

Упоредна анализа прекидачких губитака енергије у галијум–нитридном HEMT и силицијумском MOSFET транзистору

Јован Мрвић¹, Владимир Ђ. Вукић¹

¹Електротехнички институт “Никола Тесла”, Универзитет у Београду, Београд, Србија

jovan.mrvic@ieent.org, vladimir.vukic@ieent.org

Кратак садржај: Предмет овог рада је међусобно поређење прекидачких губитака енергије у каскодном галијум-нитридном HEMT и силицијумском “superjunction” MOSFET транзистору, у оба случаја пројектованих за максимални радни напон од 650 V. За анализу прекидачких карактеристика транзистора употребљен је метод испитивања двоструким импулсом, коришћењем детаљних SPICE симулационих модела. Подаци о транзијентним процесима укључења и искључења генерисани су, коришћењем симулационог пакета LTspice, у широком опсегу струја дрејна, са две различите вредности отпорности гејта испитиваних транзистора. Добијени резултати указују на супериорне прекидачке карактеристике галијум-нитридних направа у односу на силицијумске компоненте, нарочито приликом рада транзистора са великим струјама дрејна. Током једног циклуса укључивања и искључивања транзистора, симулирани су укупни губици енергије у GaN HEMT, за струју дрејна од 30 A, пет до осам пута мањи него у Si MOSFET транзистору.

Кључне речи: галијум–нитрид (GaN), силицијум (Si), каскодни транзистор, HEMT, superjunction MOSFET, SPICE симулација, губици енергије

1. Увод

Минијатуризација енергетских претварача и њихова све шира примена представљају трендове присутне у савременој индустрији [1],[2]. Првенствени начин за смањивање димензија енергетских претварача је везан за ограничавање губитака у енергетским

полупроводничким прекидачима, како у стационарном стању, тако и током прелазних процеса, насталих услед прекидања струја у транзисторима [3]. Рад са малим отпорностима дрејн-сорс, као и високим максималним радним температурама енергетских транзистора, дају могућност за употребу мањих хладњака. Рад енергетских претварача на високим прекидачким фреквенцијама омогућава коришћење индуктивних елемената малих габарита.

У претварачима мале снаге (реда kW) и средњег напона (100–900 V) донедавно су обично коришћени силицијумски (Si) енергетски MOSFET транзистори [1]. Ради постизања значајног смањивања отпорности дрејн–сорс ($R_{DS(on)}$) у MOSFET транзисторима, последњих двадесетак година се у свету (за радне напоне веће од 200 V) често примењују “superjunction” MOSFET транзистори [4],[5]. Овакви енергетски транзистори имају вишеструко нижу отпорност дрејн–сорс на високим радним напонима у односу на стандардне MOSFET-ове [5]. Међутим, последњих година су се на тржишту појавили и енергетски транзистори на бази полупроводних материјала са великим енергетским процепом (енг. “wide band-gap”, WBG), који имају много боље физичке карактеристике од силицијума [2],[3]. Најчешће коришћени WBG материјали су силицијум–карбид (SiC) и галијум–нитрид (GaN) [2]. За разлику од стандардних силицијумских транзистора са ефектом поља (енг. “Metal–oxide–semiconductor field effect transistor”, MOSFET), код којих се испод управљачке електроде гејта успоставља или укида проводни канал услед присуства електричног поља у изолационом оксиду, код галијум–нитридних транзистора постоји танак проводни слој између две хетероструктуре (обично GaN и AlGaN), звани дводимензиони електронски гас (енг. “Two-dimensional electron gas”, 2DEG) [2]. У опсегу средњих радних напона, очекивано је да галијум–нитридни енергетски транзистори (енг. “High electron mobility transistor”, HEMT) имају знатно боље карактеристике од силицијумских компоненти, првенствено због високе покретљивости носилаца наелектрисања [2],[3]. Штавише, неке топологије енергетских претварача, попут totem-pole PFC кола, нису ни могле да буду практично реализоване са стандардним силицијумским транзисторима [6],[7].

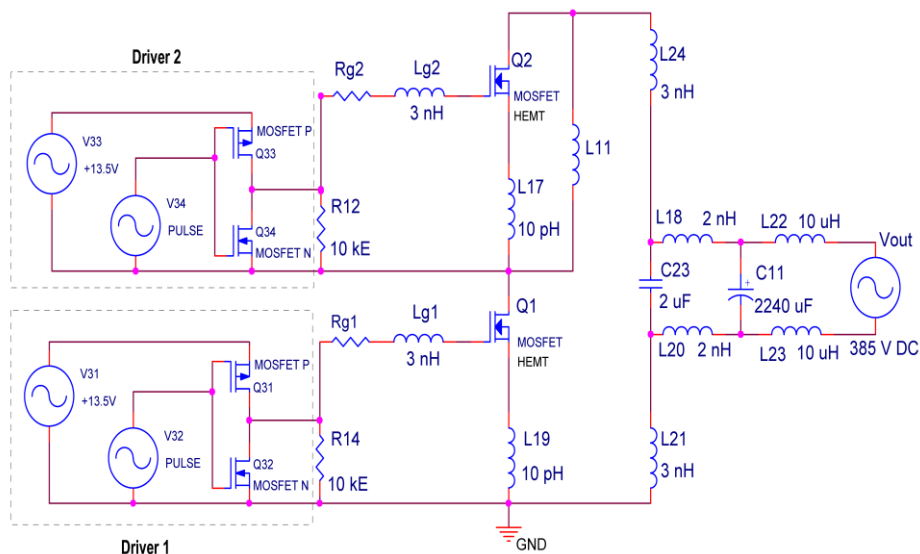
Због наведених разлога је, пре почетка развоја нове генерације енергетских претварача мале снаге, размотрена оправданост употребе нових GaN HEMT уместо постојећих Si MOSFET транзистора. У обзир су узети само прекидачки транзистори у треножном кућишту типа TO-247, којима може да се управља помоћу стандардних упаљача (драјвера) за Si MOSFET транзисторе.

