

ÚJ ANYAGOK ÉS IRÁNYZATOK A TELJESÍTMÉNYELEKTRONIKÁBAN

NEW MATERIALS AND TRENDS IN POWER ELECTRONICS

Kelemen András

Sapientia EMTE, Marosvásárhelyi Kar, Villamosmérnöki Tanszék, 547367, Románia, Koronka, 1C; Telefon: +40-265-206210, kandras@ms.sapientia.ro

Abstract

The paper presents some key features of the wide-bandgap power semiconductor switches, that are expected to bring a new era in the design of power electronic converters. The challenges faced by the semiconductor technology involved are briefly discussed, and the increasing role in power applications of the SiC based devices is explained. Comparison of a Si-MOSFET and a SiC-MOSFET half-bridge module is made from the point of view of switching and conduction losses and heat management. The results clearly prove the benefits of the wide-bandgap switching devices, and we can expect that their application in high power converters will be one of the most significant future trends in power electronics.

Keywords: *power electronics, converter, wide-bandgap semiconductor, SiC technology*

Összefoglalás

A dolgozat a széles tiltott sávú, nagyteljesítményű félvezető kapcsolóeszközök olyan előnyeit tárgyalja, amelyek révén az áramirányítók tervezésében gyökeres szemléletmód váltás várható. A térhódításukhoz vezető technológiai eredmények rövid ismertetése során rámutatunk arra, hogy napjainkban miért éppen a SiC eszközök terjednek leginkább a nagyteljesítményű alkalmazásokban. A dolgozatban egy Si és egy SiC félhíd típusú teljesítmény modul összehasonlítására kerül sor a kapcsolási és vezetési veszteségek, illetve a hűtési feltételek szempontjából. Az eredmények igazolják azt a várakozást, hogy a széles tiltott sávú félvezetők alkalmazása lesz a közeljövő egyik legmeghatározóbb irányzata a teljesítményelektronikában.

Kulcsszavak: *teljesítményelektronika, áramirányító, széles tiltott sávú félvezető, SiC technológia*

1. A széles tiltott sávú félvezetők teljesítményelektronikai alkalmazhatósága

Az áramirányítók számos felhasználási területén a széles tiltott sávú kapcsolóeszközök bevezetése igen jelentős súly- és térfogatcsökkentést, hatásfoknövelést eredményez. Az anyagtudományi kutatások már hosszú ideje készítik elő ezt a lépést, de

a megbízható, ipari alkalmazások számára hozzáférhető, széles tiltott sávú nagyteljesítményű kapcsolóeszközök megjelenése nagyon újszerű, és napjainkban nagyon látványos eredményekkel szolgál. Olyan intenzíven fejlődő ágazatok számára teremt ez kedvező konjunktúrát, mint az elektromos autók, és ezek töltőállomásainak fejlesztése, gyártása, illetve a megújuló energiaforrások hálózati csatlakoztatása, a leg-

több energiakonverziós folyamatban jelentős hatásfoknövelést helyezve kilátásba.

A széles tiltott sávú félvezető kapcsolóeszközök elterjedését nagymértékben meghatározza ezek gyakorlati alkalmazhatósága, illetve a gyártási technológia megbízhatósága és költsége. A SiC diódák már évek óta jelen vannak a piacon, és az áramirányítók sok területen hasznosítják ezek nagy kapcsolási sebességét és „zero recovery” tulajdonságát. A vezérelt kapcsolók gyakorlati alkalmazhatósága szempontjából az ún. „normál nyitott” eszközök a kedvezőek, hiszen az áramirányítók tervezése és működtetése sokkal kényelmesebb és biztonságosabb olyan eszközökkel, amelyek nincsenek vezetésben amikor a vezérlő áramkörök nem aktívak. A vezérelt kapcsolóeszközök közül először olyan „normál zárt” struktúrákat sikerült megvalósítani, mint pl. a SIT (Static Induction Transistor) [5], [6], de ezek teljesítményelektronikai alkalmazása nehézkes. A SiC MOSFET kapcsolók megjelenése viszont nagy lendületet adott az áramirányítók fejlődésének, mert változatlan topológia mellett jócskán javítják ezek hatásfokát, csökkentik méretét, súlyát, illetve megoldhatóvá tesznek a Si eszközökkel megoldhatatlan feladatokat.

