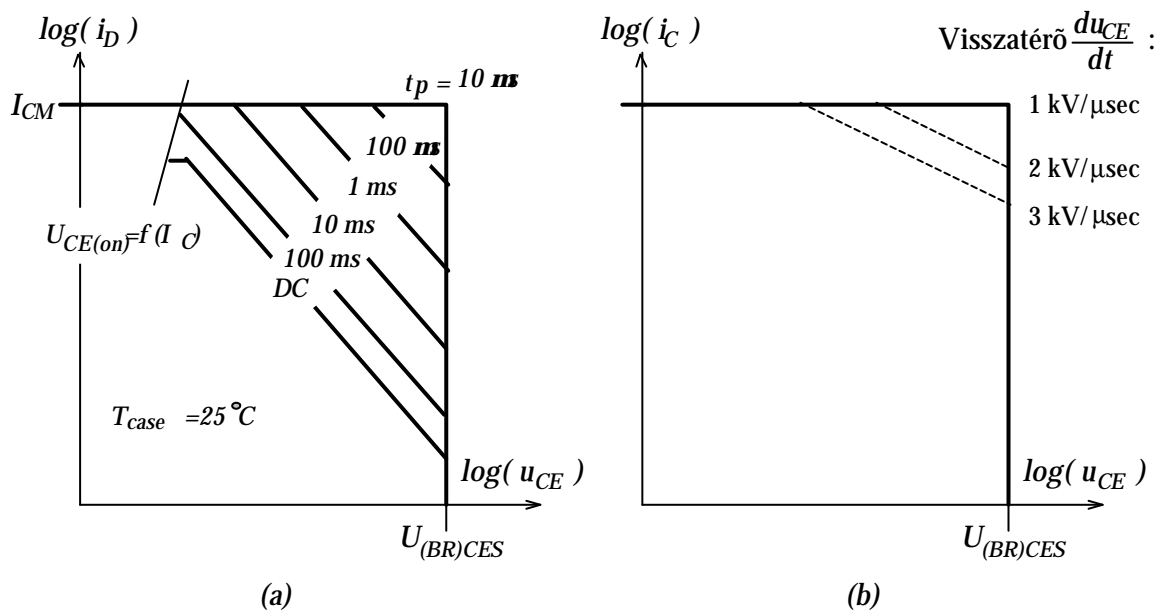
### 2.6.1. Működési korlátok

A  $U_{GE(max)}$  maximálisan megengedhető gate-emitter feszültséget a MOSFET-hez hasonlóan, itt is a gate-oxid villamos szilárdsága határozza meg. Az ott előírt felhasználási, szerelési útmutatások szintén érvényesek. A megfelelő biztonsággal specifikált érték általában  $\pm 20$  V.

Kapcsoló üzemben az IGBT disszipált vesztesége a 2.46. ábra kapcsolási hullámformái alapján, a pillanatnyi teljesítményveszteség átlagolásával határozható meg. A vezérlési- és a zárt állapothoz tartozó főáramköri veszteség jó közelítéssel itt is elhanyagolható.

Egy IGBT be- és kikapcsolási biztonságos működési tartományait a 2.47a és b ábrák mutatják. A tartományok szélső határait mind a két esetben a statikus reteszelődéskor feltételei alapján meghatározott  $I_{CM}$  maximális kollektor-áram és a  $J_2$  drifttest-átmenet letörési feszültsége által korlátozott maximálisan megengedhető  $U_{(BR)CES}$  kollektor-emitter feszültség adja.

A bekapcsoláshoz tartozó biztonságos működési tartomány (FBSOA), amelyet a 2.47a ábra mutat, adott határértéknél kisebb  $t_p$  bekapcsolási impulzusszélesség esetén téglalap alakú, illetve hosszabb  $t_p$ -nél a veszteségek miatt termikusan korlátozott.