У раду је приказано поређење прекидачких губитака две врсте савремених енергетских транзистора, пројектованих за номинални радни напон од 650 V и струју дрејна од 30 - 40 A. Први испитивани транзистор је силицијумски “superjunction” (SJ) MOSFET са индукованим каналом, STW57N65M5 [8], док је други разматрани елемент TP65H035WS, транзистор сложене каскодне структуре, састављене од управљачког

нисконапонског силицијумског MOSFET-а и високонапонског галијум-нитридног HEMT-а са уграђеним каналом [9]. Произвођач транзистора STW57N65M5 наводи да је овај n-канални V MOSFET типични представник *MDMesh*[®] серије, коју карактерише изузетно ниска отпорност дрејн-сорс, без премца међу силицијумским MOSFET-овима других произвођача [8]. Са друге стране, произвођач транзистора TP65H035WS наводи ову компоненту као оптимални прекидачки елемент који обједињује супериорне прекидачке карактеристике галијум-нитридних транзистора са поузданошћу и приступачношћу силицијумских енергетских MOSFET-ова [6],[9].

2. Симулациони модел

На слици 1 је приказана електрична шема кола које је коришћено у симулационим моделима за прорачун прекидачких губитака енергије. Симулиран је метод испитивања енергетских транзистора двоструким импулсом (енг. “double pulse test”, *DPT*) [3],[12].



Слика 1. Електрична шема модела за испитивање енергетских транзистора методом двоструког импулса

Применом овог метода се, помоћу два укључивања испитиваног транзистора, одређују његове карактеристике током прелазних процеса успостављања и прекидања струје дрејна. Испитивање динамичких карактеристика енергетског транзистора Q1 се врши на следећи начин: а) на почетку процеса је напуњен електролитски кондензатор C11 ($V_{out} = 385 \text{ V}$; сл. 1), а искључен је енергетски транзистор Q1; б) приликом првог укључивања транзистора Q1, струја из кондензатора C11 тече кроз

пригушницу L11, и у њој се акумулира енергија; в) након одређеног времена се искључује транзистор Q1; струја кроз пригушницу L11 остаје константна и могуће је снимање таласних облика напона и струје искључења транзистора Q1; г) након проласка дефинисаног времена, поново се укључује транзистор Q1; струја кроз пригушницу L11 наставља да расте, а током укључивања транзистора Q1 се врши снимање таласних облика напона и струје.

Будући да су код оба испитивана транзистора управљачки елементи силицијумски MOSFET транзистори, модели упаљача на гејтовима су имали исте карактеристике. Коришћено је веома једноставно коло, са два напонска извора и push-pull конфигурацијом два драјверска MOSFET транзистора у сваком упаљачком колу за испитивање енергетских транзистора.

Модел драјверског кола се састоји од једног извора константног једносмерног напона од 13,5 V (V31 на слици 1), везаног на сорс р-каналног MOSFET-а push-pull кола, и другог импулсног, са импулсима амплитуде 13,5 V (V32; сл.1), прикљученог на гејтове оба упаљачка транзистора push-pull степена. Помоћу импулсног извора на гејтовима драјверских транзистора је симулиран импулсно-ширински сигнал (PWM) учестаности 66 kHz, са непроменљивим фактором испуне (енг. "duty cycle") од око 50 %. Време укључења импулсног извора је било подешено на $T_{ON} = 7,74 \mu s$, временска пауза између два импулса (енг. "dead time") на $DT = 120 ns$, а времена успостављања узлазних и силазних ивица на $T_{rise} = T_{fall} = 10 ns$. За моделовање упаљачких MOSFET транзистора, како п-каналног, тако и р-каналног, коришћени су елементарни SPICE модели силицијумских транзистора ширине гејта $W = 5000 \mu m$ и дужине гејта $L = 200 \mu m$.

Отпорници Rg1 и Rg2 се додају у гејтовима транзистора ради сузбијања осцилација у прелазним режимима, али њихово присуство утиче и на повећање прекидачких губитака.

За оба испитивана транзистора су коришћени детаљни симулациони модели произвођача транзистора, развијени у симулационим програмима из фамилије SPICE [10],[11]. Коришћени су симулациони модели који описују рад транзистора на собној температури, без узимања у обзир додатних термичких ефеката. Излазна индуктивност, L11, је, током симулација, била пропорционална струји сорса (I_{19}) испитиваног енергетског транзистора Q1, у складу са релацијом [12]:

$$L_{11} = \frac{V_{OUT}(T_{ON} - 2 \cdot DT)}{I_{19}} \quad (1)$$

Капацитивност C11 је била константна (2240 μF) [7]. Дисипирана снага у MOSFET и HEMT транзистору је рачуната према релацији [12]:

$$P = I_D V_D + V_G I_G + V_S I_S \quad (2)$$

где је: I_D – струја дрејна, I_G – струја гејта, I_S – струја сорса, V_D – напон дрејн – маса, V_G – напон гејт – маса, V_S – напон сорс – маса.

На основу снага дисипације, израчунатих помоћу релације (2), добијена је енергија укупних динамичких губитака током једног радног циклуса, W_{dyn} , као збир енергија губитака током прелазних процеса искључивања (W_{off}) и укључивања (W_{on}) транзистора [1],[12]:

$$W_{dyn} = W_{off} + W_{on} = \int_{t_1}^{t_2} P_{off} dt + \int_{t_3}^{t_4} P_{on} dt \quad (3)$$

Ради смањивања могућности грешке, струје прекидања и успостављања су задате у облику листе, чиме је цео процес аутоматизован [13]. Сви прорачуни спроведени су за две вредности отпорника у гејту (R_{g1} и R_{g2}): 5Ω и 15Ω . Симулиране су струје укључења и искључења транзистора од $0,4 \text{ A}$, 1 A , $4,5 \text{ A}$, 7 A , 10 A , 20 A и 30 A [12],[13]. Коришћењем листе за струје, у програмском пакету *LTspice* [14], омогућен је једноставан упоредни приказ напона, струја и снага за све задате вредности струја. По окончању прорачуна, сви резултати су снимљени у једном ASCII фајлу [13]. Да би се резултати раздвојили по струјама у посебним фајловима, коришћен је, за те потребе написани, програм у софтверском алату *Python* [15]. За рачунање енергија губитака, као и свих других параметара коришћен је наменски програм, написан у програмском пакету *MATLAB* [16].