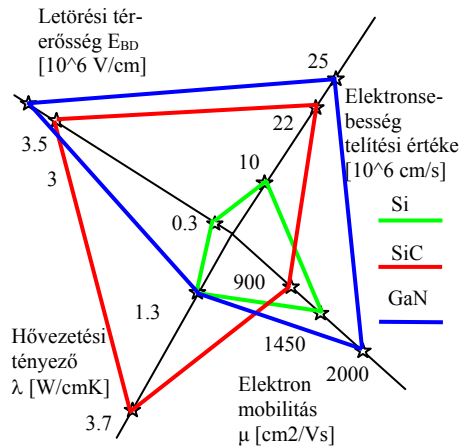
1.1. A félvezető anyagok teljesítményelektronikai szempontból meghatározó tulajdonságai

A széles tiltott sávú félvezető eszközöket a Si esetében megszokottnál nagyobb megengedett működési hőmérséklet, nagyobb letörési feszültség és kisebb vezetési és kapcsolási veszteségek jellemzik. Ezen tulajdonságok egyidejű optimalizálása lehetetlen, mert egymásnak ellentmondó feltételeket támasztanak. Az anyagtulajdonságokat, illetve a különböző minőségi mutatók teljesítésének mértékét az **1. ábrán** látható radardiagramok formájában szokás összefoglalni [1].

A széles tiltott sávú anyagok kecsegtető fizikai tulajdonságainak gyakorlati kihasz-

nálása jelentős ösztönző erőt képvisel, a gyártási technológia fejlesztésére komoly előfeszítéseket tesznek, és ez a félvezető technológia számos területének lendületet ad.

Ugyanakkor felmerül a kérdés, hogy a kapcsolóeszközök paramétereinek a javulása milyen mértékben jelentkezik az áramirányítók különböző jellemzőinek a javulásában?



1. ábra. A Si, SiC-4H és a GaN félvezető eszközök alkalmazási területeit nagymértékben befolyásoló fizikai tulajdonságok radardiagramja

1.2. A technológiai háttér

Az egyértelműen előnyös fizikai tulajdonságok ellenére a gyakorlatban használható kapcsoló struktúrák megvalósítása a közelmúltig váratott magára, és létrejöttükhöz számos anyagtudományi, gyártástechnológiai kutatási eredményre volt szükség [7]. Egyes, kiváló tulajdonságokkal rendelkező anyagok esetében, mind például a gyémánt, a technológia fejlettsége még messze áll a gyakorlati alkalmazástól.

A teljesítmény kapcsolóeszközök tekintetében ma már tényként kezelhetjük a SiC és a GaN térhódítását, mindkét technológia megbízható eredményekkel szolgál, és sikerült megoldani olyan kérdéseket, mint például

dául a kristályhibák sűrűségének a drasztikus csökkentése. Míg 3-4 évvel ezelőtt érdekes, kiélezett szakmai vita folyt a „bajnok” kilétéről, ma már letisztultabb a helyzet: előreláthatóan úgy a SiC, mint a GaN megtalálja a vezető pozícióját, de a félvezetőipar különböző területein.

A SiC és a GaN kapcsolóeszközök gyártásában az ionimplantációs és a diffúziós szennyezési eljárások nem voltak eredményesek, de az epitaxiális kristálynövesztés járható útnak bizonyult [3]. A nagyteljesítményű, magas hőmérsékletű működés megvalósításához a homoepitaxiális kristálynövesztés jelenti a megoldást, mivel nem merülnek fel kristályszerkezeti, hőtágulási, elektromos és hővezetési problémák a szubsztrátum és az epitaxiális réteg közötti átmenetnél [4]. A nagy átmérőjű szubsztrátumok előállítására szempontjából a SiC-4H jóval sikeresebb, mint a GaN. A GaN félvezetők gyártása a heteroepitaxiális kristálynövesztés irányába toldott el Si, vagy SiC szubsztrátumon, illesztő (puffer) rétegek alkalmazását téve szükségessé a szubsztrátum és az epitaxiális GaN réteg között. Az egyik jól alkalmazható illesztő anyag a szigetelő AlN, de ez lehetetlenné teszi a nagyteljesítményű félvezető eszközöknél bevált vertikális struktúra kialakítását.

A GaN a hővezető képesség tekintetében elmarad a SiC-hoz képest, viszont jobbak a rádiófrekvenciás működés szempontjából fontos tulajdonságai (például az elektronok mobilitása duplája a SiC-4H-hoz képest).

