

Универзитет у Београду  
Електротехнички факултет



Дипломски рад

Утицај мртваг времена на комутационе губитке  
код Si MOSFET и GaN HEMT транзистора у  
LLC резонантном претварачу

Студент: Емилија Лукић 17/242

Ментор: проф. др Слободан Вукосавић

Београд, септембар 2021

# Захвалница

Људима који су ме научили да је живот само за оне који се усуде и да ништа није немогуће.

# Садржај

Увод.....	4
1. Полупроводнички прекидачи у енергетској електроници.....	5
2. GaN материјал и основни принципи рада GaN HEMT транзистора.....	6
2.1 Ефекат поларизације.....	7
2.2 Принципи рада GaN транзистора.....	7
2.3 Отпорност вођења и пробојни напон.....	8
3. Теоријска анализа прекидачких губитака и методи минимизације.....	9
4. Резонантни претварач са LLC конфигурацијом резонантног тенка .....	11
5. Минимизација губитака услед мртвог времена применом технике преклапања <i>Gate- Source</i> сигнала транзистора у легу .....	13
6. <i>LTspice</i> симулације са GaN HEMT и Si MOSFET транзисторима.....	16
7. Експериментални резултати.....	19
Закључак.....	23
Литература.....	24

## Увод

Током протекле деценије употреба обновљивих извора енергије значајно је повећана захваљујући порасту потрошње електричне енергије као и смањивањем светских резерви фосилних горива. Посебна пажња уперена је ка развоју што ефикаснијег начина конверзије енергије са посебим фокусом на енергију ветра и сунца. Паралелно са развојем ефикаснијих фотонапонских панела ради се и на развоју нових решења у области мрежних инвертора [1]. Једна од индустријских топологија која се користи за потребе постизање рада панела и тачки максималне снаге (*Maximum Power Point Tracking*, МРРТ – енг.) у апликацијама малих инсталисаних снага је LLC резонантни претварач у комбинацији са класичним трофазним инвертором [2]. Претварачи у склопу чијих топологија су имплементирани традиционални силицијумски MOSFET транзистори најчешће раде са прекидачким фреквенцијама до 100 kHz што лимитира ефикасност и густину снаге претварача [3]. Са друге стране, у циљу постизања веће густине снаге уређаја, односно смањења величине резонантног кондензатора и пригушнице као и високофреквентног трансформатора, неопходно је повећавање прекидачке фреквенције [4]. Имајући претходно у виду, јасна је потреба за научним истраживањима као и развојем индустријских производа коришћењем нових материјала као што је галијум нитрат који омогућава рад са високо ефикасним, компактним прекидачима са могућностима прекидања на високим фреквенцијама уз минималне губитке [5]. Висока фреквенција прекидања омогућава смањење запремине реактивних елемената у колу што повећава укупну густину снаге система. Даље предности када је реч о ефикасности, GaN транзистори дугују смањеној излазној капацитивности  $C_{oss}$ , смањеној статичкој отпорности провођења  $R_{ds}$  као и великој покретљивости носилца наелектрисања.

У овом раду извршено је поређење GaN HEMT и Si MOSFET транзистора прво путем софтверског пакета *LTspice*, а затим и експериментално. Представљена је функција, структура и дизајн GaN прекидача. Понашање прекидача испитано је у оквиру топологије резонантног претварача са LLC конфигурацијом резонантног тенка снаге 1000W, са ниским улазним напоном у опсегу између 10 и 60 V. О прототипу резонантног претварача биће више речи у последњим поглављима рада. Изложена је анализа прекидачких губитака као и методи за њихову редукцију како за GaN тако и за традиционалне Si MOSFET прекидаче. На крају анализе и представљања резултата добијених путем симулација и експериментално изведени су закључци и кораци за даљи рад.

# 1. Полупроводнички прекидачи у енергетској електроници

Један од основних елемената кола у енергетској електроници су полупроводнички прекидачи. У досадашњим решењима енергетске електронике најчешће су употребљавани *IGBT* транзистори. Традиционални, *IGBT* прекидачи познати по високим вредностима пробојног напона, од преко хиљаду волти, и високим номиналним јачинама струје. Због ограничене брзине прекидања и велике запремине *IGBT* транзисторе у неким применама су заменили *CoolMOSFET* далеко ефикаснији и мањих димензија. Поред нерешеног проблема величине, *CoolMOSFET* транзисторе одликују релативно ниске вредности пробојног напона што у уређајима енергетске електронике представља лимитирајући фактор приликом одабира прекидача. Следеће генерације полупроводничких прекидача карактерише широк енергетски процеп. Ради се о полупроводничким прекидачима начињеним од силицијум-карбида  $\text{SiC}$  и галијум нитрата  $\text{GaN}$ . Транзистори на тржишту који одговарају наведеном опсегу улазних напона карактерише отпорност дрефт региона која има смањени утицај и од значаја је смањити отпорност канала. Смањивање отпорности канала је могуће извршити скраћивањем раздаљине између сорса (*Source*, енг) и дрејна (*Drain-a*, енг.). Минимална раздаљина дефинисана је максималним пробојним напоном из чега јасно следи да приликом употребе материјала са широким енергетским процепом можемо више смањити димензије прекидача него што је то случај код класичних материјала. На тржишту су тренутно у понуди и до 40 пута мањи  $\text{GaN}$  чипови са истом отпорношћу вођења у поређењу са  $\text{Si MOSFET}$  транзисторима. За даљи рад значајно је напоменути да се овим постиже и 40 пута мањи производ  $R_{on}Q_g$  који дефинише укупне транзисторске губитке.

У претходној деценији галијум нитрат се развио и на тржишту појавио као изузетан материјал за израду полупроводничких уређаја. Висока вредност критичног електричног поља од пар мега волти по сантиметру омогућава производњу транзистора са високим вредностима пробојног напона. Висока покретљивост дводимензионалног електронског гаса (2DEG) доноси са собом могућности изразито ниске отпорности  $R_{on}$  и наелектрисање потребно за пуњење капацитивности гејта (*Gate*, енг.) при укључивању (*gate charge*, енг.)  $Q_g$ , што значајно редукује и комутационе и кондукционе губитке. Ово својство отвара могућност прекидања на високим комутационим учестаностима од по неколико мегахерца, што у колима енергетске електронике, која најчешће садрже реактивне елементе, представља један од битних фактора.

Иако силицијумски  $\text{MOSFET}$  транзистор одликује мањи пад напона услед инверзног провођења као последица постојања антипаралелне диоде, употребом  $\text{GaN}$  транзистора и применом неког од метода редукације губитака може се постићи значајно већа ефикасност. Премда  $\text{GaN}$  транзисторе одликују већи губици током трајања мртвог времена у односу на силицијумске  $\text{MOSFET}$  транзисторе постоје начини да се они значајно редукују [6]. Једна од опција је смањивањем дужине трајања мртвог времена прецизним преклапањем *Gate - Source* сигнала, водећи притом рачуна да се избегне кратак спој на једног легу транзисторског моста [7].