2.47. ábra. Egy N-csatornás IGBT biztonságos működési tartományai: (a) bekapcsolási (FBSOA),  
(b) kikapcsolási (RBSOA),  $t_p$  az impulzusok időtartama

A kikapcsoláshoz tartozó biztonságos működési tartomány (RBSOA), némileg különbözik a bekapcsolásitól, ahogy a 2.47b ábra szemlélteti. A tartomány téglalap alakú, amennyiben a visszatérő kollektor-emitter feszültség  $du_{CE}/dt$  változási sebessége

ge adott határértéknél kisebb, illetve ennél nagyobb  $du_{CE}/dt$ -nél a dinamikus retesz-  
lődés elkerülése miatt korlátozott. Szerencsére ez az érték elég nagy, ami kedvező az  
egyéb teljesítmény-eszközökkel való összehasonlításban. Ezen túlmenően, az eszköz  
felhasználója könnyen korlátozhatja a visszatérő feszültség  $du_{CE}/dt$  értékét a vezérlő  
feszültség és a gate-meghajtó ellenállás megfelelő megválasztásával.

Az IGBT-k kedvező tulajdonsága az, hogy bekapcsolt állapotban az  $u_{CE(on)}$   
feszültségesés csak kevésbé változik az üzemi hőmérséklet tartományban, összeha-  
sonlítva a MOSFET-el. Ennek oka az, hogy a csatorna hőmérsékleti együtthatója a  
MOSFET-hez hasonlóan pozitív, de a drift-tartományon és a  $J_I$  átmeneten eső feszült-  
ség hőmérsékleti együtthatója már negatív. A két összetevő aránya függ az áramtól.  
Ennek eredménye képen névlegesnél kisebb áramnál a hőmérsékleti együttható nega-  
tív, névleges áramnál közel nulla, míg a névlegesnél nagyobb áramnál pozitív. Az  
IGBT-k párhuzamos kapcsolásánál számolni kell azzal, hogy a kritikus áramszinten a  
hőmérsékleti együtthatóból eredő áram kiegyenlítő hatás gyakorlatilag nulla vagy a  
MOSFET-nél sokkal kisebb. Az IGBT-k párhuzamos kapcsolásával foglalkozó publi-  
kációk szerint azonos típusú IGBT-k párhuzamos kapcsolásának nincsen akadálya, ha  
a párhuzamosan kapcsolt tranzisztorok gate-emitter feszültségét azonos értéken tart-  
juk, és a nagyfrekvenciás rezgések elkerülésére kis csillapító ellenállásokat kötünk sorba az egyes  
gate-ekkel. Ennek okait a MOSFET-nél tárgyaltuk. Elősegíti a szimmetrikus áramvezetést a tran-  
zisztorok közötti szoros hőcsatolás is, pl. közös hűtőtönk alkalmazása.

### 2.6.2. Az IGBT katalógus adatai

A felsorolt katalógus adatok általában adott hőmérsékleti, áram és feszültség paramé-  
terek mellett értendők. A katalógus adatok meghatározása szempontjából fontos pa-  
ramétereket közöljük csak az alábbiakban.

#### Határadatok

$U_{CES}$	a megengedhető kollektor-emitter feszültség, ha $u_{GE}=0$ .
$I_C$	megengedhető állandó kollektor áram.
$I_{CM}$	kollektoráram megengedhető csúcsértéke.
$U_{GES}$	megengedhető legnagyobb gate-emitter feszültség, ha $u_{CE}=0$ .
$P_D, P_{tot}$	megengedhető legnagyobb hőveszteség, ha $T_{case}=25$ v. $100$ °C.
$T_j, T_{stg}$	maximális réteg-, tárolási hőmérséklet.
$U_{isol}$	adott idejű szigetelési vizsgáló feszültség effektív értéke, rövidrezárt ki- vezetések mellett végzik.