Érthető tehát, hogy a GaN félvezető eszközök elsősorban a laterális struktúra, és a rádiófrekvenciás nagyteljesítményű alkalmazások irányába fejlődtek [4]. A GaN rádiófrekvenciás katonai alkalmazásokhoz olyan eszközök gyártásában nyert teret, mint a MESFET és a HEMT [2].

A nagyteljesítményű, magas működési hőmérsékletű, vertikális struktúrájú kapcsolóeszközök megvalósítására a SiC-4H és a

SiC-6H közül az előbbi terjedt el, mert esetében lényegesen nagyobb, és izotróp a töltéshordozók mobilitása [3].

Egy további kihívás az, hogy a félvezetők magas hőmérsékleten történő működtetéséhez új tokozási technológiák szükségesek [9].

2. Si-MOSFET és SiC-MOSFET félhíd típusú teljesítmény modulok összehasonlítása

Példaként hasonlítsunk össze két nagyteljesítményű félvezető kapcsoló modult. Mindkettő MOSFET tranzisztorokat, illetve ezekkel ellenpárhuzamos diódákat tartalmaz, félhíd kapcsolásban, feszültség-inverterek megvalósításához.

Az **1. táblázat** az APTM120A15FG jelzésű, Microsemi gyártmányú szilícium modul, illetve a HT-3201-R jelzésű, APEI gyártmányú modul néhány fontosabb jellemzőjét foglalja össze [8], [9].

A SiC MOSFET tranzisztorok egyik szokatlan tulajdonsága a hagyományos Si tranzisztorokkal szemben az, hogy a rácsvezérlő feszültségek előállítása nehezebb. Egyrészt, a bekapcsoláshoz $U_{GS} = +20V$ alkalmazása ajánlott, mert alacsonyabb rácsfeszültségek esetén az U_{DS} vezetési feszültségesés számottevően megnő. A Si tranzisztorok esetében ugyanez jóval alacsonyabb rácsfeszültségeknél jelentkezik, és a vezetési veszteségek gyakorlatilag változatlanok $U_{GS} = +8V$ fölött.

Másrészt, a SiC tranzisztorok esetében a lezáráshoz alkalmazott rácsfeszültség jelenleg kb. $U_{GS} = -5V$ -nál korlátozott. A helyes rácsvezérlő feszültségek előállítása több fejtörést okoz, mint a Si tranzisztorok esetében, amelyekre már nagyon sok szabványos megoldás áll rendelkezésre. A magasabb feszültségű nagyobb rácsfeszültséget, így nagyobb vezérlési teljesítmény-szükségletet is jelent, bár a két vizsgált modul rácskapacitása hasonló (**1. táblázat**).

1. táblázat. Az összehasonlítás alapjául szolgáló tranzisztorparaméterek Si-MOSFET és SiC-MOSFET félid típusú modulok esetében

Teljesítmény modul		APT120A15FG	HT-3201-R
Félvezető anyag		Si	SiC
Maximális D-S feszültség	U_{DSS}	1200 V	1200 V
Vezetési Drain-Source ellenállás	$R_{DSon} @ 25^{\circ}C, U_{GS}=20V, I_D=180A$	175 m Ω	3.6 m Ω
Bemeneti kapacitás	$C_{iss} @ U_{GS} 0V$	20.6 nF	19.5 nF
Össz rácsöltés	Q_g	748 nC @ $U_{GS} 10V$	1127 nC @ $U_{GS} 20V$
Kikapcsolási veszteség*	$E_{off} @ U_{DS}=800V, I_D=120A, T_j=125^{\circ}C, R_G=1.2 \Omega$	7 mJ	1.7 mJ
Bekapcsolási veszteség*	$E_{on} @ U_{DS}=800V, I_D=120A, T_j=125^{\circ}C, R_G=1.2 \Omega$	11 mJ	0.77 mJ
A félvezető struktúra maximális hőmérséklete	θ_{Jmax}	150 $^{\circ}C$	225 $^{\circ}C$
A tranzisztor félvezető struktúrája és a tokozás közti termikus ellenállás	R_{thJC}	0.1 $^{\circ}C/W$	0.1 $^{\circ}C/W$
Alapterület	S	108x62	110x65

* A táblázatban feltüntetett kapcsolási veszteségek az összehasonlítás céljából végzett közelítő számítások eredményei.