## 2. GaN материјал и основни принципи рада GaN HEMT транзистора

Као што је представљено, GaN материјал одликују велике вредности пробојних напона, изузетне особине транспорта електрона као и добре термалне карактеристике. Ове особине биле су предуслов за истраживања и развој прекидачких елемената сачињених од овог материјала. Полупроводнички уређаји од GaN материјала одликовани су изузетно малим димензијама, а уједно и са могућношћу прекидања на фреквенцијама у домену мегахерца. Овде долази до компромиса између вредности пробојног напона и максималне фреквенције прекидања. Наиме, као што се може приметити разматрањем једначина (1) и (2), можемо пробојни напон изразити независно од дужине канала, али у директној зависности од максималне фреквенције прекидања, што даље имплицира да уколико желимо да повећавамо прекидачку фреквенцију, били бисмо на губитку са аспекта максималног пробојног напона и обрнуто.

$$B_V = E_c \cdot l \quad (1)$$

$$f = \frac{v_{sat}}{2\pi l} \quad (2)$$

$$B_V \cdot f = \frac{E_c v_{sat}}{2\pi} \quad (3)$$

Из једначине (3) јасно се може уочити да је производ пробојног напона и максималне прекидачке фреквенције одређен вредностима брзине сатурације и критичног електричног поља. Ове две константе су директно одређене особинама материјала. Материјале са широким енергетским процепом карактерише висока вредност критичног електричног поља. Објашњење лежи у чињеници да утицај јонизације неће постојати све док врући носиоци не постигну енергију једнаку вредности енергетског процепа и генеришу парове електрон-шупљина. Значајно изражен ефекат јонизације доводи до нежељеног пробоја. Из овога се јасно уочава предност GaN материјала над класичним Si. Примера ради, производ максималног пробојног напона и максималне фреквенције Si и GaN материјала су 300 и 90,000 [GHz V] респективно.

Након што је показао одличне фреквенцијске карактеристике, GaN материјал почиње да се користи и пројектовању уређаја енергетске електронике како би се побољшала ефикасност конверзије. Главни мотив за то је редукација резистивних губитака смањењем растојања између драин и сорс педа, односно ефективне дужине канала. Циљ је да се при томе задржи, или чак повећа, пробојни напон, у односу на вредности карактеристичне за прекидаче који се базирају на силицијуму. Даље, због способности прекидања на изразито високим фреквенцијама димензије уређаја енергетске електронике могу бити значајно редуковане минимизацијом пасивних компоненти попут пригушница,

кондензатора и трансформатора. Добре термалне карактеристике материјала са широким енергетским процепом такође поједностављују додатни систем за хлађење који је неопходан код система великих инсталисаних снага.

## 2.1 Ефекат поларизације

Кристална структура GaN материјала је хексагонална. Од значаја је да у њој уочимо аксијални правац хексагоналне решетке који се назива с-оса. GaN кристал карактеришу различити пресеци водоравно у односу на поменути с-осу. Ово значи да приликом сечења материјала GaN материјал има или Ga-пресек или Si-пресек што условљава различите електричне карактеристике. Како је нитрит електонегативнији од галијума, Ga и N атоми имају позитивно и негативно електрично својство које резултује појавом електричне поларизације. Како је утицај поларизације у унутрашњости материјала због симетричне кристалне структуре неутралисан, она се јавља у несиметричним областима на пресецима дуж с-осе и овај феномен се назива спонтана поларизација.

Механички притисак унутар епитаксијалних слојева са различитим константама кристалних решетака проузрокује нов вид поларизације који се назива пиезоелектрична поларизација. Додавањем слоја AlGa<sub>N</sub> преко основе сачињене од GaN кристална структура је деформисана те се ствара пиезоелектрично поље.

Најзапаженија предност нитридних полупроводника лежи у томе што су слободни носиоци генерисани на споју између слојева AlGa<sub>N</sub> и GaN како би неутралисали фиксну, спонтану и пиезоелектричну поларизацију. Овако генерисани слободни носиоци називају се 2DEG (*2-Dimensional Electron Gas*) [9]. Типични GaN HEMT транзистори користе овај гас што им доноси велику покретљивост носилаца.

## 2.2 Принципи рада GaN транзистора

Транзисторе сачињене од AlGa<sub>N</sub> слоја преко GaN супстрата карактерише да су нормално затворени. Ово значи да је њихов напон прага паљења негативан. Израз за напон прага укључења дат је изразом (4),

$$V_t = \phi_b - \Delta E_c - \frac{qN_s d_{AlGaN}}{\epsilon_0 \epsilon_{AlGaN}} \quad (4)$$

где су  $\phi_b$ ,  $\Delta E_c$ ,  $N_s$ ,  $d_{AlGaN}$ ,  $\epsilon_{AlGaN}$ , и  $q$  редом вредност шотки баријере, енергија баријере на граници AlGa<sub>N</sub> и GaN, густина 2DEG, дебљина AlGa<sub>N</sub> слоја, релативна диелектрична константа AlGa<sub>N</sub> и количина наелектрисања електрона, респективно [10].

Како би се поједноставило пројектовање уређаја енергетске електронике обично се тежи употреби нормално искључених прекидача. Као последица тога, за практичну употребу GaN транзистора есенцијалан задатак био је да се обезбеди нормално искључена карактеристика. Посматрањем једначине (4) долазимо до следећих потенцијалних решења:

- Смањење концентрације 2DEG редукцијом количине Al
- Стањивањем AlGaIn слоја
- Убацивање F<sup>-</sup> јона испод гејта како би се прекинуо 2DEG

Будући да би прве две опције негативно утицале на преформансе GaN транзистора, нормално отворени, такозвани *E-mode*, GaN транзистори реализују се на начин описан под три.

### 2.3 Отпорност вођења и пробојни напон

Отпорност вођења може се представити као сума отпорности канала и отпорности дрефт региона. Треба напоменути да је отпорност дрефт региона у функцији пробојног напона. Релације су представљене једначинама (5), (6) и (7)

$$R_{on} = R_{ch} + R_d \quad (5)$$

$$R_{ch} = \frac{L_g}{W_g} \frac{1}{q\mu N_s} \quad (6)$$

$$R_d = \frac{1}{W_g} \left( \frac{B_T}{E_c} \frac{1}{q\mu N_s} \right) \quad (7)$$

где су  $W_g$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $N_s$  и  $\mu$  редом ширина гејта, дужина гејта, дужина дрефт региона, густина носилаца наелектрисања и покретљивост 2DEG. Како у отпорности дрефт региона фигурише пробојни напон, са његовим порастом ова компонента отпорности вођења постаје значајна. Са друге стране висока вредност критичног електричног поља представља предност GaN материјала у односу на Si MOFET транзисторе.



### 3. Теоријска анализа прекидачких губитака и методи минимизације

Укупни прекидачки губици чине значајан удео у укупним губицима конверзије. Посебно долазе до изражаја када је прекидачка фреквенција висока. Формула којом аналитички процењујемо укупне прекидачке губитке  $P_{comm}$  дата је изразом (8)

$$P_{comm} = \frac{1}{2} V_{ds} I_d (t_{off} + t_{on}) f_{SW} + \frac{1}{2} V_{ds}^2 C_{oss} f_{SW} \quad (8)$$

где су  $I_d$  [A],  $V_{ds}$  [V], и  $f$  [Hz] редом струја дрејна, напон на транзистору и прекидачка фреквенција док  $t_{on}$  и  $t_{off}$  представљају време паљења и време гашења транзистора [11]. Уколико се усвоји да се напон и струја у времену мењају линеарно, први сабирак израза (8) представља прекидачке губитке током времена укључења и времена искључења. Усвајањем одређених апроксимација, потребно минимално време укључења и искључења транзистора се може израчунати према (9)

$$t_{on/off} = \frac{Q_g}{I_g} \quad (9)$$

где  $I_g$  представља струју коју даје гејт упаљач - драјвер (*driver, eng.*) а  $Q_g$  је наелектрисање потребно за пуњење гејта. Други сабирак једначине (9) претежно зависи од излазне капацитивности  $C_{oss}$ . Трајање процеса пражњења ове капацитивности може се аналитички одредити као под (10)

$$t = \frac{C_{oss}}{I_L} V_{ds} \quad (10)$$

где је  $V_d$  улазни напон,  $I_L$  струја магнећења високофреквентног трансформатора у LLC колу у моменту када драјверски сигнал транзистора почиње да расте.