#### Jellemzők

$U_{(BR)CES}$	kollektor-emitter letörési feszültség, ha $u_{GE}=0$ .
$U_{GE(th)}$	gate-emitter küszöbfeszültség.
$I_{CES}$	kollektor-emitter szivárgó áram, ha $u_{GE}=0$ és $u_{CE}=U_{CE}$ a megengedhető kollektor-emitter feszültség.

$I_{GES}$	gate-emitter szivárgó áram, ha $u_{CE}=0$ , $u_{GE}=\pm 20V$ .
$U_{CE(on)}$	kollektor-emitter feszültségesés, adott $I_C$ és $U_{GE}$ értéknél.
$g_{fe}$	vezető irányú transzkonduktancia, adott munkapontban a transzfer karakterisztika meredeksége ( $\Delta i_C/\Delta u_{GE}$ ).
$C_{CHC}$	chip-bázistönk közötti kapacitás.
$C_{ies}$	bemeneti kapacitás, rövidrezárt kimenet mellett.
$C_{oes}$	kimeneti kapacitás, bemenet rövidre zárva.
$C_{res}$	záróirányú transzfer kapacitás (Miller kapacitás).
$L_{CE}$	kollektor-emitter parazita induktivitás.
$t_{d(on)}$	bekapcsolási késleltetési idő.
$t_r$	felfutási idő ( $t_{ri}$ ).
$t_{d(off)}$	kikapcsolási késleltetési idő.
$t_f$	esési idő ( $t_{fi1}+t_{fi2}$ ).
$R_{thjc}$	a $p-n$ átmenetek és a bázistönk közötti hőellenállás.
$R_{thch}$	a bázistönk és a hűtőtönk közötti kontakt hőellenállás.

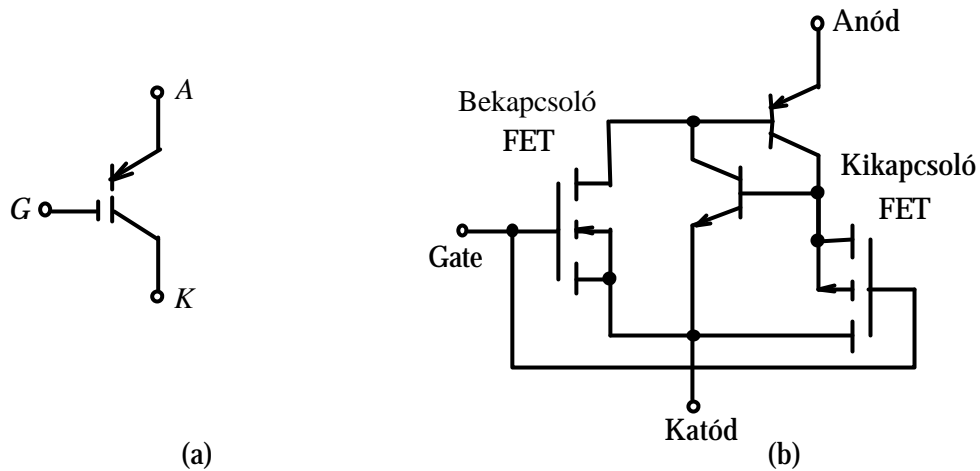
## 2.7. ÚJSZERŰ TELJESÍ TMÉNY FÉLVEZETŐ ESZKÖZÖK

A teljesítmény félvezető elemek mai fejlesztései a hagyományos típusok tökéletesítésére, illetve új elemek vagy nagyobb integráltságú eszközök kifejlesztésére irányulnak. Tendencia a félvezető technológiában a kapcsolási teljesítmény és a kapcsolási sebesség növelése, illetve a gyártási költségek mérséklése.