2.1. A hőleadás feltételei

A SiC hővezető képessége háromszor jobb, mint a szilíciumé, ugyanakkor, a magas működési hőmérséklet nagy mértékben megkönnyíti a hőleadást.

A tokozás és a hűtővíz közötti termikus ellenállás mindkét modul esetében hozzávetőlegesen:

$$R_{thCH} + R_{thHA} = 0.134 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (1)$$

A tranzisztor félvezető struktúrája és a tokozás közti termikus ellenállás a két modul esetében megegyezik.

Vizsgáljuk meg, hogy mekkora maximális teljesítmény disszipálható az egyes modulok tranzisztorain anélkül, hogy azok átlagos θ_j hőmérséklete meghaladná a megengedett határt.

Az egyszerűség kedvéért ne vegyük figyelembe a diódák veszteségeit, amelyek befolyásolják a tokozás hőmérsékletét. Adott méretezési feladat esetén a diódák

termikus igénybevétele az áramirányító működési feltételeiből határozható meg.

$\theta_{a \max} = 40 \text{ }^{\circ}C$ maximális hűtővíz hőmérsékletet feltételezve, $\Delta\theta = 25 \text{ }^{\circ}C$ biztonsági tartalékkal, a tranzisztorok maximálisan megengedhető disszipált teljesítménye a (2) összefüggéssel számítható.

$$P_{\max} = \frac{\theta_{J \max} - \theta_{a \max} - \Delta\theta}{R_{thJC} + R_{thCH} + R_{thHA}} \quad (2)$$

Az **1. táblázat** adatainak a figyelembe vételével $P_{\max_Si} = 363 \text{ W}$, illetve

ve $P_{\max_SiC} = 683 \text{ W}$.

2.2. A kapcsolási veszteségek összehasonlítása

Vizsgáljuk meg, hogy hasonló üzemi feltételek esetén mekkora a két félvezető eszközön létrejövő kapcsolási veszteségek közti eltérés. Hiteles gyakorlati mérés nehe-

zen kivitelezhető, mert a modulok külső áramkörhöz való csatlakozási módja eltérő, így az áramköri paraméterek azonossága nem garantálható. Különböző gyártók kapcsolóeszközeinek az összehasonlítása katalógusadatok alapján nem egyszerű feladat, mert a feltüntetett paraméterek értelmezési módja, illetve a meghatározásukhoz használt mérési körülmények nem egységesek. Általában a mérést úgynevezett hard-switching üzemmódban végzik, amely sokkal könnyebben átlátható, mit a soft (kímélő) kapcsolási üzemmódok áramköri folyamatai. Az ipari alkalmazások túlnyomó részében hard-switching üzemmódban működő áramirányítókát használnak. A félvezető kapcsolóeszközök piacát is sok esetben ezeknek a konvertereknek a szempontjából kell szemlélni, így érthetővé válik az a tény is, hogy az adatlapok keveset, vagy egyáltalán nem foglalkoznak a kímélő kapcsolási üzemmódok jellemzésével.

Összehasonlítás céljából a két adatlapban található, eltérő mérési feltételekből származó adatokat a jelleggörbék linearizálásával és interpolációval azonos feltételekre számítjuk át (nemlineáris interpolációval pontosabb közelítés kapható [7]). Mivel a két eszköz rácskapacitása közel áll egymáshoz, célszerűnek látszik azonos rácsellenállások használata, legalábbis a kapcsolási késleltetések szempontjából. A hard-switching üzemmód veszteségeinek számításánál egy szokásos közelítés azokat a tranzisztor lezárt állapotához tartozó U_{DS} feszültséggel arányosnak tekinteni.

Az APTM120A15FG tranzisztor jelleggörbéiből lineáris közelítéssel, $U_{DS} = 800V$ és $\theta_J = 125^\circ C$ esetén:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{on}}{\partial R_G} &= 0.48 \frac{mJ}{\Omega}; & \frac{\partial E_{off}}{\partial R_G} &= 1.4 \frac{mJ}{\Omega}; \\ \frac{\partial E_{on}}{\partial I_D} &= 0.0766 \frac{mJ}{A}; & \frac{\partial E_{off}}{\partial I_D} &= 0.0587 \frac{mJ}{A} \end{aligned} \quad (3)$$