Након дефинисања ова два времена остварени су предуслови за одређивање минималне вредности мртвог времена. Оно се дефинише као максимум суме  $t_{on}+t_{off}$  и времена пражњења излазне капацитивности  $t$ . Као што може да се уочи у једначини (9), комутациони губици током паљења и гашења транзистора већински зависе од  $Q_g$ , које је фиксно и представља физичку карактеристику транзистора. Други сабирак, као што је већ речено, зависи од излазне капацитивности која је такође одређена структуром прекидача и дата као податак у документацији транзистора. Ова два времена, у случају MOSFET транзистора имају приближно сличне вредности. Када је реч о GaN транзисторима,  $Q_g$  узима значајно мање вредности па су, као последица тога,

доминантни прекидачки губици пражњења излазне капацитивности. Посматрањем једначина (8), (9) и (10) и имајући у виду величину  $Q_g$  јасно је да минимално трајање мртвог времена, без примена метода оптимизације, мора бити дуже кад користимо MOSFET транзисторе него када прекидање реализујемо употребом GaN транзистора.

Теоријски израчунати губици као и карактеристике Si MOSFET и GaN транзистора дате су у Табели 1. Када упоредимо вредности добијене за укупне прекидачке губитке ( $P$ ), видимо да су они значајно већи у случају MOSFET транзистора. Значајна разлика углавном је последица већих губитака при укључењу и искључењу ( $P_I$ ). Такође, можемо уочити нешто нижу излазну капацитивност у случају GaN транзистора.

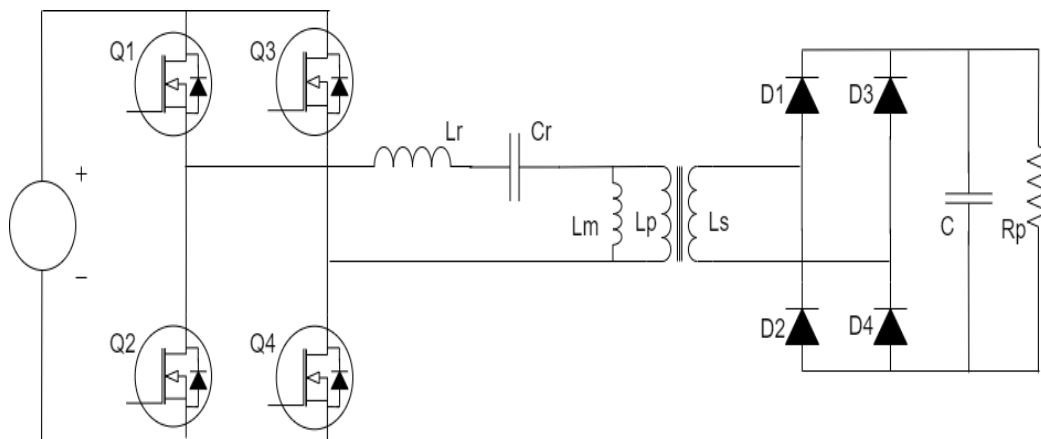
Табела 1. Карактеристике транзистора и теоријски израчунати губици

Транзистор	MOSFET FDB024N08BL7	GaN HEMT EPC22021
$C_{oss}$ [pF]	1670	1500
$t_{on}$ [ns]	66	6
$t_{off}$ [ns]	41	6
$I_g$ [A]	4	4
$I_d$ [A]	9	9
$V_{ds}$ [V]	35	35
$f$ [Hz]	200 000	200 000
$Q_g$ [nC]	137	15
$P_1$ [W]	1.498	0.378
$P_2$ [W]	0.205	0.184
$P$ [W]	1.703	0.562

Још једна значајна карактеристика GaN транзистора је његов супстрат који не садржи мањинске носиоце приликом провођења, што резултује нултим губицима опоравка. GaN HEMT прекидаче карактерише већи пад напона неко што је то случај код MOSFET транзистора. MOSFET транзистори садрже инхерентну диоду што иницијално чини да су губитци приликом мртвог времена у случају GaN HEMT прекидача већи, те је неопходно прибегавати одређеним методама оптимизације. Један од метода редуковања прекидачких губитака је постављање брзе Шотки диоде у паралелу са GaN транзистором [13]. Струја пражњења ће у том случају пролазити кроз диоду и тиме ће се губици значајно смањити. Следећи метод, који ће бити представљен и реализован у оквиру овог рада јесте смањења прекидачких губитака минимизација мртвог времена применом технике преклапања гејт сигнала [7]. У петом поглављу овог рада наведени метод ће се додатно анализирати, а касније и применити у склопу резонантног LLC претварача.

## 4. Резонантни претварач са LLC конфигурацијом резонантног тенка

Када је реч о обновљивим изворима енергије, било да је у питању енергија сунца, ветра или геотермална енергија, процес конверзије једног облика енергије у други је неопходан. Када је у питању DC/AC конверзија, пожељно је коришћење топологија са ниским тоталним губицима као што су резонантне топологије претварача. У зависности од физике система и резонанте појаве, различите конфигурације резонантног тенка одговарају различитим апликацијама, а LLC топологија се показује у индустрији као јако поуздано решење. Код ове конфигурације, као што је приказано на слици 1, резонантно коло чине редно везани резонантна пригушница, кондензатор као и паралелна пригушница моделована као магнетизациона индуктивност трансформатора. Поред LLC топологије постоје и топологије са више реактивних елемената попут CLLC чија је примена честа у системима који захтевају бидирекциони пренос енергије. Резонантно LLC коло је практично за рад у режимима ниског оптерећења што је пожељна карактеристика приликом одабира топологије претварача. Још једна предност LLC топологије је могућност имплементације такозваног меког комутационог процеса транзистора. У питању су *Zero Voltage Switching (ZVS)* и *Zero Current Switching (ZCS)*. Ова два начина прекидања значајно доприносе смањењу укупних комутационих губитака. Приликом имплементације ZVS транзистор комутује са нултим напонем, а приликом ZCS са комутовање остварује приликом проласка струје кроз нулу.



Слика 1. Шема DC/DC претварача са LLC топологијом резонантног кола

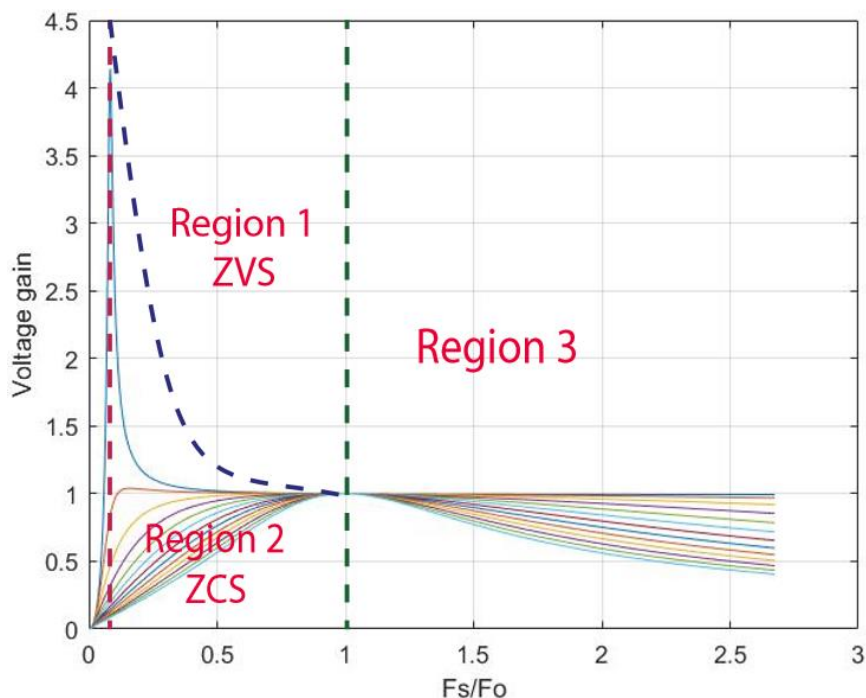
У зависности од односа између прекидачке учестаности транзистора и резонантне учестаности кола, LLC коло разликује три режима рада. Резонантна учестаност LLC кола дата је следећим изразом:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r+L_m)C_r}} \quad (11)$$