Az egyik újszerű félvezető elem az MCT (MOS-controlled thyristor=MOS-vezérelt tirisztor). Az MCT kombinálja a tirisztorok nagy kapcsolási teljesítményét a MOSFET jellegű vezérlés előnyeivel. Ennek megfelelően az MCT feszültségvezérelt jellegű és viszonylag gyors kapcsolási sebességgel rendelkezik. Egy MCT sok párhuzamos elemi cellából áll. Egy elemi MCT alapvetően egy tirisztor a gate struktúrába épített két darab MOSFET-el kiegészítve. Egy úgynevezett N-MCT szimbólumát és a helyettesítő kapcsolási rajzát a 2.48a és b ábrák mutatják. Az N-MCT-nél a bekapcsolásért egy  $n$ -csatornás bekapcsoló FET, míg a kikapcsolásáért egy  $p$ -csatornás kikapcsoló FET felelős. A tirisztort a két BJT alkotja.

Az N-MCT kikapcsolása a  $p$ -csatornás FET bekapcsolásával hajtható végre. Ehhez negatív  $u_{GK}$  feszültséget kell adni az MCT-re. Ezen vezérlő feszültség hatására az  $n$ -csatornás FET kikapcsolt állapotú. A helyettesítő kapcsolási rajz alapján követhető, hogy a kikapcsoló FET rövidre zárja a tirisztor-modell  $nnp$  tranzisztorának bázis-emitter pontjait, ami az  $nnp$  tranzisztor lezárását és ezzel a  $pnp$  tranzisztor bázis-áramának megszűnését is okozza. Mindez a tirisztor kikapcsolását eredményezi. Az N-MCT bekapcsolása az  $n$ -csatornás FET bekapcsolásával és egyidejűleg a  $p$ -csatornás FET kikapcsolásával történik. Ehhez pozitív  $u_{GK}$  feszültséget kell adni az MCT-re. Ekkor a bekapcsoló FET bekapcsolja a tirisztor-modell  $pnp$  tranzisztorát

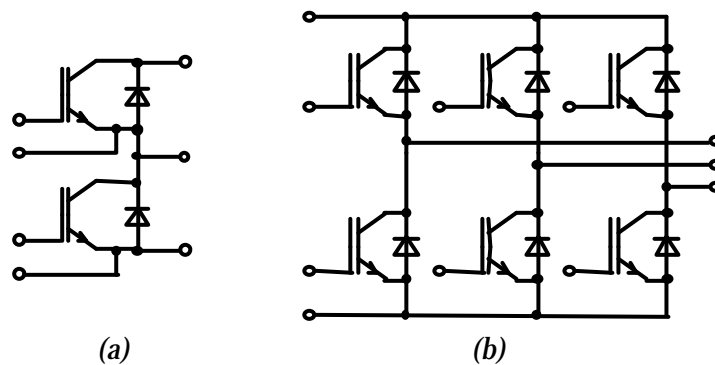
amelynek kollektor árama az *npn* tranzisztort bázisáramát biztosítja, tehát bekapcsol a tirisztor.



2.48. ábra. Egy N-MCT (a) szimbóluma, (b) helyettesítő kapcsolási rajza

Létezik P-MCT is, ahol a MOSFET-ek az anód körül helyezkednek el. Mind a két típus statikus  $i_A-u_{AK}$  kimeneti jelleggörbéi alapvetően hasonlóak a GTO-hoz, de a vezérlésük lényegesen kisebb amplitúdójú és energiájú jeleket igényel. Az MCT kapcsolási idők tekintetében gyorsabb a GTO-nál, a kapcsolási idők kisebbek, mint 1  $\mu$ s. Az MCT-k katalógus adatai szerint a határadatok: a legnagyobb megengedhető áramterhelés 100-200 A, illetve kikapcsolt állapotban a legnagyobb nyitóirányú feszültségzáró képesség 2000-3000 V.