A HT-3201-R modul esetében a dokumentáció készítése kezdetlegesebb stádiumban van, de tudni lehet, hogy a modul 7 db. CPM2-1200-0025 típusú tranzisztor chip-et és 6 db. CPW5-1200-Z050 típusú dióda chip-et tartalmaz [10], [11]. A CPM2-1200-0025 katalóguslapjában nem találunk a kapcsolási veszteségekre vonatkozó jelleggörbét, de ugyanezt a chip-et használja a C2M-0025-120D típusú tranzisztor, amelynek már kiforrottabb adatlapja van, veszteség-karakterisztikákkal, ahonnan:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{on}}{\partial R_G} &= 0.053 \frac{mJ}{\Omega}; & \frac{\partial E_{off}}{\partial R_G} &= 0.066 \frac{mJ}{\Omega}; \\ \frac{\partial E_{on}}{\partial I_D} &= 0.04 \frac{mJ}{A}; & \frac{\partial E_{off}}{\partial I_D} &= 0.02 \frac{mJ}{A} \\ \frac{\partial E_{on}}{\partial \theta} &= -0.002 \frac{mJ}{^\circ C}; & \frac{\partial E_{off}}{\partial \theta} &= 0.00125 \frac{mJ}{^\circ C} \end{aligned} \quad (4)$$

A CPM2-1200-0025 tranzisztor jelleggörbéiből kiolvasható, hogy

$$R_{G_ext} = 6.8\Omega; I_D = 50A;$$

$$U_{DS} = 800V; \theta_J = 25^\circ C$$

esetén

$$E_{on} = 1.6mJ; E_{off} = 0.75mJ. \quad (5)$$

Ezen értékek környezetében végezzük a kapcsolási veszteségek közelítő számítását sorbafejtéssel.

A fenti megfontolásokkal, figyelembe véve a CPM2-1200-0025 tranzisztor 1.2Ω -os belső rácsellenállását, a HT-3201-R modul kapcsolási veszteségei az APTM120A15FG karakterisztikáin még azonosítható $I_D = 120A$ áramerősségre, $\theta_J = 125^\circ C$ hőmérsékletre és $R_G = 1.2\Omega$ rácsellenállásra:

$$E_{on} = 0.77mJ; E_{off} = 1.71mJ. \quad (6)$$

2.3. A vezetési veszteségek összehasonlítása

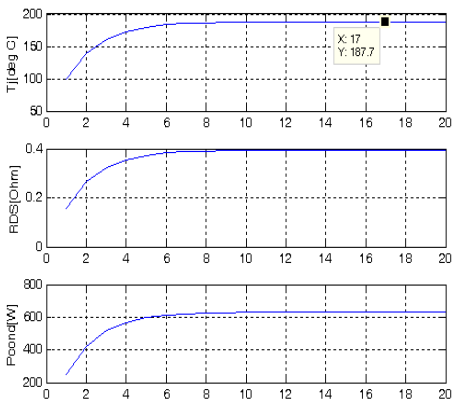
Névleges rácsfeszültség mellett a két eszközt ugyanazzal a konstans árammal terhelve, hasonlítsuk össze a vezetési veszteségeket a fent tárgyalt hűtési feltételek mellett.

A probléma megoldása iteratív módon lehetséges, mert a félvezető hőmérséklete jelentősen befolyásolja a vezetési ellenállást, és így a vezetési veszteséget. Az R_{DSon} ellenállás úgy a hőmérséklettel, mint a drain áram erősségével növekszik, és az adott körülményeknek megfelelő ellenállás megközelítően a (7) összefüggéssel számítható.

$$R_{DS}(I_D, \theta) = R_{DS}(I_{D0}, \theta_0) * \left(1 + \frac{\partial R_{DS}^*}{\partial I_D}(I_D - I_{D0}) + \frac{\partial R_{DS}^*}{\partial \theta}(\theta - \theta_0) \right) \quad (7)$$

ahol R_{DS}^* az R_{DS} ellenállásnak az adatlapban szereplő, $R_{DS}(I_{D0}, \theta_0)$ -hoz viszonyított értéke.

