

Термички изазови у пројектовању инвертора за индустријске намене

Предраг Нинковић, Милан Лукић, Благота Јовановић, Младен
Милошевић¹

¹ Универзитет у Београду, Електротехнички институт Никола Тесла, Косте
Главинића 8а, 11000 Београд, Србија

predrag.ninkovic@ieent.org

Кратак садржај: У овом раду је приказана процедура термичког прорачуна и избора топологије и компонената нестандардног монофазног инвертора за индустријске намене, са великим степеном преоптерећења, са природним хлађењем и широким улазним опсегом напона батерије. Приказани су разлози због којих је стандардно решење потпуно неприхватљиво, као и мотиви за избор новог решења са четвороканалним преуређивачем подизачем напона и инверторским мостом на повишеном напону једносмерног кола. Приказан је прорачун губитака у полупроводницима, сви елементи прорачуна су подржани одговарајућим поређењем а направљен је и детаљан приказ фактора који утичу на конструкцију магнетних компонената. На основу свега приказаног, реализован је инвертор снаге 20kVA који је испоручен и повезан у термоелектрони где напаја рачунарску систем за управљање једним блоком.

Кључне речи: индустријски инвертор, степен искоришћења, термички прорачун, подизач напона

1. Увод

Инвертори за индустријске намене се по многим особинама разликују од инвертора за употребу у административним објектима и малим предузећима. Међу тим разликама се нарочито истиче потреба за природним хлађењем (у одсуству било које врсте вентилатора) и монтажа у ограниченом простору. Уз захтев за великом снагом и оштрим и дуготрајним преоптерећењем [1-4], пројектовање и конструкција индустријског инвертора представља тежак задатак који је при томе буџетски лимитиран. Додатни захтеви у облику минималног степена искоришћења, широког опсега улазног једносмерног напона и великог броја заштитних функција су захтеви који пројектанта могу упутити на

неприхватљиво скупо или сложено решење чија реализација доводи у питање исплативост или употребљивост уређаја.

У овом раду је приказана процедура за пројектовање монофазног инвертора номиналне снаге 20kVA чија је намена да напаја нелинеарне потрошаче у термоелектрани. Технички захтеви који су пред пројектанта постављени су веома оштри и уз посебно наглашена термичка ограничења и минимални степен искоришћења у ограниченом простору за монтажу уређаја.

Рад је организован на следећи начин: листа техничких захтева је приказана у поглављу 2. Критеријуми за избор оптималног решења су приложени и објашњени у поглављу 3. Примена критеријума и избор најприхватљивијег решења је тема поглавља 4 и 5. Избор компонената коначног решења је приказан у поглављу 6, док су смернице за избор магнетних компонената приложене у поглављу 7..

2. Технички захтеви

У оквиру задатка за израду монофазног инвертора за једну термоелектрану за напајање нелинеарних потрошача (разних рачунарских управљачких и мерних система на блоку термоелектране), захтеви који су дошли од стране наручиоца су били веома рестриктивни. Између осталог, обухватили су и податке приложене у табели 1.

Табела 1: извод из техничких захтева постављених од стране инвеститора

намена	напајање управљачког система (рачунарских уређаја, ПЛЦ и осталих приоритетних потрошача)
конструкција:	са уграђеним коректором излазног напона 1 x 230 VAC, инвертором DC/AC и статичком преклопком за напајање са стране мреже
напон напајања:	220 Vdc од -25% до +20%
ефикасност	≥ 94%
галванска изолација	применом трансформатора у инвертору
толеранција излаза	1% статички, 4% динамички при 100% промене оптерећења
излазна фреквенција	50Hz , ±0,1% на сопственом осцилатору, ±4% у синхронизацији са мрежом
излазна снага	20kVA

фактор снаге потрошача	од 0 индуктивно до 0 капацитивно
изобличење излазног напона	<1% за линеарно оптерећење, <5% за нелинеарно оптерећење
преоптерећење	110% за 20 минута, 125% за 10 минута, 150% за 60 секунди
чишћење кратког споја	4 x I_{nom} за 3 секунде
<i>crest factor</i>	3
радна температура	0 – 40 °C
начин хлађења	природно (без вентилатора) кроз перфориран кров кабинета, са поклопцем за заштиту од продора воде одозго.
димензије ормана	800 x 800 x (2000-2200) mm
степен заштите	IP20

Према захтеву, потрошачи су претежно нелинеарни – рачунарска опрема и ПЛЦ уређаји, који се углавном напајају једносмерним напоном 24 V, што значи да се као потрошачи на инвертору постављају управо прекидачка напајања 230 Vac / 24 Vdc. Према расположивим подацима, напајања су претежно мале снаге, од 40 W до 500 W али их је велики број. Због мале снаге, нису изведена са контролом таласног облика улазне струје па стога представљају нелинеаран потрошач са врло изобличеном улазном струјом која има изражене вршне вредности у односу на ефективну (велики *crest factor*). Сабирањем појединачних улазних струја које све имају приближно исти таласни облик води до постизања веома изобличене укупне струје потрошача у нормалном радном стању. Поврх свега, у току укључења свако од тих напајања краткотрајно узима ударну полазну струју (*inrush current*) која је вишеструко већа од радне струје, што додатно оптерећује извор који мора да одржи стабилност напајања чак и тада [3-4].

Повремено може доћи и до краткотрајне потребе за укључивањем додатних потрошача на инверторско напајање (у прелазним стањима блока, при раду на дизел-агрегату и слично) када уређај мора да издржи преоптерећење без утицаја на квалитет рада. Из тих разлога, захтеви инвеститора за ударним и трајним преоптерећењем имају подлогу у раду постројења.

Са друге стране, топлота генерисана у току рада уређаја може да наруши термичку стабилност простора у којем је уређај постављен а у коме се налазе и други уређаји. Стога, постављањем захтева за минимални степен искоришћења, инвеститор је обезбедио да нови уређај не одаје више топлоте од количине коју вентилациони систем може да одведе из просторије. Забрана коришћења вентилатора у уређају је разумљива јер у простору који је изложен дејству fine угљене прашине (које и поред свих мера предострожности има у великим количинама у погонским просторијама термоелектране), продор прашине у погонске делове вентилатора може довести до скраћења његовог животног века а самим тим и до смањења поузданости уређаја. Пошто је једини начин одвођења топлоте природним путем, инвеститор је дозволио да кров кабинета буде перфориран уз задавање максималне ширине отвора у складу са стандардним степеном заштите IP20. Тиме је остављена могућност за ефикасније хлађење уз додатно ограничење у виду косог поклопца који ће спречити продор воде одозго.

3. Критеријуми за избор оптималног решења

Фактори који утичу на пројектовање су често независни, а због присуства разних видова ограничења (техничка, економска и друго) цео процес се може третирати као вишедимензиони нелинеаран проблем. За постављене критеријуме оптималности у таквој нелинеарној анализи може постојати неколико локалних оптималних тачака услед чега се може доћи до решења које није глобални оптимум у задатом опсегу променљивих. Уколико је дозвољено време кратко али трошкови пројектовања то допуштају, локални оптимум који је детектован се може изабрати као коначно решење на којем се заснива реализација.