A magas integráltságú teljesítményelektronikai eszközök első képviselői a teljesítmény modulok. Ezek leggyakrabban tirisztorokból, diódákból, tranzisztorokból alkotott hídágak, valamint egy- és háromfázisú hídkapcsolások. A 2.49 ábrában egy hídágas és háromfázisú hídkapcsolású IGBT-s modulok belső kapcsolási rajzait láthat-



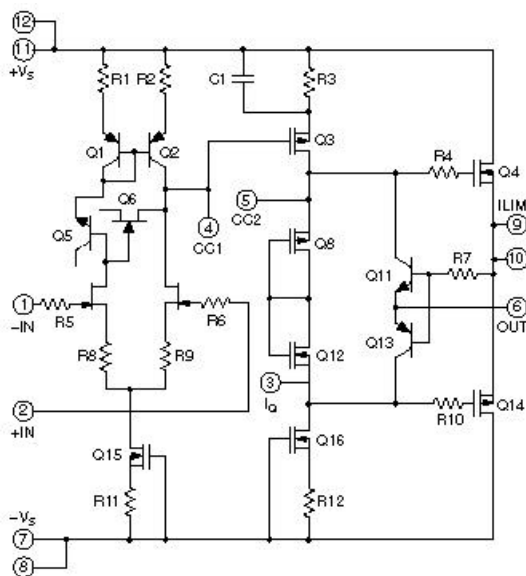
2.49. ábra. IGBT teljesítmény modulok belső kapcsolási rajzai: (a) egy hídág, (b) háromfázisú hídkapcsolás

juk. A modulokkal csökkenteni lehet a berendezések méretét és szerelési költségeit.

A diszkrét elemekből felépülő kapcsolásokhoz képest csökkennek a szórás inductívitasok, amely nagyfrekvenciás alkalmazások esetén lényeges. A közös, villamosan szigetelt hűtőfelület további konstrukciós előnyt jelent.

Az egyszerű teljesítmény modulokhoz képest az integrálás kiterjedhet nagy bonyolultságú, sok esetben komplett teljesítményelektronikai átalakítókra is. Ide sorolhatók pl. az intelligens teljesítmény modulok (IPMs - Intelligent Power Modules), nagyfeszültségű IC-k, felhasználás specifikus teljesítmény modulok (ASPMs - Application Specific Power Modules).

Az intelligens teljesítmény modulok a teljesítmény egységen kívül magukba foglalhatják a szabályozási, védelmi és logikai funkciókat, illetve mindezekhez külső csatlakozási felületet is biztosíthatnak.