Табела 1. Основне техничке карактеристике испитиваних транзистора [8],[9]

Енергетски транзистор	Напон пробоја дрејн – сорс, $V_{(BR)DSS}$ [V]	Напон прага гејта, $V_{GS(th)}$ [V]	Континуална струја дрејна, $\Theta_a = 25^\circ\text{C}$ I_D [A]	Максимална дозвољена дисипација, $\Theta_a = 25^\circ\text{C}$ P_D [W]	Статичка отпорност дрејн – сорс, $R_{DS(on)}$ [mΩ]	Наелектрисање инверзног опоравка, Q_{RR} [nC]
STW57N65M5	650	3 - 5	42	250	56 - 63	8000
TP65H035WS	650	3,3 – 4,8	46,5	156	35 - 41	170

У табели 1 су приказане основне техничке карактеристике силицијумског “superjunction” MOSFET транзистора, “STMicroelectronics” STW57N65M [8], и каскодног галијум – нитридног HEMT-а, “Transphorm” TP65H035WS [9]. Оба транзистора су пројектована за максимални напон дрејн – сорс од 650 V , као и континуалну струју дрејна од око 40 A (на собној температури од $\Theta_a = 25^\circ\text{C}$; у оба случаја, на високој температури од $\Theta_a = 100^\circ\text{C}$, максимална струја дрејна пада испод 30 A) [8],[9]. Из табеле 1 може да се уочи да је кључна величина, по којој се разликују силицијумски MOSFET и каскодни GaN HEMT, наелектрисање

акумулирано у капацитивностима услед утицаја инверзне поларизације MOSFET-а, односно директне поларизације паразитне повратне диоде сорс - дрејн (наелектрисање инверзног опоравка; *енг.* "Reverse recovery charge"; Q_{RR}). Овај параметар, који пресудно утиче на рад полупроводничких прекидача на високим фреквенцијама, код каскодног транзистора TP65H035WS је око 50 пута мањи у односу на "superjunction" MOSFET STW57N65M, сличних номиналних параметара. Иначе, чак и овако мала вредност наелектрисања инверзног опоравка транзистора TP65H035WS је последица постојања нисконапонског упаљачког силицијумског MOSFET-а у каскодној структури: код монолитног галијум – нитридног HEMT-а је $Q_{RR} = 0$ C [2].

Више детаља о рачунарским симулацијама губитака енергије у GaN HEMT, као и totem-pole PFC колу заснованом на транзисторима TP65H035WS, наведено је у референцама [7] и [12].

3. Резултати симулација

Подаци о прекидачким губицима енергије GaN HEMT-а и Si MOSFET-а су приказани у табелама 2 и 3, за седам различитих симулираних вредности струја дрејна. У табели 2 су приказани подаци добијени симулирањем присуства додатног отпорника у гејту од 5 Ω , док се у табели 3 налазе подаци генерисани са отпорником од 15 Ω . Ознаке употребљене у табели имају следеће значење: W_{on_GaN} – укупни губици енергије приликом укључивања GaN HEMT-а; W_{off_GaN} – укупни губици енергије приликом искључивања GaN HEMT-а; W_{dyn_GaN} – укупни динамички губици енергије током једног циклуса укључивања и искључивања GaN HEMT-а; W_{on_Si} , W_{off_Si} , W_{dyn_Si} – по аналогији са GaN транзистором, губици енергије у силицијумском MOSFET транзистору у одговарајућим прелазним процесима.

Табела 2. Упоредни приказ прекидачких губитака енергије приликом симулације рада GaN HEMT "Transphorm" TP65H035WS и Si MOSFET "STMicroelectronics" STW57N65M5, са отпорником у гејту од 5 Ω

Струја дрејна, I_D [A]	W_{on_GaN} [μ J]	W_{on_Si} [μ J]	W_{off_GaN} [μ J]	W_{off_Si} [μ J]	W_{dyn_GaN} [μ J]	W_{dyn_Si} [μ J]
0,4	80,3	116,4	29,1	118,4	109,4	234,8
1	79,8	130,2	25,9	66,2	105,7	196,4
4,5	86,5	160,7	21,3	7,4	107,8	168,1
7	95,0	177,3	20,1	13,6	115,1	190,9
10	105,2	232,8	20,5	29,4	125,7	262,2

20	136,7	604,3	21,4	113	158,1	717,3
30	168,6	747,6	26,2	232,2	194,8	979,8

Из табеле 2 уочава се да, са малом отпорношћу у гејту и у случају рада са малим струјама дрејна, разлика у губицима енергије између HEMT и MOSFET транзистора није превелика. Међутим, када струје дрејна почну да расту и приближе се номиналној вредности, увећа се и разлика губитака енергије, који, за $I_D = 30$ А, постају пет пута већи у силицијумском "superjunction" MOSFET транзистору у односу на каскодни GaN HEMT. Са друге стране, када у гејту постоји додатни отпорник од 15Ω (табела 3), губици енергије у MOSFET транзистору STW57N65M5 постају 7 – 12 пута већи у односу на HEMT TP65H035WS.