3.1 Фактори који утичу на прорачун и избор решења

Топлота која се генерише у компонентама у траженом уређају се дисипира конвекцијом са површине елемената или са ребара хладњака на које су елементи постављени. Топлота се одводи природним путем па је потребно обезбедити сталан доток свежег ваздуха одозодо који протиче преко површине за хлађење и након загревања се подиже према врху кабинета на којем су отвори за хлађење. На свом путу, загрејани ваздух догрева све компоненте преко којих прелази што треба узети у обзир када се одређује диспозиција елемената у орману. Хлађење ормана преко бочних страница се неће узети у обзир чиме се одржава конзервативност прорачуна и обезбеђује анализа најгорег случаја.

У пројектовању је неопходно узети у обзир следеће факторе:

- енергетски део инвертора је главни извор топлоте,
- извори топлоте у енергетској шеми могу бити концентрисани или дистрибуирани,

- топлота из уређаја се мора ефикасно одводити због избегавања локалних врелих тачака.

Осим термичких, постоји и низ фактора друге природе који утичу на прорачун. Ту је захтев за могућност набавке изабраних компоненти по прихватљивој цени и за ограничено време, одржање електромагнетне компатибилности инвертора као и захтев за једноставну монтажу изабраних компонената и склопова.

Као и у сваком другом пројектовању, и овде се морају одредити почетни (улазни) подаци за прорачун, процедура за проверу оптималности, почетни модел као и правци корекције модела.

3.2 Почетни подаци

Почетни подаци за анализу сваког од предложених решења су:

- Излазна снага уређаја, која је дата табелом техничких захтева,
- Релативна вредност дисипиране снаге, као мера сагласности са задатим степеном искоришћења; базна вредност је излазна а не улазна снага јер се располаже једино тим податком. Сви губици су у фази прорачуна сведени на проценат излазне снаге. Примера ради, за степен искоришћења од 94% укупни дозвољени губици су 6% од улазне снаге односно 6,38% од излазне снаге.
- Укупна снага која се генерише на концентрисаним изворима топлоте, као мера могућности избора начина хлађења једног извора. Примера ради, ако се свих 6,38% дисипиране снаге постави у једну тачку, можда није могуће постићи добро хлађење те тачке па се дисипирана снага мора поделити на више одвојених извора [5]. При томе, простор у орману је ограничен, а потребно је оставити и простор за монтажу и хлађење статичке преклопке за пуну снагу.
- Одржање максималне температуре појединачних компонената испод вредности коју је прописао произвођач, у свим радним режимима.

3.3 Процедура провере оптималности

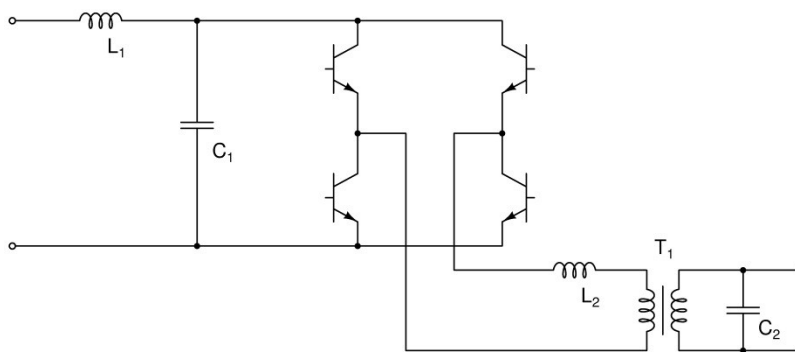
Након извршене анализе предложеног модела, проверава се да ли су захтеви задовољени за постављени избор топологије и компонената. Ако су захтеви задовољени, приступа се формирању извођачког пројекта уређаја. Ако су, пак, могућности мање од траженог степена, приступа се другој фази пројектовања где се врши следеће:

- ако су укупни губици превелики, врши се идентификација извора на којима је могуће смањити генерисану топлоту,
- ако је топлота превише концентрисана, врши се идентификација могућности за даљу дистрибуцију генерисане топлоте,
- ако је потребно, врши се идентификација и реализација управљачких метода за смањење губитака.

Ако се и поред свих напора не дође до задовољавајућег решења, потребно је тражити повољније тополошко решење.

3.4 Опис почетног модела

Дугогодишња светска пракса је показала да за одређене типове задатака постоје типови решења који јесу оптимална или су њима веома блиска [1,5,6]. Полазећи од тих решења, време проведено у фази пројектовања се драстично скраћује. Монофазни инвертори за индустријске намене се обично реализују применом класичне топологије која је приказана на слици 1 [1,6]. Основни енергетски елементи таквог инвертора су улазни филтер, транзисторски мост и излазни филтар са интегрисаним трансформатором. Ово решење у највећем броју случаја представља оптимум са становишта перформанси, трошкова улагања, губитака снаге и могућности управљања [1].



Слика 1. Стандардна конфигурација индустријског монофазног инвертора

Напајање инвертора се врши батеријским напоном. Улазни филтер се реализује у облику нископропусног LC филтра, где улазна пригушница L_1 заједно са електролитичким кондензатором C_1 обезбеђује низак ниво наизменичне компоненте улазне струје (која је природна последица рада високофреквентних монофазних инвертора) и малу таласност напона на улазу транзисторског моста.

Транзисторски мост састављен од четири $IGBT$ транзистора који раде на високој прекидачкој фреквенцији је повезан на филтарски кондензатор C_1 и генерише модулисани синусни сигнал задате фреквенције и амплитуде који се води на улаз нископропусног LC филтра. Управљање транзисторским мостом се врши из наменске електронске јединице и одговарајућих упаљачких картица које су прилагођене за изабрани тип транзистора.

Излазни филтер се реализује у облику LC нископропусног филтра са интегрисаним трансформатором. Трансформатор T_1 има улогу галванске изолације излаза од батеријског улаза, прилагодника напонског нивоа

излаза али и представља део филтарске пригушнице. Израђује се као суви гвоздени трансформатор, са типичним преносним односом 1:2 (подизач напона). Индуктивност L_2 на примарној страни је део филтарске пригушнице и израђује се или као ваздушна пригушница (без магнетног језгра) или као пригушница са пуним или делимичним гвозденим језгром са ниским радним нивоом индуктивности. Ова индуктивност не сме бити заситљива у свим опсезима радних струја (које су вишеструко веће од номиналних), у противном може доћи до проблема у регулацији или чак и до кратких спојева на транзисторском мосту који у крајњем случају могу довести и до квара уређаја. Излазни кондензатор C_2 обезбеђује нискоимпедантну путању затварања хармоника на прекидачкој фреквенцији али и резервоар енергије у случају наглог скока оптерећења до реакције регулатора рада инвертора.

Увидом у шему и уз помоћ искуства, кондензатори (улазни и излазни) се могу класификовати као мали извори топлоте. Основни разлог лежи у томе што, због потребе за дуготрајним радом, уместо једног кондензатора велике капацитивности, поставља више паралелених кондензатора мањег капацитета. Тиме се струја сваког од кондензатора смањује, а са тим и њихово загревање. Правилним избором кондензатора, топлота генерисана у кондензаторима постаје мала у односу на остале губитке и практично се може занемарити у даљем прорачуну.

Следећи идентификовани извори топлоте су индуктивни елементи. У раду на прекидачким фреквенцијама већим од 2 kHz (уобичајено за модерне инверторе [1-5]), губици у гвозденом материјалу од којег је језгро направљено могу превазићи номиналне ако се у пројектовању изабере само основни хармоник а занемари се утицај високофреквентне компоненте флуksа који додатно загрева магнетно језгро [6-7]. Такође, губици у намотајима расту услед дејства скин-ефекта (*skin effect*) али и ефекта близине (*proximity effect*) који на вишим фреквенцијама има нешто другачији утицај него на основној фреквенцији [6-7]. Због тога, треба пажљиво приступити пројектовању индуктивних елемената, у супротном они могу постати значајан извор топлоте.