где су  $L_m$ ,  $C_r$ ,  $L_r$  редом магнетизациона индуктивност трансформатора, узета као паралелна индуктивност, резонантни кондензатор и редна резонантна пригушница. Из једначине се може уочити постојање и друге резонантне учестаности чији се ефекат може занемарити пројектовањем одговарајуће велике магнетизационе индуктивности. Приликом пројектовања резонансе пригушнице и кондензатора узета је вредност од 0.4 за фактор доброте  $Q$  (*quality factor, eng*), сходно очекиваном оптерећењу на излазном једносмерном међуколу, који се дефинише као (12)

$$Q = n^2 \cdot \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{P_{out}}{V_{out}^2} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (12)$$

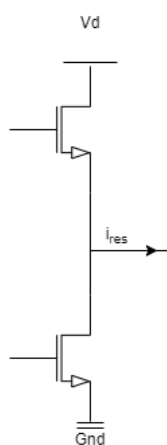
На слици 2. приказана је крива напонског појачања резонантног кола у функцији од нормализоване прекидне учестаности за различите вредности излазног оптерећења. Заравњен део криве у околини јединичног појачања последица је усвојеног односа магнетизационе и редне резонантне индуктивности при пројектовању резонантног кола, а затим и магнетизационе индуктивности трансформатора. Као последица ове заравњености чак и нешто већа одступања прекидачке од резонантне учестаности неће довести до значајније промене напонског појачања. Ипак веће одступање од јединичне вредности нормализоване учестаности узрокује повећање губитака и напонска појачања различита од јединичног па рад у овим деловима напонске криве није препоручљив.



Слика 2. Криве напонског појачања резонантног кола у функцији нормализоване учестаности при различитим вредностима оптерећења

## 5. Минимизација губитака услед мртвог времена применом технике преклапања *Gate - Source* сигнала транзистора у легу

Метод минимизације губитака услед мртвог времена преклапањем гејт-сорс сигнала транзистора у легу може бити примењена и кад се користе MOSFET и GaN транзистори. Принцип ове методе може бити приказан посматрајући два транзистора који чине један лег на улазу у резонантни LLC тенк као што је приказано на слици у наставку.

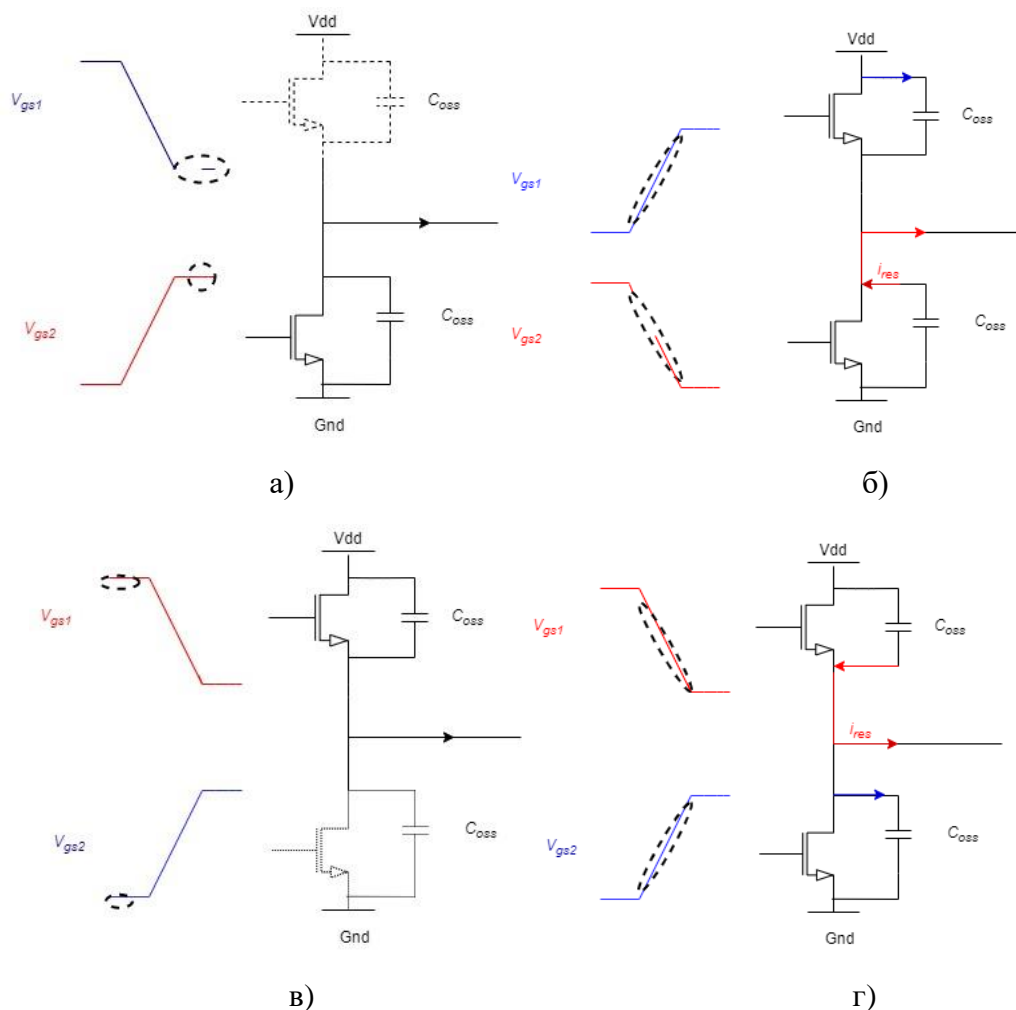


Слика 3. Једна лег улазног мосног претварача на LLC резонантни тенк

Приликом почетка процеса искључивања доњег транзистора, слика 4.а, резонантна струја је на половини резонантног периода и узима вредност блиску нули. Започиње процес пуњења излазне капацитивности горњег транзистора, док се излазна капацитивност доњег транзистора празни магнетизационом струјом  $I_{res}$ . Даље, када сигнал  $V_{gs}$  горњег транзистора достигне максималну вредност, доњи транзистор прекида са нула волти, слика 4.б. Узимајући у обзир да је време пражњења излазне капацитивности изузетно кратко, у односу на дужину трајања периоде, можемо сматрати да струје пражњења има константну вредност. Користећи једначину (10), можемо естимирати минимално време потребно за пражњење излазне капацитивности. Да би се избегао кратак спој транзистора у легу тренутак када се два гејт-сорс сигнала секу мора да буде онда када су оба напона мања од напона провођења транзистора. Сада се прекидачки губици рачунају као:

$$p(t) = v_{sd}(t)i_L(t)tf_{sw} \quad (13)$$

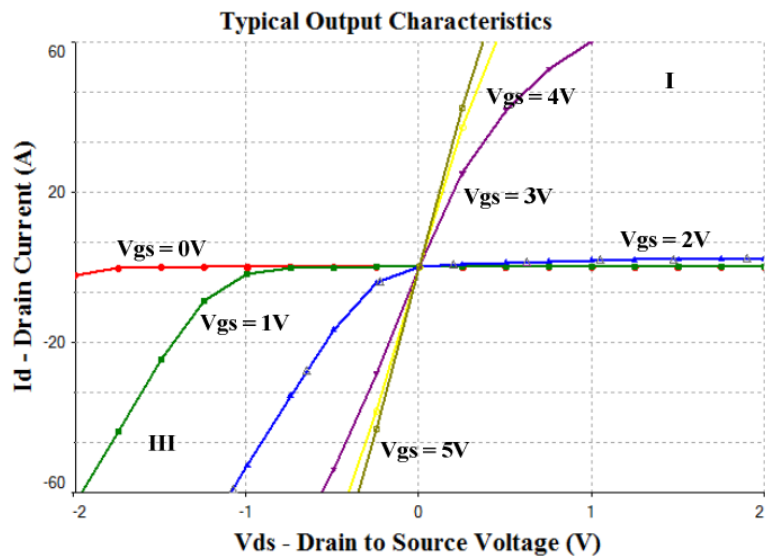
где је  $v_{sd}$  сорс-дрејн напон током инверзног режима провођења а  $f_{sw}$  фреквенција прекидања и уједно резонантна фреквенција. Како би се ови губици редуковали



Слика 4. Приказ режима рада транзистора у легу редом када а) води горњи а доњи је искључен, б) празни се излазна капацитивност доњег а пуни излазна капацитивнос горњег транзистора, в) води горњи а доњи је искључен и г) празни се излазна капацитивност горњег, а пуни доњег транзистора.

неопходно је смањити напон инверзног провођења. У тренутку искључивања доњег транзистора горњи транзистор ради у III квадранту као што је приказано на Сл. 5 [7].

Уколико у овој ситуацији применимо технику преклапања гејт-сорс сигнала, сигнал на гејту горњег транзистора има вредност преко 0 V, што доводи до смањења напона дрејн-сорс чиме се додатно смањују прекидачки губици [7]. Следи прекидачки процес током којег се искључије горњи транзистор, слика 4.в. Слично као у претходној етапи, магнетизациона струја пуни излазну капацитивност доњег транзистора а празни излазну капацитивност горњег транзистора. Поново, тренутак укрштања гејт - сорс сигнала мора бити испод вредности за напон паљења како не би дошло до нежељеног кратког споја. Докле год се драјврски сигнал горњег транзистора налази изнад напона паљења он ради у режиму инверзног вођења и на њему постоји одређен пад напона. Како је напон на гејту већи од нуле напон сорс - дрејн ја мањи тиме се и у овом режиму прекидања редукују прекидачки губици. Након пада напона гејт сигнала испод вредности напона паљења успешно смо избегли кратко спајање лега. Управо је вредност напона прага GaN транзистора разлог због којег ова метода минимизације има више успеха приликом

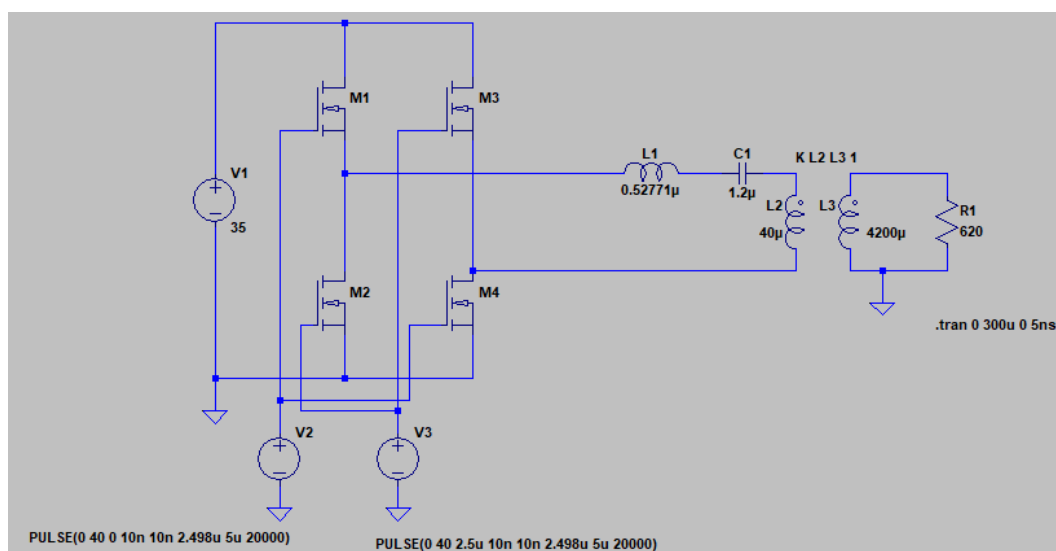


Слика. 5 Излазне карактеристике GaN транзистора у зависности од вредности напона гејт-сорс

примене на GaN полупроводничким уређајима неко на Si MOSFET транзисторима. Будући да Si MOSFET има већи напон прага паљења, доња граница за преклапање гејт сигнала је већа, те је минимално трајање мртвог времена веће.

## 6. *LTspice* симулације са GaN HEMT и Si MOSFET транзисторима

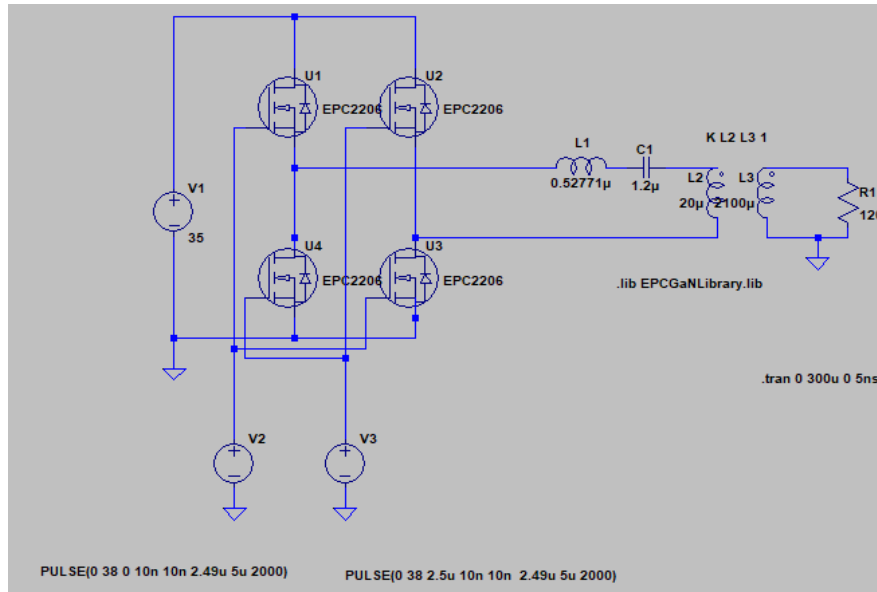
Коришћењем *LTspice* софтверског пакета анализиран је утицај примене методе за минимизацију прекидачких губитака преклапањем гејт сигнала на тоталне губитке у претварачу. Симулиран је модел LLC резонантног кола са GaN и Si MOSFET транзисторима снаге 250 W. Метода је примењена на транзисторе у конфигурацији четвороквадратног чопера (*full-bridge, H-bridge*) у оквиру LLC резонантног претварача. Симулације су вршене најпре са Si MOSFET транзистором FDB024N08BL7, а затим и са GaN транзистором EPC2206. Транзистори су бирани тако да поседују сличну отпорност вођења како би фокус истаживања био на разлици у комутационим губицима. Коло за генерисање сигнала за укључење транзистора моделовано је у симулацијама као идеални генератор правоугаоних импулса. Електричне шеме симулираног кола приказане су на сликама 6 и 7.