Табела 3. Упоредни приказ прекидачких губитака енергије приликом симулације рада GaN HEMT "Transphorm" TP65H035WS и Si MOSFET "STMicroelectronics" STW57N65M5, са отпорником у гејту од 15Ω

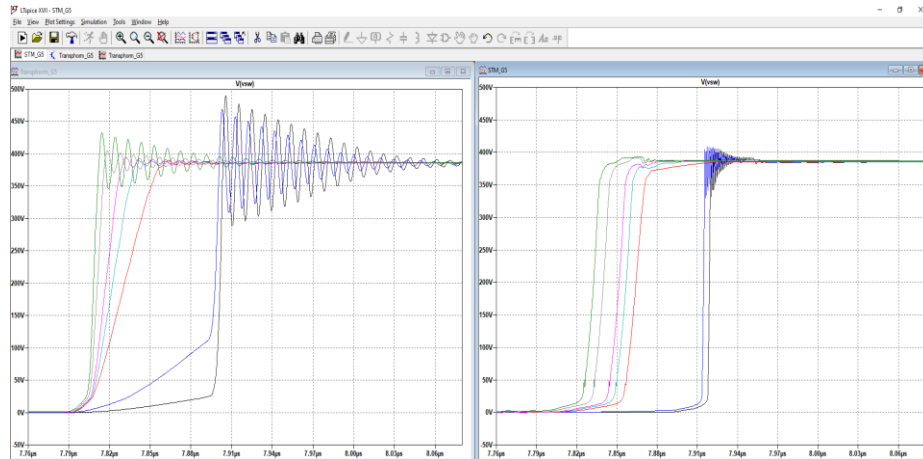
Струја дрејна [А]	W_{on_GaN} [μ J]	W_{on_Si} [μ J]	W_{off_GaN} [μ J]	W_{off_Si} [μ J]	W_{on_GaN} [μ J]	W_{on_Si} [μ J]
0,4	51,4	179,6	18,9	656,3	70,3	835,9
1	54,9	192,0	19,7	611,5	74,6	803,5
4,5	64,6	242,7	19,2	447,5	83,8	690,2
7	74,3	270,9	19,6	438,9	93,9	709,8
10	86,2	378,9	20,5	438,7	106,7	817,6
20	125,4	573,1	26,9	495,1	152,3	1068,2
30	167,9	1064,0	38,7	602,9	206,6	1666,9

Из табела 2 и 3 се уочава да су прекидачки губици MOSFET транзистора STW57N65M, као што је и очекивано, знатно већи од губитака HEMT-а TP65H035WS. Ова констатација важи како за губитке при укључењу, тако и при искључењу транзистора, па, самим тим, и за укупне губитке у раду, за обе симулиране отпорности у гејту.

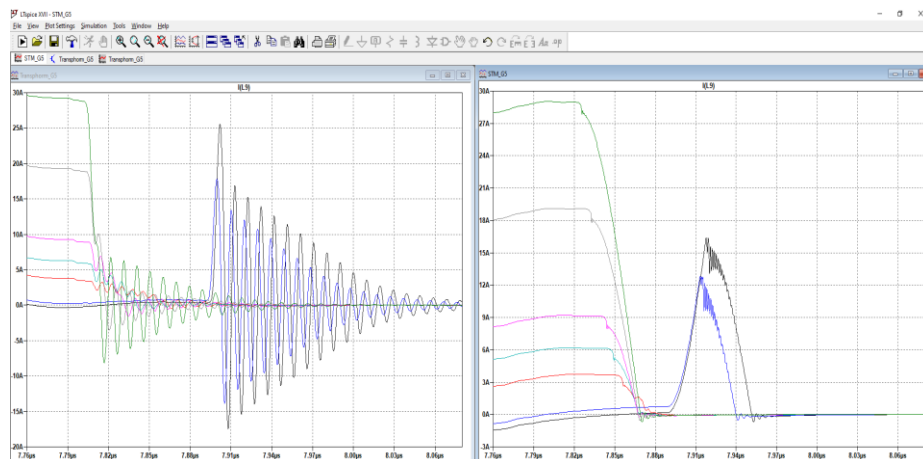
Таласни облици напона и струја, на основу којих су израчунати губици енергије наведени у табелама 2 и 3, приказани су на сликама 2 – 9. На сликама 2 и 3 су приказани таласни облици транзијентних напона и струја, симулираних у транзисторима TP65H035WS и STW57N65M5 током процеса искључења, са отпорником у гејту од 5Ω . На сликама 4 и 5 су приказани таласни облици добијени приликом симулације процеса укључења. На сликама 6 - 9 приказани су таласни облици истих електричних величина, али добијени приликом рада са отпорником у гејту од 15Ω : напони (слика 6) и струје (слика 7) приликом искључивања;

напони (слика 8) и струје (слика 9) снимљени за време укључивања енергетских транзистора.

На сликама 2 – 9 се види знатно израженији осцилаторни одзив код GaN HEMT транзистора у односу на Si MOSFET, нарочито приликом прекидања малих струја дрејна.

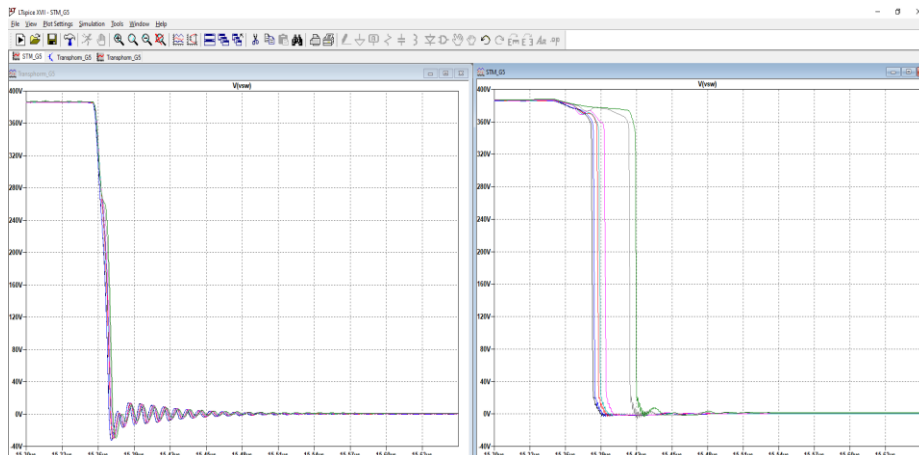


Слика 2. Упоредни приказ транзијентних напона дрејн–сорс транзистора "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу искључења, са отпорником у гејту од 5Ω , за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А