Прекидачке компоненте (транзистори и диоде) у највећем броју случајева представљају доминантан извор топлоте [5,8-9]. Услед природе рада монофазних мостних инвертора са тврдим прекидањем (*hard switching*) и биполарном модулацијом, губици у полупроводничким компонентама су повећани зарад постизања бољих перформанси инвертора. Контрола губитака се често постиже правилним избором транзистора и начином њиховог паљења и гашења [8,9]. Такође, паралелним везивањем више транзистора се може постићи смањење губитака [8,9]. Одвођење топлоте из полупроводника се постиже њиховом монтажом на хладњак одговарајућих термичких карактеристика [5,8-9]. Хладњаци се хладе или конвекцијом или, ако је дозвољено, принудним одвођењем применом вентилатора [5,8]. Примена других метода хлађења као што су водено хлађење или топлотне цеви (*heat-pipes*) нису оправдане из техничких и економских разлога у уређајима овог типа.

Коначно, за предложену топологију доминантни генератори топлоте су полупроводничке и индуктивне компоненте. Акцент у оптимизацији топлотног прорачуна треба усмерити у том правцу.

4. Избор компоненти почетног решења

На основу техничких захтева, према посебном електричном прорачуну су одређене карактеристике излазног филтра:

Филтарска индуктивност: $L_2=75\mu\text{H}$

Преносни однос трансформатора: $n_1=2,52$

Филтарски капацитет: $C_2=300\mu\text{F}$

За изабране параметре филтра, у номиналним радним условима се постижу следеће вредности струја:

Ефективна вредност номиналне струје потрошача: 87А
(без урачунате таласности)

Ефективна вредност номиналне струје секундара: 76 А
(без урачунате таласности)

Ефективна вредност номиналне струје примара: 192 А
(без урачунате таласности)

Вршна вредност струје кратког споја излаза: 348А
(без урачунате таласности)

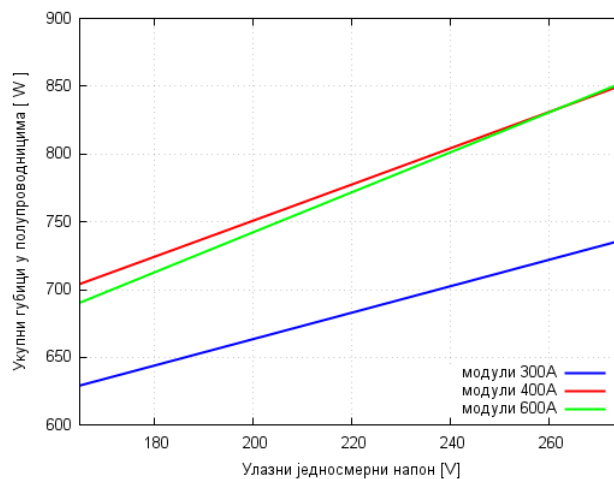
Вршна вредност струје транзистора: 980А
(рачунајући и високофреквентну таласност)

У уређајима овог типа, уобичајено је коришћење IGBT транзисторских модула са два редно везана транзистора који формирају једну грану [8,9]. Радне услове тих транзистора одређују потрошач, извор једносмерног напона и референтна вредност излазног напона, као и фреквенција прекидања. Избором прекидача су одређени губици снаге које он испушта у виду топлоте - губици вођења и губици прекидања. Губици вођења су везани за вредност напона транзистора у току вођења, за вредност радне струје и трајање вођења у једној прекидачкој периоди. Губици прекидања су везани за начин управљања прекидачем у радним условима, што је одређено прекидачком фреквенцијом и начином паљења и гашења транзистора (одређено комбинацијом других техничких и економских фактора).

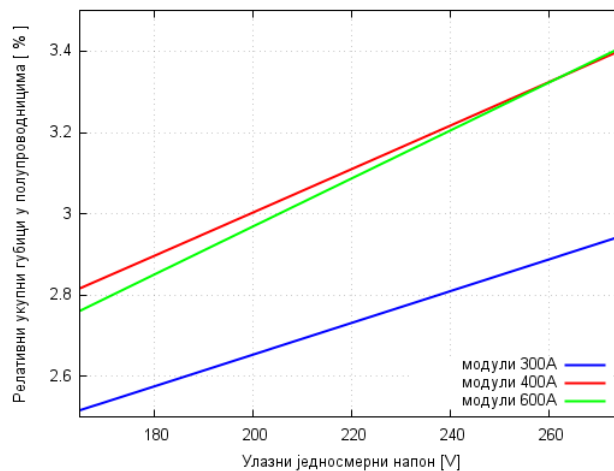
С обзиром на високе нивое струја у кратком споју излаза инвертора, подршку тог режима рада није могуће извести са једнотранзисторским прекидачима, те се користе два или три у паралели. Расположиви модули и њихове паралелен везе су SKM300GB066D (модул од 300А, три у паралелели), SKM400GB066D (модул од 400А, два у паралели) и SKM600GB066D (модул од 600А, два у паралели), сви од реномираног произвођача Семикрон [10-12].

Прорачун губитака се мора извршити за пуно оптерећење. У овом случају, пуно оптерећење за полупроводнике није исто што и за трансформатор или пригушнице. Разлика је у томе што је термичка временска константа полупроводника и хладњака на којима се налазе за ред величине мања од временске константе енергетског трансформатора и пригушница. То значи да се за 10-15 минута очекује достизање равнотежног стања хладњака и модула. Стога, конзервативни термички прорачун се мора вршити за задато 10-минутно оптерећење а то је у нашем случају 125% од номиналне вредности. Укупни губици у полупроводницима су рачунати према изразима који су приложени у литератури [8] и нису приказани због уштеде у простору. Рачунати су за пун опсег промене једносмерног напона и све изабране комбинације постављања модула и приложени су на слици 2 (у апсолутном износу) и на слици 3 (у процентима од оптерећења).

Са слике се види да су губици су најмањи за случај паралелне везе највећег броја модула, што је и очекивано. Процент губитака у свим случајевима је умерено велики и износи мање од 3,5% од излазне снаге инвертора што, уз пажљив дизајн осталих енергетских елемената, може омогућити уклапање у захтев за минималним степеном искоришћења. Оно што донекле забрињава је количина губитака која се чак и за најповољнији случај креће и до 850W. Одвођење те количине енергије из ормана малих димензија захтева правилно постављање извора топлоте.



Слика 2. Укупни губици у полупроводницима модела почетног решења



Слика 3. Релативни губици полупроводника модела почетног решења

Постављање модула се може вршити на различите начине. За случај модула од 300A, треба поставити укупно 6 модула у једној од конфигурација:

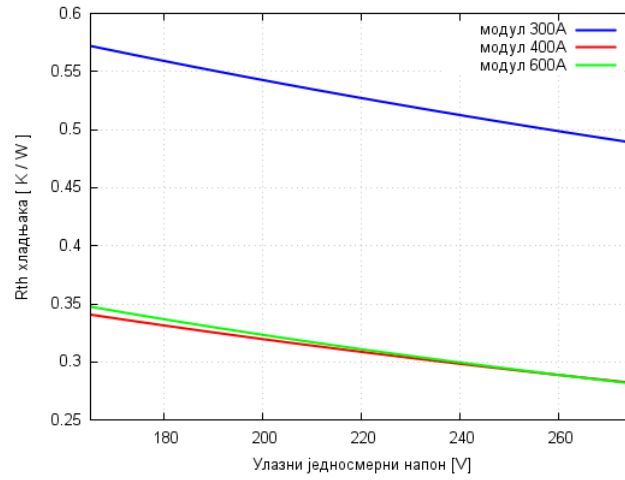
- На сваком хладњаку по један модул, па је потребно поставити шест хладњака.
- На сваком хладњаку по два модула који чине независни мост. Три таква моста се постављају у паралелу па је потребно поставити три хладњака.
- На сваком хладњаку по три модула који чине једну грану. Потребно је обезбедити два таква хладњака.
- На једном хладњаку су постављени сви модули (концентрисани мост).