Слика 6. Електрична шема LLC резонантног тенка са улазном H- мостом са Si MOSFET транзисторима

Фреквенција прекидања транзистора подешена је тако да одговара резонантној фреквенцији LLC кола. Параметри резонантног кола и улазне вредности на основу којих је формирана симулација дати су у Табели 2. Лимитирајући фактор у преклапању гејт сигнала представља напон прага укључења транзистора  $V_{th}$  који за Si MOSFET износи 2.3 V, а за GaN 1.2 V. Дужина трајања мртвог времена подешавана је променом трајања импулса идеалног импулсног генератора. Промене су вршене у опсегу трајања мртвог времена од 0.01  $\mu s$  до 0.04  $\mu s$ . Као што се и очекивало у симулацијама реализованим са Si MOSFET транзисторима као последица већег напона прага, за оне вредности мртвог времена за које је место сечења гејт сигнала изнад 2.3 V, резонантна струја узима далеко веће вредности од очекиваних. Ефекат утицаја мртвог времена на енергетску ефикасност

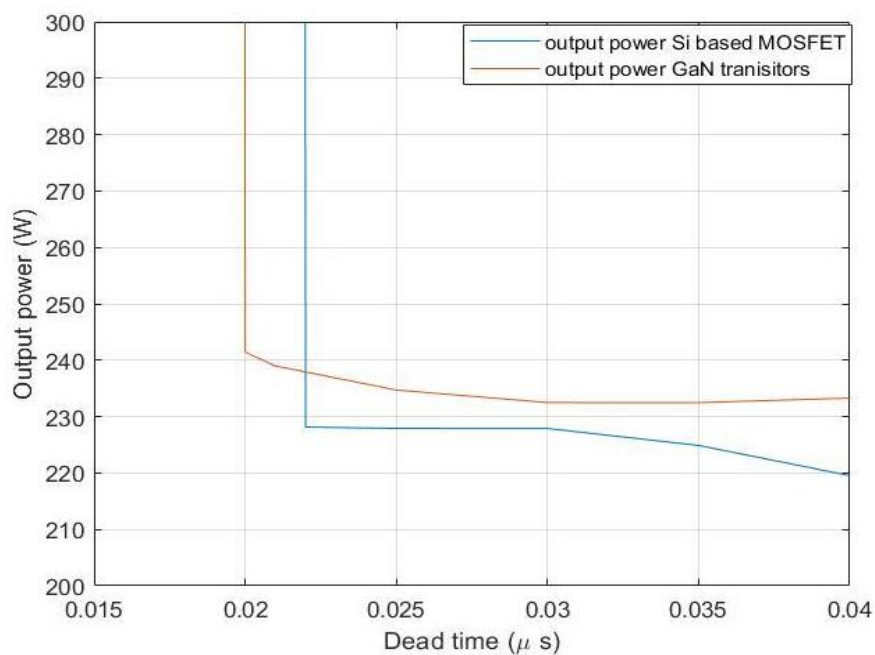




Слика 7. Електрична шема LLC резонантног кола са H- мостом са GaN транзисторима

претвараача може се видети на слици 8, на којој је приказана излазна снага у функцији дужине трајања мртвог времена.

Може се уочити да при вредностима мртвог времена од  $0.02 \mu\text{s}$  вредност излазне снаге тежи бесконачности као последица кратког споја. Уочавамо да се код MOSFET транзистора ова појава дешава на  $0.023 \mu\text{s}$ . Такође, GaN транзистори су се показали као ефикаснији при свим вредностима мртвог времена. За вредност мртвог времена од  $0.04 \mu\text{s}$  Si MOSFET има ефикасност од 87.81% и укупне губитке од 30 W док GaN HEMT



Слика 8. Поређење ефикасности GaN и Si MOSFET транзистора у функцији од дужине трајања мртвог времена

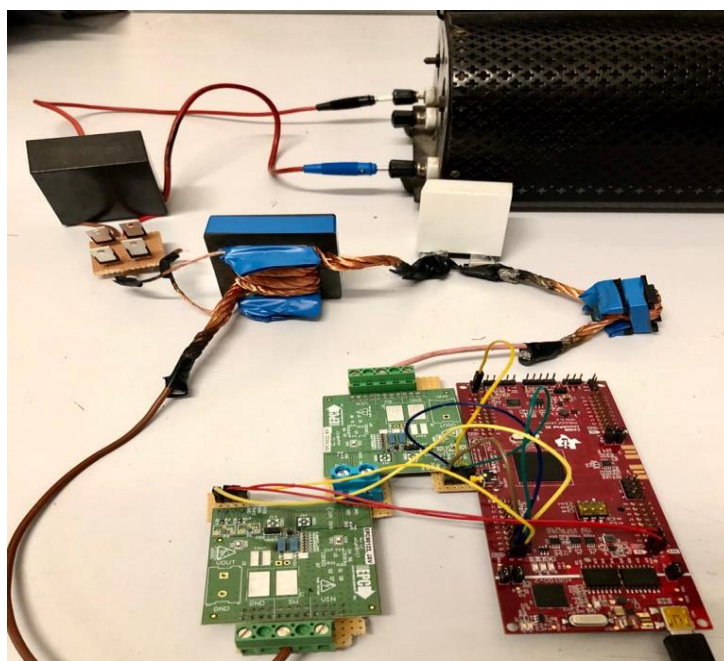
транзистори са истом трајањем мртвог времена имају ефикасност од 93.3%, а губитке од 16 W. Са даљим смањивањем мртвог времена повећава се ефикасност те при мртвом времену у трајању од 0.023  $\mu$ s, ефикасности Si MOSFET-а и GaN транзистора су редом 91.26% и 96.5%. Може се закључити да смањивањем мртвог времена методом преклапања гејт сигнала, претварач остварује већу ефикасност и да метод остварује бољи учинак када се примењује на GaN транзисторима.

Табела 2. Елементи тестирне топологије

<i>Назив</i>	<i>Симбол</i>	<i>Вредност</i>
<i>Резонантни кондензатор</i>	$C_r$	1.2 $\mu$ F
<i>Резонантна индуктивност</i>	$L_r$	0.648mH
<i>GaN транзистор</i>	<i>EPC2021</i>	$R_{ds} = 2.1m\Omega$ $C_{ds} = 1100pF$
<i>Преносни однос трансформатора</i>	$N$	11
<i>Магнетизациона индуктивност</i>	$L_m$	49.55mH
<i>Расипна индуктивност</i>	$L_i$	0.5 $\mu$ H
<i>Излазни кондензатор</i>	$C$	100 $\mu$ F
<i>Отпорност оптерећења</i>	$R_p$	630 $\Omega$