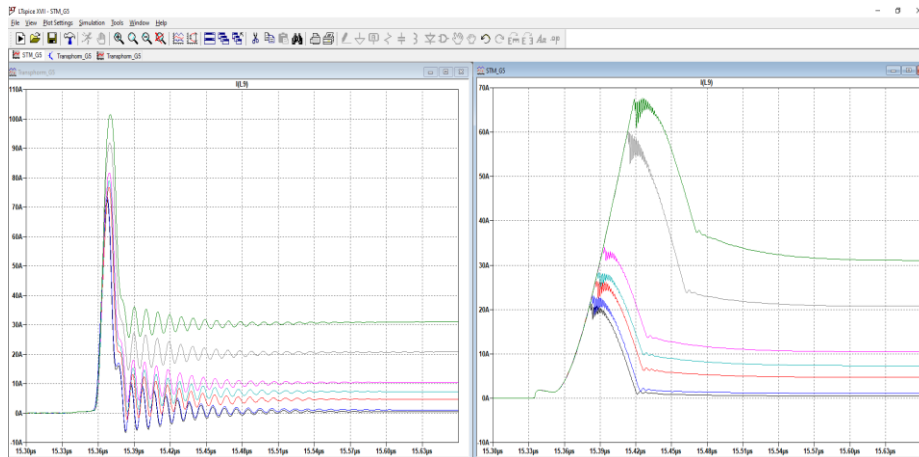


Слика 3. Упоредни приказ транзијентних струја дрејна транзистора "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу искључења, са отпорником у гејту од 5Ω , за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А

Рад са отпорником у гејту од 15Ω је знатно пригушио осцилације напона и струје GaN HEMT-а у случајевима прекидања струја до 1 А, при искључивању транзистора (слике 2, 3, 6 и 7). Међутим, код испитиваног MOSFET-а је повећање отпорности у гејту довело до знатно већег пребачаја струја током процеса искључивања, поготово за струје до 1 А. Дошло је и до кашњења у порасту напона дрејн – сорс MOSFET-а за око 100 ns.

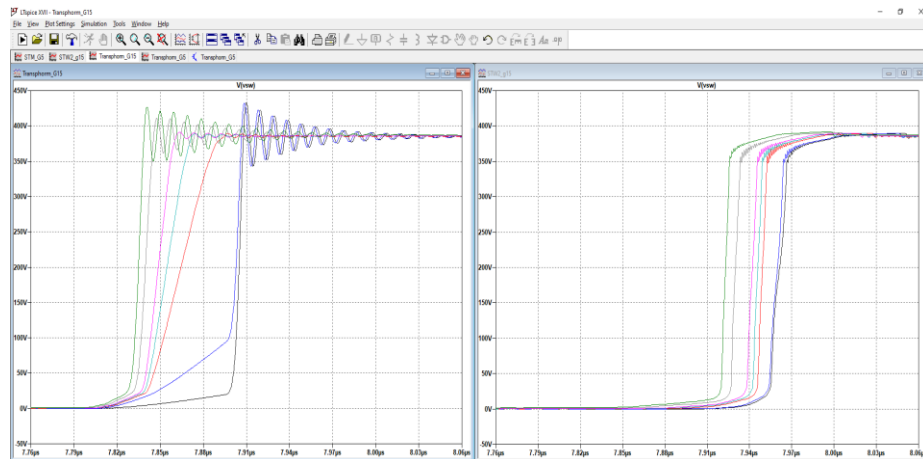


Слика 4. Упоредни приказ транзијентних напона дрејн–сорс транзистора "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу укључења, са отпорником у гејту од 5Ω , за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А

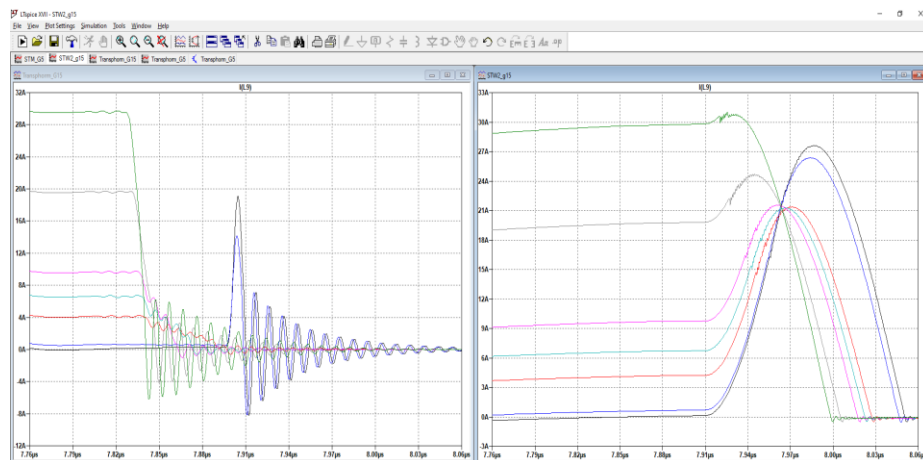


Слика 5. Упоредни приказ транзијентних струја дрејна транзистора "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу укључења, са отпорником у гејту од 5Ω , за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А

Као што се види из табела 2 и 3, и код HEMT-а, и код MOSFET-а су губици искључења транзистора били знатно мањи у односу на губитке укључења.