За случај транзистора од 400A и 600A постоје три конфигурације:

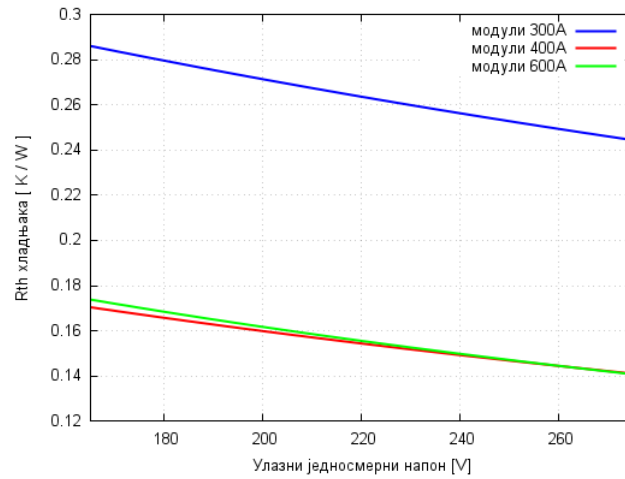
- На сваком хладњаку по један модул, па је потребно четири хладњака.
- На сваком хладњаку по два модула који чине чине грану или независни инвертор. Потребно је обезбедити два таква хладњака.
- На једном хладњаку су постављени сви модули (концентрисани мост).

Свака од ових конфигурација је анализирана са становишта термичких захтева за појединачни хладњак. На сликама 4-7 су приказане вредности које треба да испуне хладњаци за случај постављања једног модула по хладњаку (слика 4), за случај постављања два модула по хладњаку (слика 5 - формирање независних паралелених мостова), за случај постављања половине укупног броја модула на хладњаку (слика 6

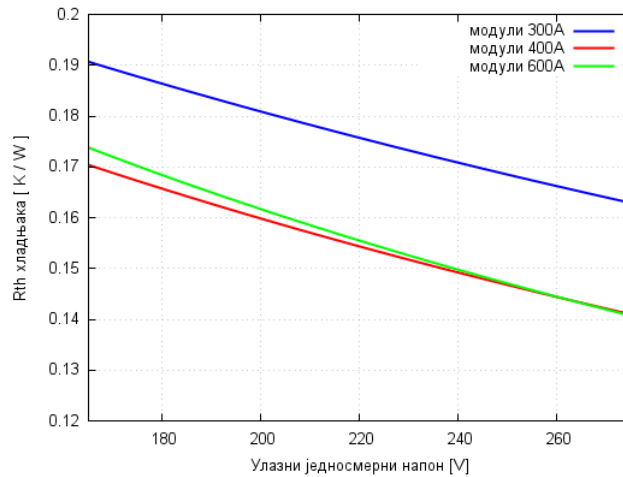
- формирање грана) и за случај концентрисаног моста са јединственим хладњаком (слика 7).



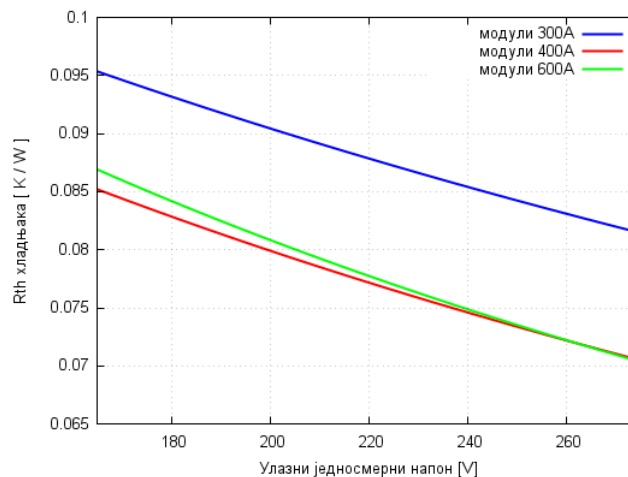
Слика 4. Максимални термички отпор хладњака са једним модулом



Слика 5. Максимални термички отпор хладњака са независним мостом



Слика 6. Максимални термички отпор хладњака са једном граном



Слика 7. Максимални термички отпор хладњака са целим инвертором

Постављање једног модула на хладњак је на први поглед најповољније јер се број топлотних извора повећава, врши се боља дистрибуција генерисане топлоте по попречном пресеку ормана и врши балансирање унутрашње температуре уз избегавање врелих тачака. Хладњаци имају релативно велики термички отпор и понуда на тржишту је довољно велика да их није тешко набавити. Иако је термички најповољнија, ова конфигурација је врло тешка за физичку монтажу у ограниченом простору по правилима за поштовање електромагнетне компатибилности (површине петљи са брзим прекидањем струје постају велике и повећавају се електромагнетне сметње) [8,9]. Осим тога, цена великог броја компоненти и време потребно за њихову припрему и

монтажу је драстично повећана. Коначно, такав начин постављања полупроводника се одбацује из техно-економских разлога.

Формирање независних мостова је други начин конфигурисања који као резултат даје примену хладњака са релативно великим термичким отпором. У случају модула од 300А, термички отпор изнад 0,25 K/W је допустив а такви хладњаци се могу набавити у стандардној изведби са димензијама у границама 250 x 250 x 100 милиметара. Нажалост, потребно је имати три таква хладњака, па њихова монтажа захтева велики простор такав да за хладњак статичке преклопке не остаје довољно места. У случају модула од 400А и 600А, потребна су само два хладњака али са релативно малим термичким отпором (слика 5) због чега се мора прибећи или хладњацима велике висине (300 или 400 мм) или специјалним хладњацима (са посебно профилисаним ребрима за хлађење). У случају повећане висине, заузима се додатни простор у орману, искоришћење хладњака је снижено јер се не користи његова цела површина [8] а и набавна цена је увећана. При избору специјалних хладњака, остварена је уштеда у простору али уз знатно повећање цене.

Формирање грана је трећи начин конфигурисања који групише изворе топлоте и доводи до избора хладњака малог термичког отпора који, као и у претходном случају, повећавају цену уз потенцијалан губитак простора. Ово решење је упоредиво са претходним уз отварање нових изазова који су везани за монтажу и смањење утицаја температуре хладњака на околне компоненте.

Последња конфигурација предлаже монтажу свих елемената на један хладњак што олакшава решавање проблема електромагнетне компатибилности, али отвара проблем набавке довољно ефикасног хладњака као и начина одвођења топлоте из релативно ограниченог простора који је довољно удаљен од окружења да не изазива термичке поремећаје.

Показује се да је веома тешко извршити задовољавајући термички прорачун а да се при томе испуне посебно ограничавајући услови, пре свега искоришћење малог расположивог простора и одржавање нивоа електромагнетне компатибилности. Очигледно је да се мора пронаћи алтернативно почетно решење које се неће ослањати на конвенционалне методе.