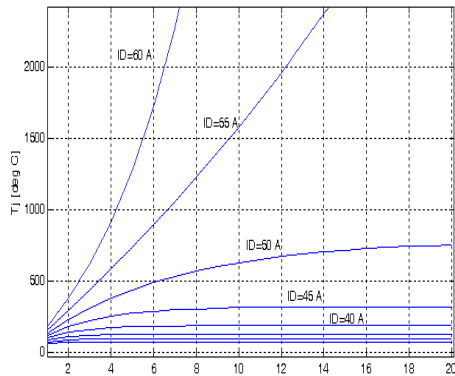
Legyen például a szilícium tranzisztor esetén $I_D = 40A$, $U_{GS} = +10V$. Így, az első lépésben, $\theta_J = 100^\circ C$ hőmérsékletre $R_{DS} = 266 m\Omega$ adódik.



2. ábra. A tranzisztorhőmérséklet, a hőmérsékletfüggő ellenállás és a disszipált teljesítmény iteratív számításának eredménye

Ezzel az ellenállásértékkel a vezetési veszteség $P_{cond} = 426 W$. Újabb iterációk során a számítás eredménye $\theta_J = 188^\circ C$ körül stabilizálódik, ami messze meghaladja a megengedett határt (2. ábra).

A 3. ábrán megfigyelhető, hogy kb. 55A-es áramerősség fölött már nem is jön létre stabil működési állapot, és a hőmérséklet korlátlanul növekszik, elsősorban az ellenállás pozitív hőmérsékleti együtthatójának köszönhető pozitív visszacsatolás miatt. Megjegyzendő, hogy a hőmegfútási jelenség a tranzisztor hőmérsékletétől független drain áram feltételezésével jött létre.

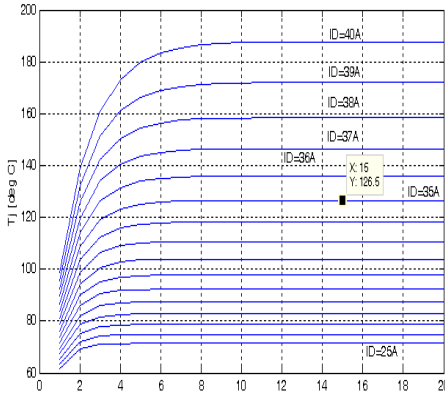


3. ábra. Az APTM120A15FG Si MOSFET tranzisztor hőmérséklete különböző drain áramok esetén

Az áramirányítók esetében ez így is van, hiszen a tranzisztor vezetési állapotában az áram erősségét a külső áramkör határozza meg. A 4. ábrán megfigyelhető, hogy mennyire érzékenyvé válhat a hőmérséklet az áramerősség kis változásaira. Például, I_D növelése 35A-ról 38A-re (vagyis csupán 8.5%-kal), a félvezető struktúra hőmérsékletét a még elfogadható $126.5^\circ C$ -ről ($23.5^\circ C$ tartalék) a már megengedhetetlen $159^\circ C$ -ra emeli. Jogosan tevődik fel tehát a kérdés, hogy mennyiben szabad a Si MOSFET tranzisztort ilyen magas hőmér-

sékleten működtetni, illetve az, hogy mennyiben bízható a tranzisztor „sorsa” a túláram védelemre. Most már az is sejthető, hogy miért definiálták a tranzisztor gyártói vonatkoztatási alapként az $I_D = 30A$ -es áramerősséget. A HT-3201-R SiC modul MOSFET tranzisztorainak esetében, a felépítésében szereplő CPM2-1200-0025B tranzisztor chipek katalógusadatai alapján,

$$R_{DS}(I_{D0}, \theta_0) = 3.6m\Omega \quad (8)$$



4. ábra. Az APTM120A15FG Si MOSFET tranzisztor hőmérsékletének érzékeny változása a drain áram függvényében

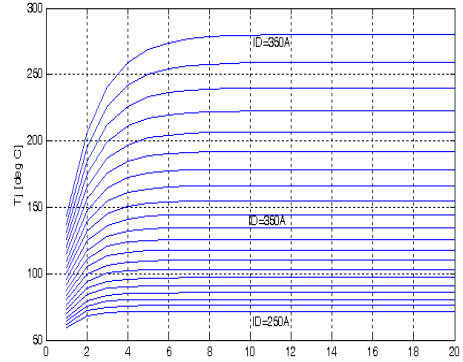
$$\frac{\partial R_{DS}^*}{\partial I_D} = 6.4e-3, \quad \frac{\partial R_{DS}^*}{\partial \theta} = 5.3e-3 \quad (9)$$

Viszonylag durva közelítéssel a (200A..500A) drain áramerősség tartományra érvényes következtetések is levonhatók (7) felhasználásával.