## 7. Експериментални резултати

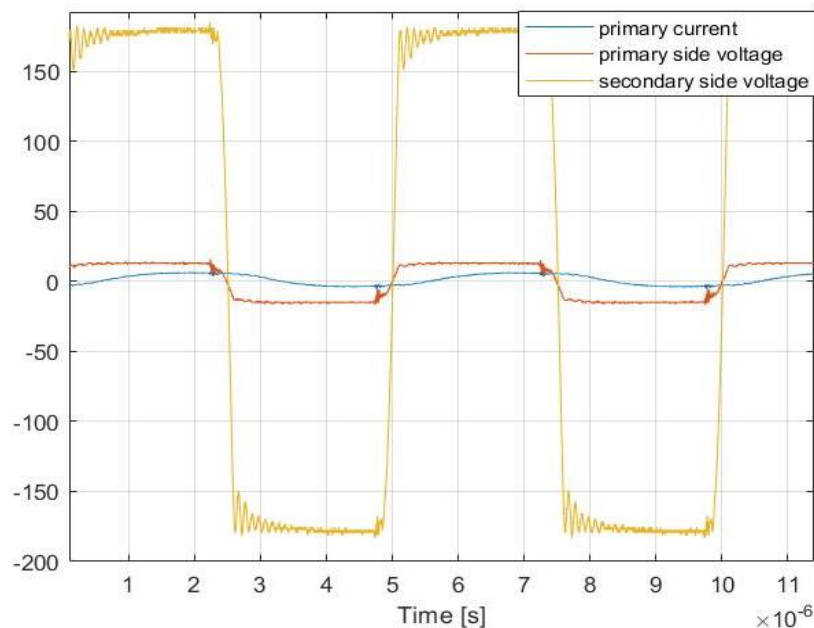
Прототип LLC резонантног кола са GaN транзисторима снаге 1000 W пројектован је у Лабораторији за дигитално управљање претварачима и погонима на Електротехничком факултету у Београду. Дизајнирани прототип, заједно са колом за тестирање, приказан је на слици 9. Претварач у конфигурацији моста сачињен је од две развојне плочице полумоста EPC9034 које садрже eGaN EPC2021 и драјвер Texas Instruments LMG1205. Фазно померање приликом залетања резонантног кола као и манипулација мртвим временом вршена је преко програмабилног Texas Instruments Launch Pad LUNCHXL-F28379D. Вршена је фазна модулација гејт-сорс сигнала са циљем постизања оптималне ефикасности претварача у опсегу углова од 160 до 180 степени. Даље, било је неопходно одредити максималну вредност мртвог времена како не би дошло до појаве пропада напона на излазу претварача у конфигурацији моста која се даље преносе на напон примара и секундара трансформатора. Секундарни крај високофреквентног трансформатора повезан је на диодни мост, даље на једносмерно међуколо - DC линк и резистивни потрошач. У представљеном дизајну пасивни, диодни, исправљач са DC линком представља изолацију LLC кола од паразитних индуктивности резистивног оптерећења. Вредности компоненти из кола приказане су у оквиру Табеле 2. Задавање, и варијација улазног напона вршена је употребом контролабилног напонског извора.



Слика 9. Пројектовани прототип GaN LLC и поставка за тестирање

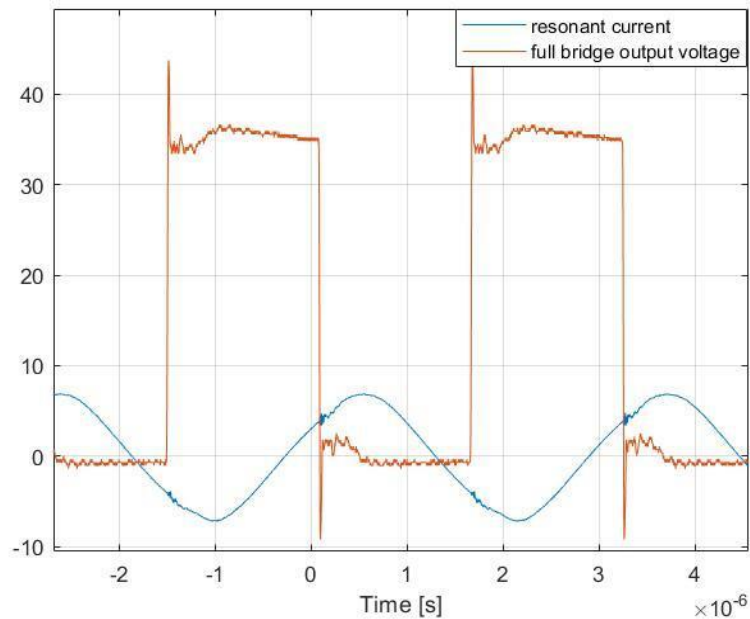
Посматрајући слику 10. видимо да су тестирања најпре вршена у региону III, слика 2, што одговара индуктивном режиму претварача, са напонским појачањем мањим или једнаким јединици. У региону II напонско појачање је веће од јединице за различите вредности оптерећења што води ка нестабилности система или напонских појачања

који могу да доведу до квара на претварачу. На старту је фреквенција прекидања постављена на 200 kHz, што одговара резонантној фреквенцији прорачунатој по (12). Напони на примару и секундару трансформатора и резонантна струја, са резонантном фреквенцијом од 200 Hz и улазним напоном од 15 V приказани су на слици 8. Прекидање фреквенцијом која је близу резонантне карактерише прекидање са струјом блиском нули што повећава укупну ефикасност система. Приликом тестирања један од примарних циљева био је обезбедити овакав вид прекидања како би се метода преклапања гајт-сорс сигнала успешно применила. Као што можемо уочити са слике 11, резонантна струја фазно предњачи излазном напону моста одакле се може закључити да претварач ради у индуктивном региону и да не прекидамо при нултој струји.



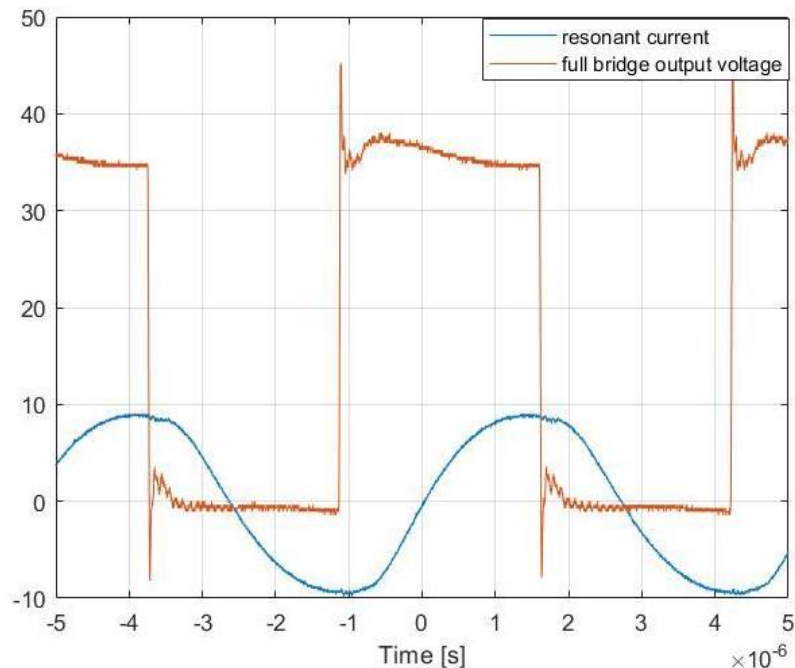
Слика 10. Напонски облици примата и секундара трансформатора као и резонантне струје са улазним напоном 15V и фреквенцијом прекидања од 200 kHz

Након тестирања у капацитивном режиму, слика 12, резонантна фреквенција је на основу укупне ефикасности постављена на 187 kHz. Несавршеност хардверског дизајна или штампане плоче може довести до појаве додатних, нежељених, паразитних осцилација. Нежељена резонантна појава, доминантно изазвана излазном капацитивношћу GaN транзистора, проузрокује високофреквентна осциловања у струји резонантног кола. Високофреквентна осциловања таласних облика струја и напона доводе додатних губитака како у језгру трансформатора [14], тако и у осталим деловима система. Такође, ове појање доводе и до низа додатних нежељених ефеката при раду уређаја.



Слика 11. Таласни облици излаза из *H*-моста у индуктивном режиму рада LLC резонантног кола

Метода редукације губитака услед мртвог времена анализирана је при прекидачкој фреквенцији од 187 kHz, улазним напонем од 35 V и излазном снагом од 250 W, што одговара оперативном режиму симулираном у *LTspice*-у. У струји резонантног кола уочен је и утицај мртвог времена на трајање паразитне резонантне појаве. У индуктивном режиму поменуте осцилације могу се уочити, док је у капацитивном режиму рада, при дужем трајању мртвог времена, исти ефекат израженији.