5. Избор алтернативног решења

Алтернативно решење захтева примену неконвенционалног размишљања. Као прво, дистрибуција губитака полупроводника се усваја као обавезан а не пожељан критеријум. Потом, добро искоришћење простора (мањи број малих хладњака) и одржање електромагнетне компатибилности (комапктно паковање) је обавезан критеријум. Свако следеће решење ово мора задовољити.

Такође, уочава се да губици у полупроводницима зависе од два фактора – радне струје која је једнака струји у примару трансформатора и напона на једносмерном међуколу. Од тога, губици вођења зависе само од струје, док губици прекидања зависе од производа те две величине. Са друге стране, струја примара зависи само од преносног односа трансформатора који опет зависи од напона једносмерног међукола (са повећањем једносмерног напона опада преносни однос трансформатора а са тим и струја примара). Намеће се логичан закључак да се са повећањем једносмерног напона може обезбедити смањење губитака у инверторском мосту, односно боље искоришћење прекидача. Стога, свако следеће решење треба да буде усмерено ка повећању једносмерног напона инверторског моста.

5.1 Избор једносмерног напона инверторског моста

Приближно, преносни однос трансформатора n_{TR} се одређује као [1,2]:

$$0.9V_{dc,min}n_{TR} = 1.15\sqrt{2}V_{out,RMS} \quad (1)$$

Рачунајући да је вршна струја секундара трансформатора I_{smax} одређена струјом оптерећења и излазног филтарског кондензатора, тада је струја примара трансформатора а самим тим и вршна струја прекидача (не рачунајући високофреквентни рипл):

$$I_{pmax} = \frac{1.15\sqrt{2}V_{out,RMS}I_{smax}}{0.9V_{dc,min}} = \frac{k}{V_{dc,min}} \quad (2)$$

Из последње једначине постаје јасно како се са повећањем једносмерног напона смањује радна струја примара, смањују губици вођења прекидача а губици прекидања практично остају исти (јер су везани за производ вршне струје и једносмерног напона). Ово значи да треба повећати једносмерни напон на којем ради инверторски мост. То намеће два питања:

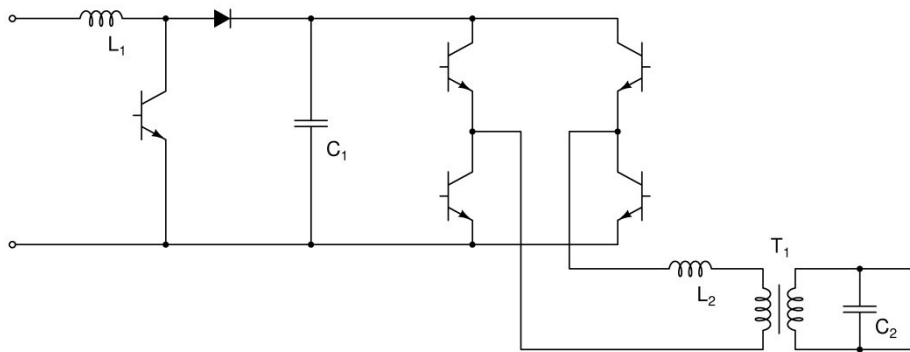
- како повећати једносмерни напон с обзиром да је улазни напон унапред одређен,
- коју вредност повећаног напона треба изабрати.

Прво питање има једноставан одговор – примена неизолованог предрегулаторског степена који ради као подизач напона може обезбедити повећани једносмерни напон инвертора.

Друго питање нема прецизан одговор јер горњу границу поставља напонска класа изабраних компонената. Како је уобичајено да се користе компоненте за 600 V, рачунајући и маргину за прекидачке транзијенте улазни напон инвертора треба да буде у опсегу 350 – 400 Vdc. Из електричних разлога је одлучено да радни једносмерни напон инвертора буде 370 Vdc који ће обезбеђивати предрегулаторски претварач подизач

напона (*boost converter*). Сада се нова конфигурација инвертора састоји од два спрегнута блока – блок подизача напона и блок инверторског моста и приказана је на слици 8. Раздвајање на два блока је у складу са принципом дистрибуције губитака – један део топлоте генерише подизач а други инвертор. Њиховим физичким раздвајањем се топлота расподељује на две одвојене зоне и олакшава њено одвођење. Са друге стране, кондензатор C_1 има двоструку улогу: обезбеђује филтрирање високофреквентне компоненте излазне струје подизача и истовремено филтрира улазну струју инвертора. Погодним постављањем ова два блока тако да кондензатор C_1 буде између њих, електромагнетна компатибилност је одржана.

Додатна предност овог решења је у томе што се пројектовање ова два степена може вршити скоро независно један од другог – њихове компоненте могу али не морају бити исте. Слобода избора повећава могућност за постизање оптималног решења.



Слика 8. Шема нове топологије инвертора

5.2 Избор компонента инверторског моста

За нове радне услове се постављају нови параметри инвертора, са следећим карактеристикама:

Филтарска индуктивност: $L_2=300\mu\text{H}$

Преносни однос трансформатора: $n_1=1,05$

Филтарски капацитет: $C_2=300\mu\text{F}$

Применом нових вредности параметара филтра, за номиналне радне услове се имају следеће вредности струја

Ефективна вредност номиналне струје потрошача: 87А
(без урачунате таласности)

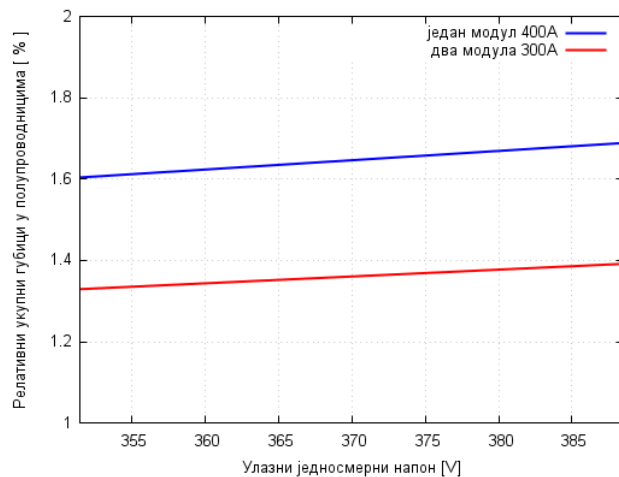
Ефективна вредност номиналне струје секундара: 76 А
(без урачунате таласности)

Ефективна вредност номиналне струје примара: 80 А
(без урачунате таласности)

Вршна вредност струје кратког споја излаза: 348А
(без урачунате таласности)

Вршна вредност струје транзистора: 370А
(рачунајући и високофреквентну таласност)

Ове вредности струја се могу постићи применом само једног модула од 400А или са два у паралели од 300А. Извршена је анализа губитака за та два случаја и резултати су приказани на слици 9. Смањење губитака је јасно уочљиво, и смањени су приближно на половину од оних у почетном моделу. Губици су нешто већи у примени једног модула од 400А али је и то решење врло прихватљиво. Да би се донела одлука о избору, потребно је упоредити начине постављања и могућности за набавку одговарајућих хладњака.