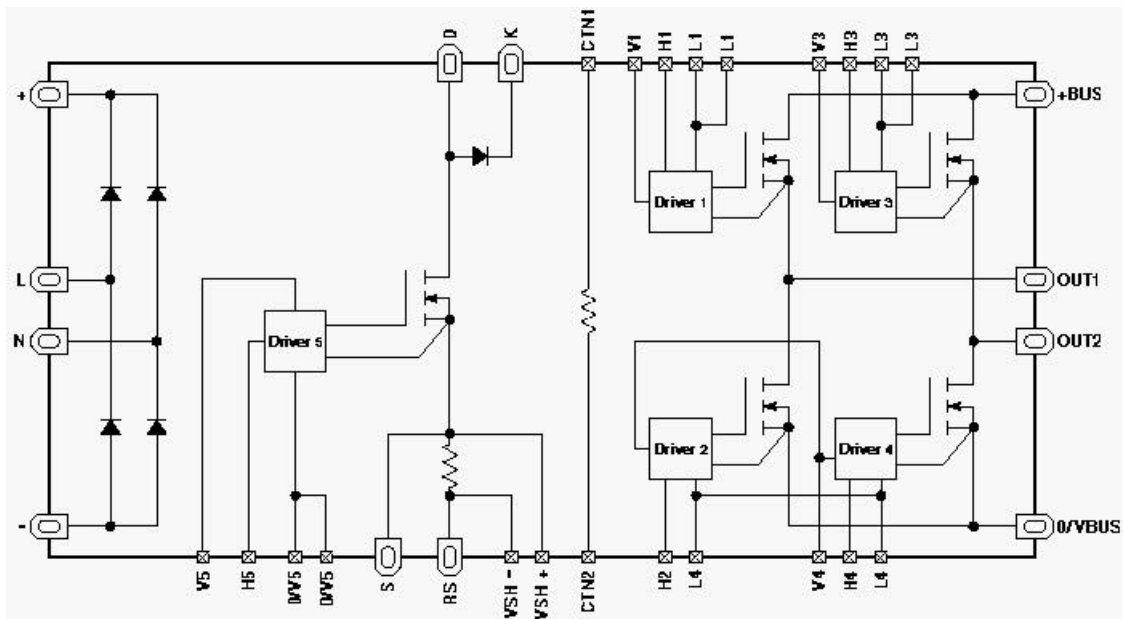


2.50. ábra. PA90 nagyfeszültségű teljesítmény műveleti erősítő belső kapcsolási rajza

A nagyfeszültségű IC-k alatt általában az alap integrált áramkörök nagyfeszültségű változatait értjük. Példaként tekintsük az APEX cég PA90 típusú nagyfeszültségű teljesítmény műveleti erősítőjét (high voltage power operational amplifier). Ezen eszköz tápfeszültsége 400 V (a +Vs és -Vs között), maximális kimenő árama 200mA, a legnagyobb bemenő feszültség különbség  $\pm 20V$ , nyílt hurkú erősítése 95 - 111 dB 15Hz-en, slew rate-ja 300 V/ $\mu$ sec. Az IC belső kapcsolási rajza a 2.50. ábrán látható.

A felhasználás specifikus teljesítmény modulok általában összetett teljesítményelektronikai feladatot látnak el. Magukba foglalhatnak egy teljes áramirányító egységet. A felhasználás specifikus teljesítmény modulok sorában példaként tekintsük az APT (ADVANCED POWER TECHNOLOGY) corporation LRBH5010T típusjelű ASPM modulját (Application Specific Power Module). Ez a modul 220/240V hálózati bemenetű beépített konvertere 3kW-os kimenő teljesítményig egyen vagy váltakozó

kimenő feszültséget egyaránt tud szolgáltatni. A beépített egységei ellátják az összes teljesítményelektronikai feladatot. A modul blokkdiagramját a 2.51. ábrán tekinthetjük meg.



2.51. ábra. LRBH5010T blokk diagramja

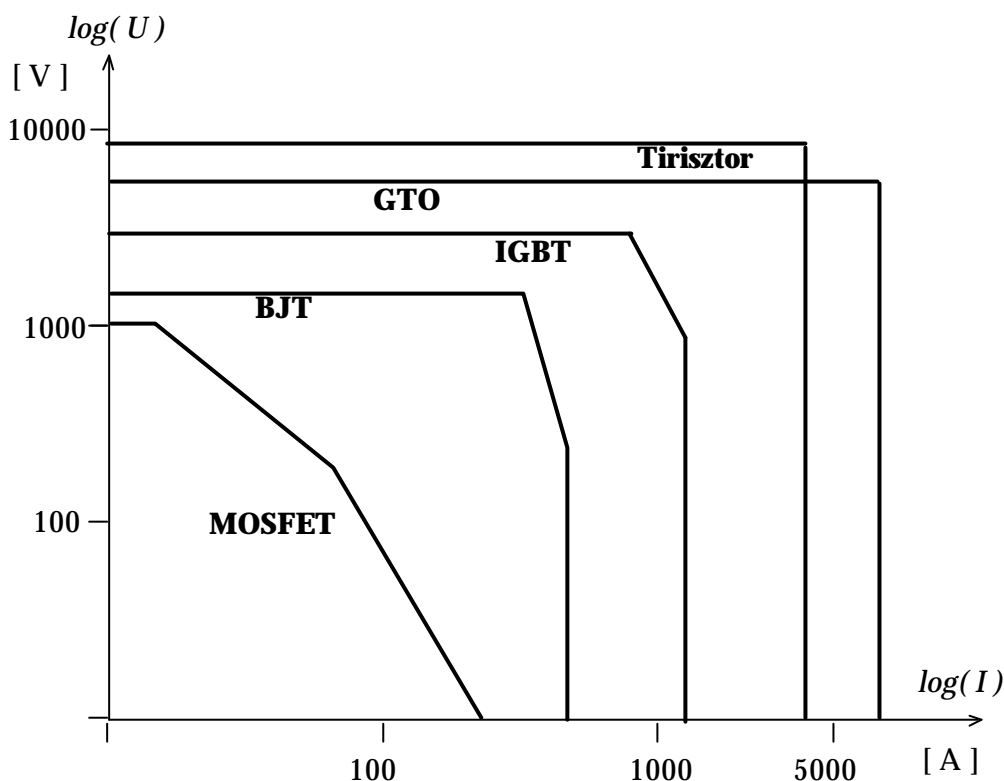
A modul egységei a következők:

- Egyfázisú hálózati egyenirányító,
- Boost (feszültség növelő) dc-dc átalakító a szinuszos, egységnyi teljesítménytényezőjű fázisáram biztosításához (PFC funkció - power factor correction). Ehhez hozzátartozik még a fenti funkciót ellátó driver5 jelű tranzisztor meghajtó fokozat is.
- MOSFET tranzisztoros hídkapcsolás a driver1...4 meghajtó fokozataikkal. A tranzisztorok megengedhető feszültségszintje 500 V,  $r_{(DS)on}$  bekapcsolási ellenállásuk 0.1  $\Omega$ . Legnagyobb üzemi frekvencia 100 kHz.

Az egyes fokozatok elméleti alapjaival a jegyzet részletesen foglalkozik. A kimeneti tranzisztoros hídkapcsolás vezérléstől függően egyen-egyen vagy egyen-váltó átalakítóként üzemelhet.

## 2.8. A HAGYOMÁNYOS VEZÉRELHETŐ TELJESÍTMÉNY FÉLVEZETŐ ELEMELK HATÁRADATAINAK ÖSSZEHOSONLÍ TÁSA

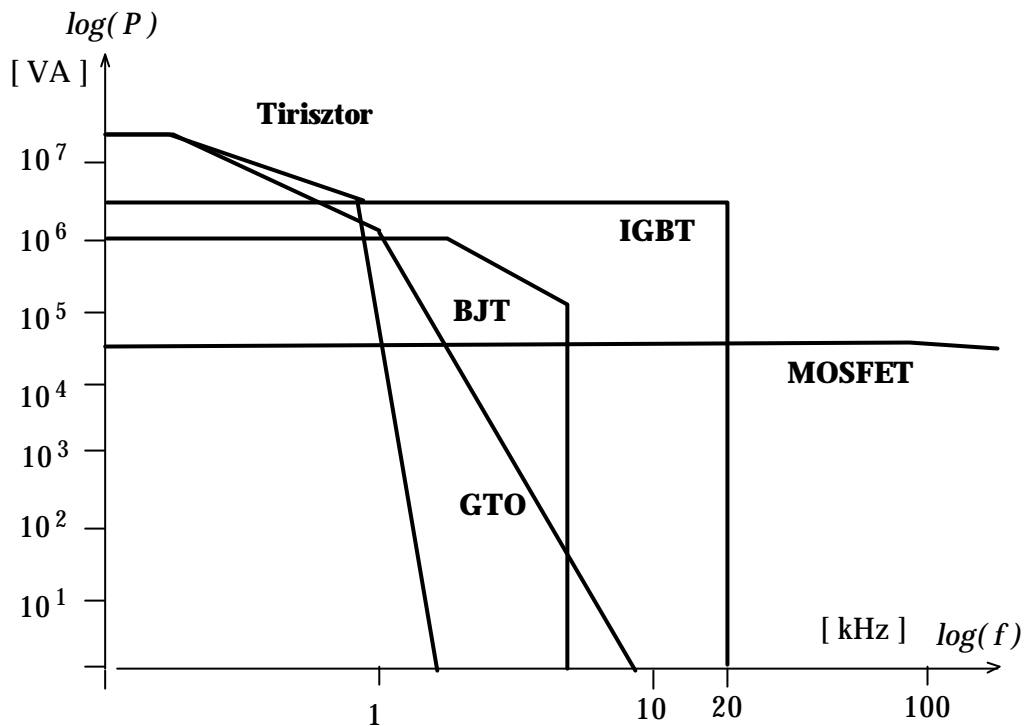
A hagyományosnak tekinthető kapcsolóüzemű félvezető elemek megengedhető feszültség/áram határadataira vonatkozó működési tartományokat a 2.52. ábra mutatja. A megengedhető kapcsolási teljesítmény/frekvencia határadatokra vonatkozó működési tartományokat a 2.53. ábrán láthatjuk. A feltüntetett adatok irodalmi hivatkozások alapján a legújabb fejlesztési eredményeket is tartalmazhatják, az elemek egy része még nem kereskedelmi termék. A félvezetők tárgyalásánál katalógusok adataira támaszkodtunk.