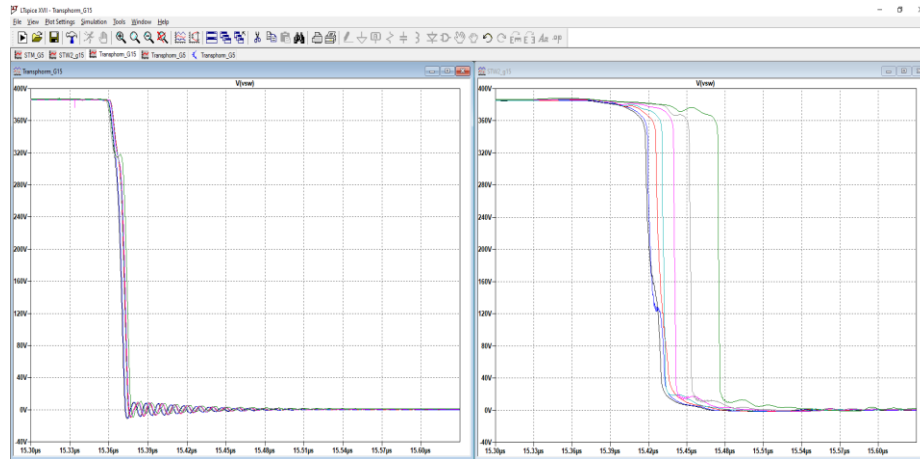
Слика 6. Упоредни приказ транзијентних напона дрејн-сорс транзистора "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу искључења, са отпорником у гејту од 15Ω , за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А



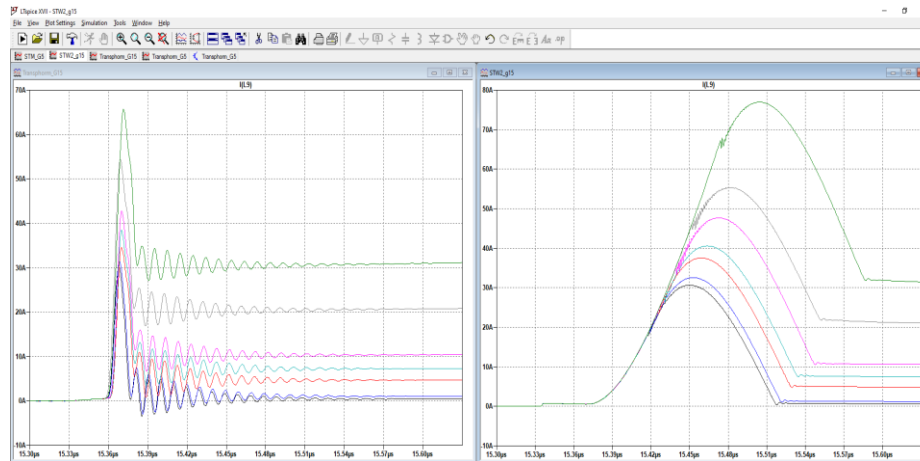
Слика 7. Упоредни приказ транзијентних струја сорса на транзисторима GaN HEMT "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу искључења, са отпорником у гејту од 15Ω , за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А

Анализом таласних облика приказаних на сликама 4, 5, 8 и 9, генерисаним приликом симулације процеса успостављања струја кроз транзисторе, уочавају се веома велики пребачаји струје. Додавање већег отпорника у гејту је смањило амплитуде пребачаја струје у HEMT-овима

за око 30–50 %, али је у MOSFET-овима дошло и до повећања амплитуде пребачаја струје, и до кашњења у паду напона дрејн – сорс за око 60 ns. Ипак, како може да се види на сликама 5 и 9, повећање отпорника у гејту MOSFET-а је довело до сузбијања високофреквентних осцилација, суперпонираних на сигналу струје.



Слика 8. Упоредни приказ транзијентних напона дрејн–сорс транзистора "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу укључења, са отпорником у гејту од 15 Ω, за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А



Слика 9. Упоредни приказ транзијентних струја дрејна транзистора "Transphorm" TP65H035WS (лево) и "STMicroelectronics" STW57N65M5 (десно), при процесу укључења, са отпорником у гејту од 15 Ω, за симулиране струје дрејна од 0,4 А, 1 А, 4,5 А, 7 А, 10 А, 20 А и 30 А

Транзијентне снаге, дисипиране у транзисторима током прелазних процеса, добијене су множењем тренутних вредности напона и струја. За симулиране струје GaN HEMT-а, максималне транзијентне снаге су

забележене приликом осцилација насталих током прекидања врло малих струја (до 1 A): 8 kW [13].

Приликом успостављања струја у HEMT-у TP65H035WS, забележене су знатно веће вршне вредности транзијентних снага: до 22 kW ($R_g = 5 \Omega$) [13]. Ипак, у оба случаја је трајање ових транзијентних снага било веома кратко: реда неколико ns [13]. У случају испитиваног MOSFET-а, вршне вредности транзијентних снага су биле сличне као код GaN HEMT-а (за $R_g = 5 \Omega$: искључење: 9 kW; укључење: 24 kW [13]), али су, због знатно дужег трајања ових транзијентних снага (до 70 ns) [13], вредности енергије прекидачких губитака биле вишеструко веће.

Сличне вредности транзијентних снага снимљене су и у случају када је MOSFET STW57N65M5 радио са $R_g = 15 \Omega$. Код HEMT-а TP65H035WS израчунате су нешто другачије вредности транзијентних снага: до 4,8 kW приликом прекидања струја, и до 20 kW, приликом њиховог успостављања [13]. Ипак, и поред великих вршних вредности снага, у GaN HEMT-у је целокупни транзијент дисипације снаге трајао до 15 ns [13], док је код силицијумског "superjunction" транзистора транзијент снаге (са вршном вредношћу од 24 kW) приликом укључења трајао до 100 ns [13]. Због тога су и губици симулираног укључења MOSFET-а били 4 – 6 пута већи него код каскодног HEMT-а.