Слика 9. Релативни губици полупроводника у новом инвертору

Постављање модула се и овде може вршити на различите начине. За случај примене једног модула од 400А, треба поставити укупно 2 модула у једној од конфигурација:

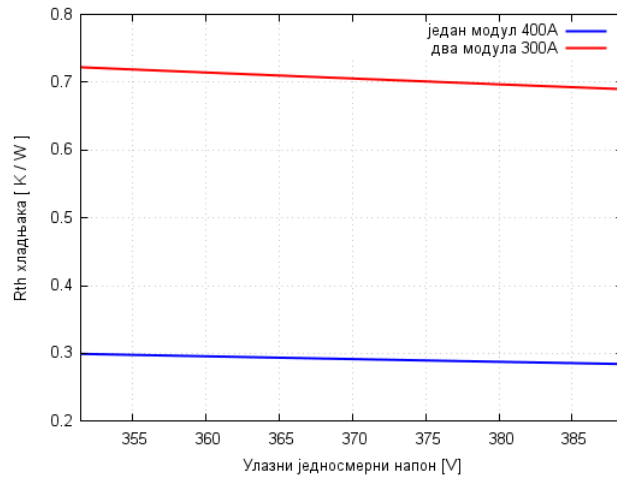
- На сваком хладњаку по један модул, па је потребно обезбедити укупно 2 хладњака.
- На једном хладњаку су постављени сви модули (концентрисани мост).

Постављање модула од 300А се може вршити на различите начине:

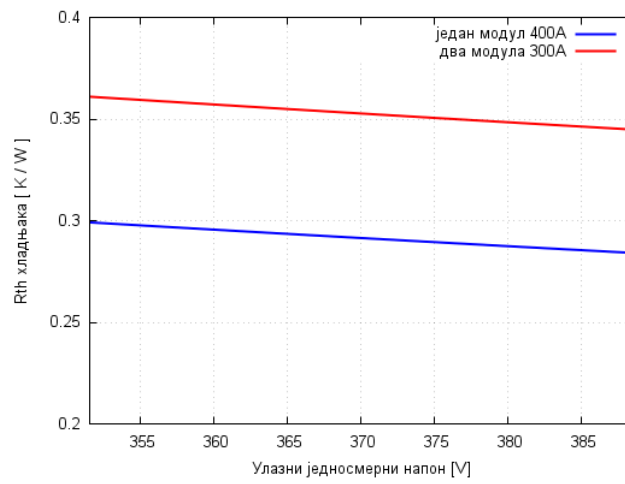
- На сваком хладњаку по један модул, па је потребно обезбедити укупно 4 хладњака.
- На сваком хладњаку по два модула који чине независни мост или грану. Два таква моста се постављају у паралелу па је потребно обезбедити 2 хладњака.
- На једном хладњаку су постављени сви модули (концентрисани мост).

Свака од ових конфигурација је анализирана са становишта термичких захтева за хладњак. На сликама 11-13 су приказане вредности које треба да испуне хладњаци за случај постављања једног модула по хладњаку (слика 10), за случај постављања половине укупног броја модула на хладњаку (слика 11 - формирање грана) и за случај концентрисаног моста са јединственим хладњаком (слика 12). Сlike показују да се случај постављања полумостне гране показује као најпогоднији јер је могуће изабрати стандардне хладњаке прихватљивих димензија (термичког отпора изнад 0,25 K/W) и тиме обезбедити компактан дизајн и прихватљиво низак ниво електромагнетних сметњи. Решење са два транзисторска модула од 300А у паралели је нешто скупље, али су укупни губици нижи чиме се добија више могућности за уштеде у дизајну подизача напона и магнетних компонената а у циљу постизања траженог степена искоришћења. Хладњаци који задовољавају ову конфигурацију су релативно малих димензија и потребно их је само два што је повољно са становишта заузимања простора и повезивања у структуру која генерише мале електромагнетне сметње. Губици на сваком од њих су релативно мали чиме се избегава појава врелих тачака.

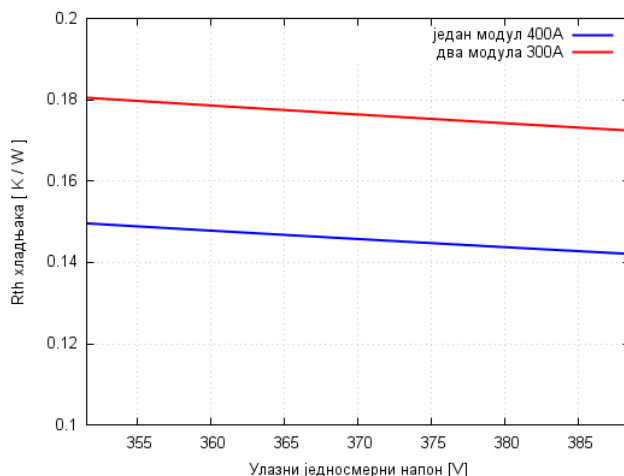
Из наведених разлога, конфигурација са два модула у паралели је изабрана за реализацију. Следећи корак је избор компонената за подизач напона.



Слика 10. Максимални термички отпор хладњака са једним постављеним модулом



Слика 11. Максимални термички отпор хладњака са постављеном граном



Слика 12. Максимални термички отпор хладњака са целим инвертором

5.3 Избор компонената подизача напона

Претварач подизач напона се мора поставити као међустепен између батерије и инвертора. Он мора да обезбеди подизање улазног напона од пуног радног опсега до 370 Vdc, и да обезбеди веома малу таласност улазне струје. При томе, губици у прекидачима морају бити на прихватљиво ниском нивоу уз одржање ниске цене. У стандардној топологији подизач напона се састоји од улазне пригушнице, једног транзистора и једне диоде. Сви параметри битни за прорачун губитака су везани за средње вредности струје кроз полупроводнике и напоне у колима и приложени су у литератури [8]. Губици су веома мало зависни од интензитета високофреквентне таласности струје, али зависе од избора радне фреквенције.

Увидом у начин рада подизача са слике 8, може се закључити следеће:

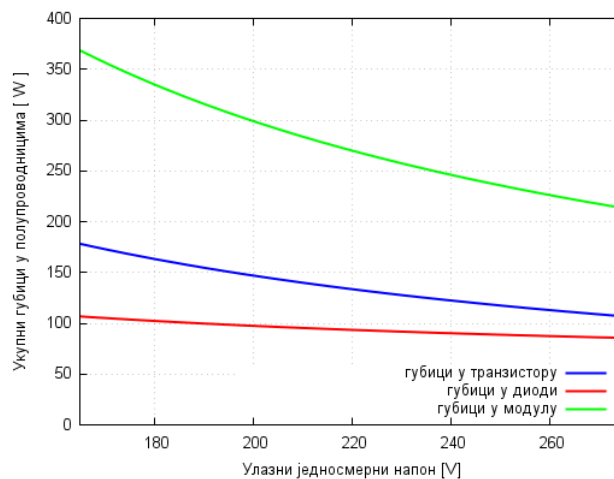
- Излазни напон подизача V_{out} је одређен дизајном и одржава се на вредност од 370 Vdc.
- Улазни напон подизача V_{in} је одређен радним опсегом напона батерије.
- Прекидачка фреквенција треба да буде висока да би таласност струје била мала,
- Степен искоришћења подизача η је обично већи од 97%,
- За улазну струју I_{in} важи веза са излазном снагом подизача P по следећој зависности

$$I_{in} \approx \frac{P}{\eta \cdot V_{in}} \quad (3)$$

Губици вођења транзистора и диоде су одређени радном струјом коју воде, а која је везана за улазну струју претварача I_{in} , док су губици прекидања везани за радну фреквенцију, радну струју и напон при којем се врши комутација (V_{out} , који је константан).