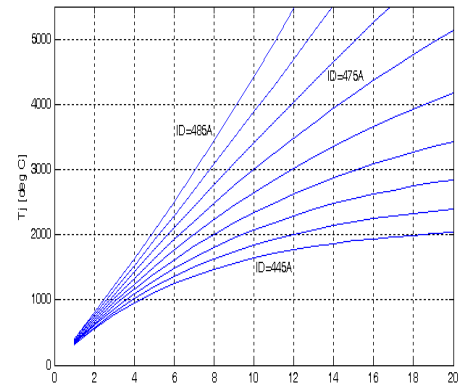
Az APTM120A15FG Si tranzisztoréval azonos hűtési feltételek mellett a félvezető struktúra hőmérséklete az 5. ábrán látható módon alakul a drain áram erősségének függvényében. Megfigyelhető, hogy $I_D = 300A$ -nél a félvezető struktúra hőmérséklete $150^\circ C$, vagyis messze a megengedett $225^\circ C$ alatti. Ez egy nagyságrenddel nagyobb drain áramot jelent, mint

amit az ugyanakkora méretű SiMOS modulal el tudunk érni.

A 6. ábrán megfigyelhető, hogy itt kb. 475A-nél lép fel ugyanolyan hőmegfűtás típusú instabilitás, mint amilyent a Si MOS esetében kb. 55A-nél tapasztaltunk.



5. ábra. A HT-3201-R SiC MOSFET tranzisztor hőmérsékletének változása a drain áram függvényében



6. ábra. A 3201-R SiC modul MOSFET tranzisztorainak a hőmegfűtása

3. Következtetések

A széles tiltott sávú félvezető kapcsolóeszközök alkalmazása várhatóan úgy a nagyteljesítményű, mint a nagyfrekvenciás áramirányítók terén a közeljövő uralkodó irányzata lesz. A már kereskedelemben is kapható SiC-MOSFET nagyteljesítményű

kapcsolóeszközök alkalmazása révén az áramirányítók teljesítménysűrűségének és hatásfokának a számottevő növekedése érhető el, és a magas működési hőmérséklet a hűtési feladatok hatékony megoldását teszi lehetővé.

Szakirodalmi hivatkozások

- [1] Biela, J., Schweizer, M., Waffler, S., Kolar, J. W.: *SiC versus Si—Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC–DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 7, Jul. 2011, pp. 2872-2882.
- [2] Javorka, P.: *Fabrication and Characterization of AlGaN/GaN High Electron Mobility Transistors*- Ph. D. Thesis, Aachen, 2004, p.7.
- [3] Wijesundara, M., Azevedo, R.: *Silicon Carbide Microsystems for Harsh Environments*, Ch. 2: SiC Materials and Processing Technology. Springer, 2011, pp. 33-84.
- [4] Microsemi: *Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) in the High Frequency (RF) and Power Switching Applications*. Report, pp. 1-8, https://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/Microsemi_278/PDF/Microsemi_GalliumNitride_VS_SiliconCarbide.pdf?redirected=1.
- [5] Pefitsis, D.: *On Gate Drivers and Applications of Normally-ON SiC JFETs.*, Doctoral Thesis, Stockholm, 2013.
- [6] Clarke, R. C., és mások: *SiC Static Induction Transistors*. Final Report, Office of Naval Research, Westinghouse STC, 1995.
- [7] Ozpineci, B., Tolbert, L. M.: *Comparison of Wide-Bandgap Semiconductors for Power Electronics Applications*. Report, Oak Ridge National Laboratory, U. S. Department of Energy, <http://www.osti.gov/bridge>, 2013, p.16.
- [8] Microsemi Power Products Group: *APTM120A15FG*, Data Sheet- Rev. 2, 2012.
- [9] APEI: *HT-3201-R, High Temperature SiC Half-Bridge Power Module- Preliminary*, Rev. 1.6, 2015, pp. 1-15.
- [10] CREE: *CPW5-1200-Z050B Silicon Carbide Schottky Diode Chip, Z-RecTM Rectifier*, 2013, pp. 1-4.
- [11] CREE: *CPM2-1200-0025B Silicon Carbide Power MOSFET C2MTM MOSFET Technology*, 2014, pp. 1-7.