2.52. ábra. Kapcsolóüzemű félvezetők megengedhető feszültség/áram határadataira vonatkozó működési tartományok

A legnagyobb teljesítmények kapcsolására a tirisztorok alkalmasak. A Mitsubishi Electric. Co. adatszolgáltatása alapján fényvezérlésű kivitelben létezik 8 kV megengedhető feszültségű és egyidejűleg 3.5 - 4 kA megengedhető áramú tirisztor. A nyitóirányú szabaddáválási ideje néhány száz  $\mu\text{sec}$ , tehát csak hálózati frekvencián alkalmazható. Ugyanezen adatszolgáltatás alapján, kis mértékben alacsonyabb megengedhető feszültség mellett GTO-val is sikerült hasonló teljesítményszintet elérni. A megengedhető feszültség, illetve áram 6 kV és 6 kA (Mitsubishi), az üzemi frekvenciára nincsen adat, de feltételezhetően 100-200 Hz. Beszámolnak még 6 kV és 3-4 kA megengedhető paraméterekkel rendelkező GTO-ról amelynek üzemi frekvenciája elérheti az 500 Hz-et. Gyorstirisztoroknál a megengedhető feszültség, illetve áram 3 kV és 1.5 kA, kb. 1-2 kHz üzemi frekvenciáig. Az üzemi frekvenciájuk kb. 3-5 kHz-ig nö-

velhető, de ebben az esetben a megengedhető áramuk erősen csökken. A kereskedelmi forgalomban kapható GTO-k határadatai 3.5 kV és 2.5 kA, kb. 4-5 kHz üzemi frekvencia mellett. Csökkenő megengedhető áram mellett kb. 10 kHz-ig alkalmazhatók.



2.53. ábra. Kapcsolóüzemű félvezetők megengedhető kapcsolási teljesítmény/frekvencia határadatokra vonatkozó működési tartományok

A tranzisztorok közül a legnagyobb teljesítmények kapcsolására az IGBT-k alkalmasak. Létezik 3 kV megengedhető feszültségű és egyidejűleg 1200 A megengedhető áramú elem, amely kb. 20 kHz kapcsolási frekvenciáig alkalmazható. Az IGBT-k előretörése gyakorlatilag leállította a BJT-k (bipoláris tranzisztorok) fejlesztését. A BJT-k megengedhető feszültség, illetve áram adatai 1500 V és 750 A, kb. 4-7 kHz üzemi frekvenciáig, vagy 50 A, kb. 20 kHz üzemi frekvenciáig. A MOSFET-ek ismert okok miatt nem készülnek 1000 V megengedhető feszültség felett. Itt a megengedhető áramuk néhány tíz A, vagy 100 V alatt 200 A. Az üzemi frekvencia kb. 200 kHz-ig terjed, de az ún. rezonáns áramkörökben magasabb frekvencia is elérhető.