У првој итерацији, логично је искористити исти транзисторски модул као у инвертору за формирање подизача јер он садржи све потребне компоненте. У таквој примени, прекидачка фреквенција је постављена на 10 kHz, а срачунати губици у полупроводницима су приказани на слици 13. Може се уочити да су губици веома високи, скоро једнаки губицима у инвертору и да се ова конфигурација не може применити. Стога, и овде се мора приступити смањењу и дистрибуцији губитака.

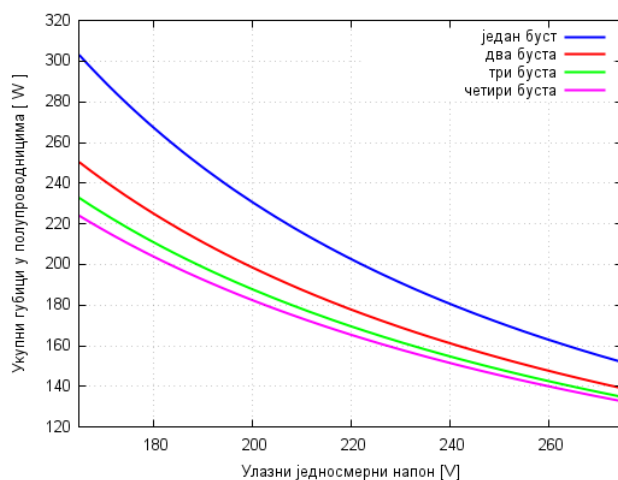
У следећој итерацији, приступило се решењу са паралелним модулима (два комада) који раде алтернативно на истој пригушници [15]. На тај начин, иста струја тече кроз оба транзистора али упола краће у односу на први случај. Такође, због алтернативног рада, сваки од транзистора ради са два пута мањом фреквенцијом од првог случаја. Диоде раде паралелно и деле струју чиме се смањују њихови губици вођења и прекидања. Међутим, иако су губици вођења у транзисторима тада упола мањи, у укупном збиру они су исти као у првом решењу. Такође, и прекидачки губици по транзистору су упола мањи али у два транзистора су збирно исти као и у првобитном случају. Слична анализа следи и код диода из чега се закључује да примена два или више модула у алтернативном режиму на једној пригушници омогућава дистрибуцију губитака али не и њихово осетно смањење. Стога, овај предлог је одбачен.



Слика 13. Укупни губици у подизачу напона са једним модулом од 300A

Следећа итерација је постављање више паралелних подизачких претвараача за мању снагу. Ово решење се често среће у пракси на већим снагама [16], где су приметна ограничења по расположивим струјама прекидача али и конструктивним ограничењима магнетних и других

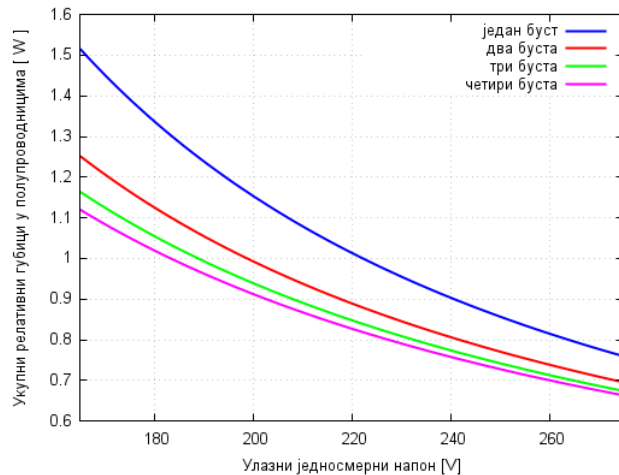
компоненти. Овај предлог даје додатни степен слободе избора појединачно бољих транзистора и диода од оних који су уграђени у модул, јер је за мање струје прекидача много већи избор квалитетних компонената. Додатно, појављује се и могућност избора оптималног броја паралелних канала. Због тога, извршена је анализа губитака по броју паралелних претварача, на основу усвојеног типа транзистора (VS-GT140DA60U) и диоде (DSEP2x91-06A) [13,14]. Поређење губитака је дато на слици 14.



Слика 14. Поређење губитака паралелне везе претварача

Лако се уочава да су укупни губици смањени за једноканални буст претварач у односу на примену модула од 300А. Ово показује да је избор појединачних компоненти подизача погоднији за оптимизацију губитака него избор модула. Такође, примећује се да губици опадају са повећањем броја паралелних претварача. Види се и да је побољшање све мање како број претварача расте, чиме се 4 усваја као максимално прихватљив број.

Процентуална укупна вредност губитака у односу на испоручену снагу је приказана на слици 15. Види се да је степен искоришћења веома добар, нарочито за случај три и четири претварача. Примена решења са три или четири паралелна претварача очигледно даје већу маргину губитака за остале елементе. Примера ради, каскадном везом четвороканалног буста са конфигурацијом инвертора са два транзисторска модула од 300А у паралели, релативни губици у полупроводницима не премашују 2,5% од излазне снаге, што оставља маргину од 3,88% за губитке у магнетним елементима.

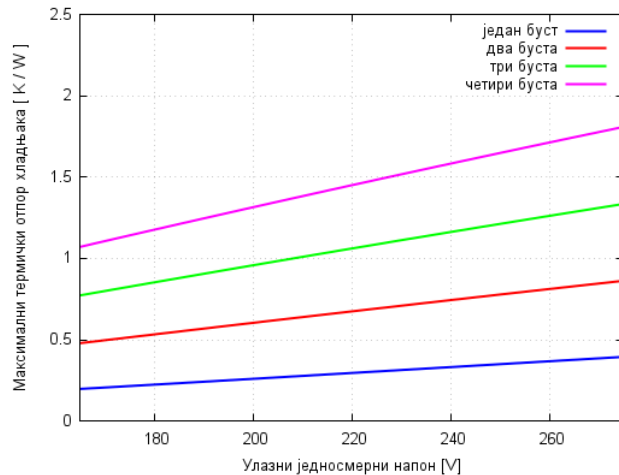


Слика 15. Релативни губици паралелних претварача

При избору броја паралелних канала треба водити рачуна о следећем:

- Полупроводници сваког од претварача су на једном хладњаку, па је укупан број хладњака једнак броју претварача, и сви су мањих димензија и већег дозвољеног термичког отпора. Ово олакшава набавку делова али и расподелу топлоте по попречном пресеку ормана.
- Пригушница сваког од претварача је димензионисана за мању струју од укупне па су и њене димензије мање што олакшава избор и набавку магнетних компонената.

На слици 16 је приказан максимални термички отпор хладњака који ће обезбедити да се при пуном оптерећењу од $1,25 P_{nom}$ достигне температура хладњака од 100°C при 40°C амбијента. С обзиром на димензије транзистора и диоде, хладњаци на које се они монтирају не би требало да имају термички отпор мањи од 1 K/W како би се постигло пуно искоришћење хладњака (посматрано кроз однос површине која производи топлоту и монтажне површине хладњака). Види се да је потребно имати три или четири паралелна претварача. Узимајући у обзир могућност одређене несиметрије између паралелних претварача при којој би неки од њих имао већу струју од средње, показује се да је маргина хладњака недовољно велика да подржи несиметрију у случају три паралелна блока што би могло довести до прегревања једног од канала и до евентуалног искључења уређаја. Коначно, због повећања поузданости рада, изабрано је решење са четири паралелна претварача.