4. Дискусија

Узимајући у обзир представљене податке, може да се изведе закључак да је повећање отпорности у гејту испитиваних транзистора делимично сузбило осцилације настале приликом прекидања малих струја, али и да је довело до знатног повећања динамичких губитака енергије, и то првенствено код MOSFET транзистора.

У расположивој светској литератури нема много податка о експериментима у којима је спроведена упоредна анализа прекидачких губитака GaN HEMT и SJ MOSFET енергетских транзистора. У радовима [17] и [18] је извршено међусобно поређење по једног GaN HEMT, SiC MOSFET и Si SJ MOSFET-а. Међутим, тежиште испитивања је у овим случајевима било на анализи прелазних процеса напона и струја, односно одређивања вредности dv/dt и di/dt . У односу на SJ MOSFET, код GaN HEMT прекидача су уочене много израженије осцилације приликом прелазних процеса (енг. "ringing"), чак и у случају рада са оптимизованим упаљачким колом [17]. Квантификовање прекидачких губитака енергије у овим радовима није вршено.

М.С. Нику и сарадници [19] су спровели експериментално поређење прекидачких губитака у осам различитих енергетских транзистора заснованих на материјалима са великим енергетским процепом: испитивана су по четири неименована SiC MOSFET-а и GaN HEMT-а.

Ипак, спроведено истраживање је било ограничено на анализу губитака насталих под утицајем излазне капацитивности транзистора (C_{oss}). Нису вршени експерименти са Si SJ MOSFET-овима, али је извршено упоређивање експерименталних резултата SiC и GaN транзистора са подацима о губицима у силицијумским FET-овима, наведеним у литератури [19]. У зависности од произвођача и врсте superjunction MOSFET-а, установљене су велике варијације утицаја учестаности прекидања на укупне губитке енергије транзистора [19]. Ипак, укупни прекидачки губици ни у овом случају нису били квантификовани.

У нашем раду су, за анализу прекидачких карактеристика, коришћени једноставни симулациони модели упаљачких кола (сл. 1), због чега су добијени непригушени прелазни процеси приликом прекидања струја (енг. *“hard switching”*). Њихово коришћење за моделовање одзива SJ MOSFET-а са отвореном повратном спрегом је потпуно оправдано, будући да овакви силицијумски транзистори имају велике улазне капацитивности [18]. Superjunction MOSFET има доста брз одзив приликом прекидања са отвореном повратном спрегом, али захтева знатно напредније упаљачко коло када се прекидање врши са затвореном повратном спрегом [18]. Са друге стране, GaN HEMT има ниску улазну капацитивност и велику транскондуктансу, што га чини осетљивим на осцилаторни одзив, али и даје могућност за постизање оптималних прелазних процеса употребом напредних упаљача [18]. Велики утицај на стрмине напона и струје (dv/dt и di/dt) приликом прелазних процеса може да се оствари применом драјвера који имају могућност дигиталног управљања струјама гејта [18]. Честа је и примена ограничења напона гејта (енг. *“gate drive clamp”*) [18]. Применом поменутих метода је могуће сузбијање осцилаторног одзива транзистора и смањивање прекидачких губитака.

Због наведених разлога је, за потпуно искоришћење потенцијала полупроводничких прекидача заснованих на материјалима са великим енергетским процепом, неопходна употреба веома напредних топологија драјвера [17]. Ипак, у представљеном раду нисмо узели у обзир ефекте конструкције упаљачких кола на прекидачке карактеристике испитиваних енергетских транзистора. Ова тема остаје за разматрање у неком од будућих истраживања.

5. Закључак

У раду је описан симулациони модел помоћу кога је спроведена анализа прекидачких губитака енергије по једног силицијумског MOSFET и галијум-нитридног HEMT транзистора. Анализирани су таласни облици напона и струје током прелазних процеса успостављања и прекидања струје дрејна, за две различите вредности додатне отпорности у гејту ових транзистора.

Анализа резултата симулација је показала да силицијумски MOSFET транзистор “STMicroelectronics” STW57N65M5 има неколико пута веће прекидачке губитке у односу на галијум-нитридни HEMT “Transphorm” TP65H035WS. Однос прекидачких губитака зависи од струје прекидања и отпорника у гејту. За струје веће од 10 А, са додатним отпорником у гејту од 5 Ω , губици су у силицијумском транзистору већи за 100 % до 400 % у односу на галијум–нитридни HEMT. Када је у гејту отпорник од 15 Ω , губици у Si MOSFET-у су чак за 600 % до 700 % већи у односу на GaN HEMT.

Повећање отпорника у гејту HEMT транзистора TP65H035WS је допринело сузбијању осцилаторног одзива струје. Међутим, иако је примена исте мере код MOSFET транзистора довела до сузбијања суперпонираних високофреквентних осцилација, амплитуде пребачаја струје су биле још веће него у случају рада са малом додатном отпорношћу гејта.

Са становишта смањивања губитака енергије, GaN HEMT транзистор TP65H035WS је, у примењеним симулационим моделима, демонстрирао супериорне карактеристике у односу на врхунски “superjunction” MOSFET транзистор, са до осам пута мањим укупним прекидачким губицима енергије за струју дрејна од 30 А. Ипак, пре доношења одлуке о замени силицијумских компоненти новим галијум – нитридним полупроводничким прекидачима, неопходно је разматрање и других важних питања, попут сузбијања осцилација струје и постизања високе поузданости примењених транзистора.

Захвалница

Рад је настао у оквиру активности предвиђених *Уговором о реализацији и финансирању научноистраживачког рада НИО у 2020. години*, који су закључили Министарство просвете, науке и технолошког развоја Републике Србије и Електротехнички институт “Никола Тесла” а.д, Универзитет у Београду.