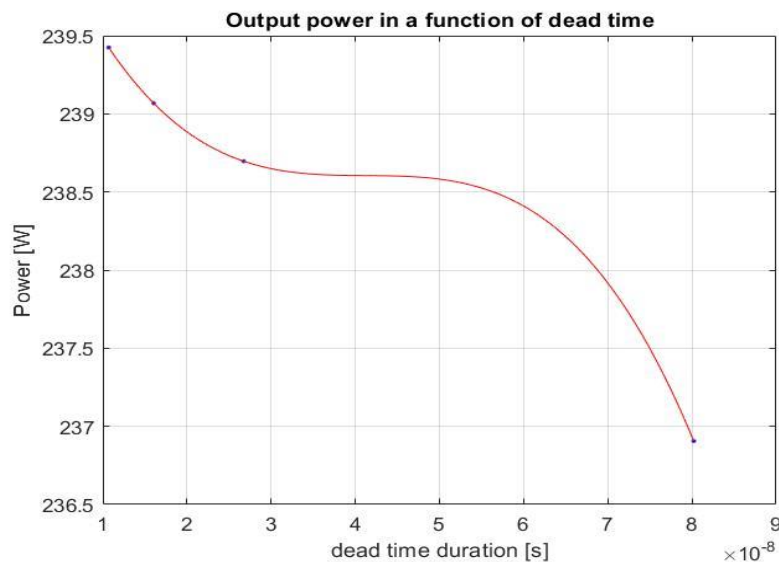
Слика 12. Таласни облици излаза из *H*-моста у капацитивном режиму рада

У току тестирања софтверским путем, путем дигиталног сигналног процесора, вредност мртвог времена је мењана у опсегу од 90 ns до 10 ns. За вредност мртвог времена од 30 ns гејт-сорс сигнали почињу да се преклапају. Од овог тренутка ефикасност система значајно расте. При вредности мртвог времена од 10 ns гејт-сорс сигнали се секу на 20 mV испод вредности напона укључења, што је уједно била и последња тачка тестирања. Вршена су мерења улазног напона и улазне струје на основу којих је прорачуната улазна снага. Излазна снага добијена је мерењем резонантне струје и напона на отпорнику. Резултати тестирања добијени из МАТЛАБ софтверског пакета, обрадом снимљених вредности са канала осцилоскопа, представљени су у оквиру Табеле 3.

Табела 3. Резултати спроведеног тестирања

<i>Dead time [ns]</i>	<i>Input power</i>	<i>Output power</i>
0.8	253.5	236.9
0.3	253.5	238.7
0.2	253.5	239
0.1	253.5	239.5

На основу добијених резултата може се приметити да употребом методе преклапања гејт-сорс сигнала прекидачки губици, за мртво време у трајању од 10 ns, износе 2.6 W што је 16% мања вредност него када дужина мртвог времена износи 80 ns. Добијени резултати ефикасности Х-моста у функцији мртвог времена приказани су на слици 13.



Слика 13. Излазна снага у функцији трајања мртвог време

# Закључак

У овом раду анализирани су и међусобно поређени, прекидачки губици код Si MOSFET и GaN HEMT транзистора. Дат је преглед новитета GaN технологије и предлог његове имплементације у апликацији малог резонантног претварача са LLC конфигурацијом резонантног тенка. Методе за минимизацију прекидачких губитака који настају услед постјања мртвог времена приказани су кроз симулације у којима су употребљени реални прекидачи доступни на тржишту. Развијен је прототип LLC GaN HEMT резонантног претварача, на коме је тестирана метода редукције губитака услед мртвог времена преклапањем гејт-сорс сигнала. Добијени резултати приликом тестирања прототипа потврђују позитиван утицај примене поменуте методе на укупну ефикасност конверзије. Може се закључити да GaN транзистори представљају, са аспекта прекидачких губитака, бољи избор неко Si MOSFET у апликацијама мале инсталисане снаге, где ефикасност представља један од најбитнијих фактора када је реч о хардверском дизајну. Даља истраживања се могу усмерити на још прецизније одређивање критичног трајања мртвог времена и на реализацијама у системима са већим инсталисаним снагама. За даља истраживања свакако би било неопходно развити нови претварач на заједничкој штампаној плочи како би се одстранили паразитни ефекти који тренутно постоје због постојеће реализације.

# Литература

- [1] S. Yam Prasad, B. Bimal Chhetri, B. Adhikary and D. Bista, "Microcontroller based intelligent DC/DC converter to track Maximum Power Point for solar photovoltaic module," *2010 IEEE Conference on Innovative Technologies for an Efficient and Reliable Electricity Supply*, 2010, pp. 94-101, doi: 10.1109/CITRES.2010.5619859
- [2] N. Alamir, M. A. Ismeil and M. Orabi, "New MPPT technique using phase-shift modulation for LLC resonant micro-inverter," *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 2017, pp. 1465-1470, doi: 10.1109/MEPCON.2017.8301376.
- [3] Q. Guan *et al.*, "An Extremely High Efficient Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter Comprising SiC and Si Hybrid Power Stages," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8341-8352, Oct. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2784821.
- [4] W. G. Hurley, W. H. Wölfle "Transformer Design," in *Transformers And Inductors For Power Electronics: theory, design and applications*, Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2013, ch 5, sec. 1 and 2, pp. 123-129.
- [5] H. Li *et al.*, "Design of a 10 kW GaN-based high power density three-phase inverter," *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855019.
- [6] B. Wang, S. Dong, S. Jiang, C. He, J. Hu, H. Ye, & X. Ding, A Comparative Study on the Switching Performance of GaN and Si Power Devices for Bipolar Complementary Modulated Converter Legs. *Energies*, 12(6), 1146. doi:10.3390/en12061146. 2019.
- [7] H. Zhang, R. S. Balog, "Loss analysis during dead time and thermal study of Gallium Nitride devices" in *APEC.*, Charlotte., North Carolina, USA, 2015.
- [8] J. Strydom and D. Reusch, "Dead-Time Optimization for Maximum Efficiency," *Efficient Power Conversion Corporation (EPC)*, 2013.
- [9] M. Meneghini, G. Meneghesso, E. Z. Zanoni, "Properties and Advantages of Gallium Nitride," in *Power GaN Devices: Materials, Applications and Reliability*, Switzerland: Springer International, 2017, ch. 1, sec 3, pp. 6-9
- [10] M. Meneghini, G. Meneghesso, E. Z. Zanoni, "Properties and Advantages of Gallium Nitride," in *Power GaN Devices: Materials, Applications and Reliability*, Switzerland: Springer International, 2017, ch. 1, sec 6 pp. 14-15
- [11] Y. Xiong, S. Sun, H. Jia, P. Shea and Z. John Shen, "New Physical Insights on Power MOSFET Switching Losses," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 525-531, Feb. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2006567.
- [12] M. Meneghini, G. Meneghesso, E. Z. Zanoni, "Properties and Advantages of Gallium Nitride," in *Power GaN Devices: Materials, Applications and Reliability*, Switzerland: Springer International, 2017, ch. 1, sec 7 pp. 15-23



- [13] A. Lidow and J. Strydom, "Gallium Nitride (GaN) Technology Overview," Efficient Power Conversion Corporation (EPC), 2012
- [14] K. S. Boutros, R. Chu and B. Hughes, "GaN power electronics for automotive application," *2012 IEEE Energytech*, 2012, pp. 1-4, doi: 10.1109/EnergyTech.2012.6304646.