Литература

- [1] B. J. Baliga, *Fundamentals of power semiconductor devices*, New York, USA: Springer Science + Business Media, LLC, 2008. ISBN 978-0-387-47313-0
- [2] E.A. Jones, F. Wang, and D. Costinett, “Review of commercial GaN power devices and GaN-based converter design challenges,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 707-719, 2016. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2016.2582685>

- [3] F. Lee, Q. Li, X. Huang, and Z. Liu, "Switching characteristics of gallium nitride transistors: system level issues," монографија *Power GaN devices*, M. Meneghini, G. Menegheso, and E. Zanoni, Eds. Switzerland: Springer International Publishing AG, 2017, стр. 345-375. https://doi.org/10.1007/978-3-319-43199-4_15
- [4] H. Kapels, M. Schmitt, U. Kirchner, G. Aloise, F. Bjoerk, "New 900 V voltage class for junction devices – A new horizon for SMPS and renewable energy applications", на конф. *PCIM Europe 2008* (Нирнберг, Немачка, мај 2008)
- [5] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, *Application manual – Power semiconductors*, Ilmenau, Germany: ISLE Verlag, 2015. ISBN 978-3-938843-83-3
- [6] P. Parikh, "Cascode gallium nitride HEMT on silicon: structure, performance, manufacturing, and reliability," монографија *Power GaN devices*, M. Meneghini, G. Menegheso, and E. Zanoni, Eds. Switzerland: Springer International Publishing AG, 2017, стр. 237-254. https://doi.org/10.1007/978-3-319-43199-4_10
- [7] V. Dj. Vukić, J. Mrvić, V. A. Katić, "High-order harmonics of the AC/DC converter, generated during the intermittent and continuous operation of GaN-HEMT power switches", на конф. *PCIM Europe 2019* (Нирнберг, Немачка, 7. – 9. мај 2019), стр. 1945 – 1952, ISBN 978-3-8007-4938-6
- [8] "STW57N65M5", DocID024050 Rev 2, каталог произвођача, *STMicroelectronics*, дец. 2013.
- [9] "TP65H035WS – 650 V GaN FET in TO-247", каталог произвођача, *Transphorm Inc.*, нов. 2017
- [10] "STW57N65M5_V2 PSpice model", STMicroelectronics, април 2013, https://www.st.com/content/st_com/en/products/power-transistors/power-mosfets/stpower-n-channel-mosfets-gt-350-v-to-700-v/mdmesh-m5-series/stw57n65m5.html#cad-resources
- [11] Feng Qi, "TP65H035 Model rev. 0.1," Transphorm, јануар 2018, www.transphormusa.com/en/product/tp65h035ws/
- [12] V. Dj. Vukić, J. Mrvić, V. A. Katić, "Comparison of the switching energy losses in cascode and enhancement-mode GaN HEMTs", на конф. *Ee2019, 20th International Symposium on Power Electronics* (Нови Сад, Србија, 23. – 26. октобар 2019), paper ID: P1.5-1_03626, стр. 1-5, ISBN 978-86-6022-219-2, <https://doi.org/10.1109/Pee.2019.8923198>
- [13] J. Mrviћ, "Прекидачке карактеристике савремених галијум-нитридних HEMT и силицијумских MOSFET енергетских полупроводничких прекидача", семинарски рад из предмета „Савремена решења енергетских полупроводничких прекидача“, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду, јун 2020.

- [14] "LTspice Version XVII(x64)", *симуляциони програм*, Analog Devices Corp., 18. јул 2018.
- [15] "Python" ver. 3.7.0, *симуляциони програм*, Python Software Foundation, 27. јун 2018.
- [16] "MATLAB" ver. R2019a, *симуляциони програм*, MathWorks Corp., 2019.
- [17] P. Palmer, X. Zhang, E. Shelton, T. Zhang, and J. Zhang, "An experimental comparison of GaN, SiC and Si switching power devices," на конф. *IECON 2017, 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (Пекинг, Кина, 29. октобар – 1. новембар 2017), стр. 780-785, <https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216135>
- [18] P. Palmer, T. Zhang, T. Long, L. Schillaber, and E. Shelton, "Consideration for controlled switching of the power GaN HEMT," на конф. *ISIE 2019, 28th International Symposium on Industrial Electronics* (Ванкувер, Канада, 12. – 14. јуна 2017), стр. 775-779, <https://doi.org/10.1109/ISIE.2019.8781360>
- [19] M.S. Nikoo, A. Jafari, N. Perera, and E. Matioli, "New insights on output capacitance losses in wide-band-gap transistors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 6663-6667, 2020. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2958000>

Abstract: The subject of this paper is the mutual comparison of switching energy losses in cascode gallium nitride HEMT and silicon "superjunction" MOSFET transistor, both designed for a maximum operating voltage of 650 V. For the purpose of analysis the transistor switching characteristics, the double pulse test method was implemented. Detailed computer simulation models developed in programs of the SPICE family were used. Data on transient turn-on and turn-off processes were generated by LTspice simulation tool, in a wide range of drain currents, using two different gate resistance values for driving the transistors under test. The obtained results indicate superior switching characteristics of gallium nitride devices in comparison to silicon components, especially during the high drain current transistor operation. During the one transistor switching cycle, the total energy losses in the GaN HEMT were simulated, for a drain current of 30 A, and found to be five to eight times lower when compared to tested Si MOSFET transistor.

Keywords: gallium nitride (GaN), silicon (Si), cascode transistor, HEMT, superjunction MOSFET, SPICE simulation, energy losses

Comparative Analysis of the Switching Energy Losses in GaN HEMT and Silicon MOSFET Power Transistors

Jovan Mrvić, Vladimir Dj. Vukić

Рад примљен у уредништво: 09.11.2020. године

Рад прихваћен: 22.12.2020. године