Слика 16. Максимални термички отпор хладњака подизача напона

Са изабраним решењем је постигнуто следеће:

- Релативни губици у полупроводницима су веома мали, испод 1% у скоро целом опсегу батеријског напона,
- Хладњаци на којима се монтирају полупроводници су мали и могу се погодни распоредити тако да не утичу један на другог у великој мери. Пригушнице сваког од буста се пројектују за 4 пута мању струју од максималне, што омогућава избор малог језгра које опет заузима мало поростора, па се сва четири језгра могу погодни поставити.
- Топлота коју производе полупроводници на хладњацима и пригушнице потиче од релативно малих дистрибуираних извора те се може постићи равномерна расподела по попречном пресеку ормана, и тиме избећи појава локалних врелих тачака.
- Применом технике управљања са алтернативним тактом појединачних канала (*interleaved boost control*) [17], укупна таласност улазне струје се може драстично смањити чак и при нижим вредностима индуктивности пригушница, што омогућава додатно смањење радне фреквенције сваког од канала а са тим и смањење губитака у полупроводницима и магнетним језгрима, као и смањење трошкова производње. У пракси, таласност струје у опсегу 15-20 % за један претварач даје задовољавајуће резултате таласности укупне улазне струје која се из батерије узима.

6. Избор магнетних компонената

Након завршеног избора топологије и полупроводничких прекидача, преостало је да се изврши избор магнетних компонената: четири

пригушнице за подизаче напона као и једна пригушница и један трансформатор за инвертор.

6.1 Пригушнице за подизач напона

Пригушнице за подизач раде у условима константне једносмерне струје на коју је суперпонирана таласна компонента на фреквенцији прекидања једног канала. Због присуства високофреквентне компоненте која није занемарљива, губици у магнетном материјалу постају значајна ставка при избору пригушнице [6,7]. Стандардни челични лимови који се користе за израду мрежних трансформатора су нарочито изложени повећаним губицима па их треба избегавати у овим апликацијама [18-22]. Погодније је применити неко од језгара за рад на средњим фреквенцијама. На располагању су феритни (меки магнетни) материјали и аморфни материјали [6,7]. Поређењем карактеристика ових материјала за задату вредност радне фреквенције, као и могућности набавке, могућностима за формирање језгра и намотаја, одлучено је да се примени језгро од аморфног материјала.

Уз могућност постизања велике индукције, језгро са мањим попречним пресеком а самим тим и димензијама може задовољити жељене карактеристике. Самим тим се и губици језгра смањују. За наш случај, изабрано је језгро АМСС320 направљено од материјала Metglas 2605SA1 од произвођача *Hitachi Metals* [23]. Поштујући упутства за пројектовање пригушница са овим језгрима, може се изградити пригушница чији је степен губитака испод 1% [24]. Како је циљ да се постигне захтевани степен искоришћења, потребно је додатно смањити те губитке, како би остало довољно простора и за губитке других магнетних компонената.

У циљу смањења губитака у пригушницама, додатне мере се примењују:

- Примена ниже радне индукције, што се постиже избором првог већег језгра од прорачунатог. Уз одржање истог броја навојака, и високофреквентна компонента индукције се пропорционално смањује а са њом и губици у језгру.
- Веће језгро пружа више простора за намотаје па се може постићи намотај са већим пресеком проводника (мањим отпором) чиме се смањују и губици у бакру.
- Површина за хлађење је повећана чиме се смањује радна температура пригушнице.

Уз смањене губитке и нешто повећану површину за хлађење, додатно се смањује температура пригушница а самим тим и њихов утицај на окружење.

6.2 Пригушнице за инвертор

Пригушница за инвертор треба да одржи своју индуктивности и при великим струјама због начина регулације па није дозвољено засићење, због чега се реализује као ваздушна пригушница. Са једне стране, ово неутралише губитке у језгру али са друге стране повећава број потребних навојака а са тим и губитке у бакру. При дизајну ове пригушнице треба водити рачуна о следећем:

- Пресек бакреног проводника од којег се формира намотај мора бити такав да скин-ефекат на високој фреквенцији не буде изражен, што значи да је дебљина бакарног проводника ограничена фреквенцијом прекидања [6,7],
- Пригушница треба да буде израђена у што мање слојева да би ефекат близине између слојева био мање изражен. То захтева повећање висине и смањење полупречника пригушнице [6,7].
- Слојеви намотаја морају бити довољно размакнути због доброг одвођење топлоте свих слојева како не би дошло до стварања унутрашњих врелих тачака [6,7].
- Смањење губитака се може постићи простим коришћењем проводника чија је ширина већа од потребне (уз одржање дебљине) чиме се смањује отпор намотаја, наравно уз повећање димензија.

6.3 Инверторски трансформатор

Инверторски трансформатор је такође изложен дејству основне и високофреквентне компоненте па је потребно размотрити избор материјала за магнетно језгро. Због велике основне компоненте, феритни материјали су неприхватљиви јер раде на ниској индукцији те би број навојака таквог трансформатора био превелики [6,7]. Стога, он се мора израдити или применом стандардних челичних лимова или применом аморфних материјала. С обзиром на укупну снагу, нема довољно великих појединачних аморфних језгара [23], па је потребно радити слагање већег броја језгара да би се добило језгро одговарајућих димензија. Тада се обично врши неколико итеративних поступака прорачуна, израде прототипа, мерења и корекција прототипа и то у радионици произвођача. Таквих радионица нема у окружењу па је примена стандарних лимова једино решење којим располажемо (не рачунајући набавку трансформатора из иностранства због цене и рокова испоруке).

Базни елементи поручивања трансформатора су примарни и секундарни напон, називна снага и називна фреквенција и реактанса кратког споја. Трансформатор који је предмет набавке има преносни однос празног хода 1,05 уз секундарни напон ефективне вредности 230V и фреквенције 50Hz, а очекује се да индуктивност расипања сведена на

примар буде једнака филтарској индуктивности инвертора (према електричном прорачуну). За потребе набавке, треба водити рачуна о следећем:

- Високофреквентна компонента напона примара производи високофреквентну компоненту флукса, која опет додатно греје лимове [18-22].
- Високофреквентна струја додатно греје намотаје [6,7].
- У намотајима се јавља скин-ефекат [6,7]
- У слојевима намотаја се јавља ефекат близине [6,7],
- У лимовима језгра се може јавити скин-ефекат [6,7,18-22].

Укупни губици се морају контролисати из разлога термичке стабилности материјала али и због одржања смањених губитака и ограничења најнижег степена искоришћења уређаја. Појединачно се разматрају мере смањења губитака у гвожђу и губитака у бакру.

Нека се губици у гвожђу могу представити изразом (4) који је упрошћени облик Штајнмецове формуле [6,7].

$$P_{\gamma} = kB_m^2 f^2 \quad (4)$$

где је B_m максимална индукција хармонијске компоненте на фреквенцији f . Претпоставимо да се укупни високофреквентни губици у језгру могу моделовати утицајем само једне хармонијске компоненте на фреквенцији прекидања чиме се рачун упрошћава. Нека је V_1 ефективна вредност напона основног хармоника на фреквенцији f_1 а V_h ефективна вредност напона еквивалентног хармоника на фреквенцији f_h . Такође, познат је однос фреквенција f_h и f_1 јер је прва управљачка величина (фреквенција прекидања) а друга је задата радна карактеристика (фреквенција основног хармоника). Познат је и однос ефективних вредности напона јер је V_1 задата радна карактеристика а V_h се може проценити из таласног облика модулисаног напона на примару трансформатора, па се може сматрати да је $V_h = k_v V_1$. Уз претпоставку да је језгро линеарно (и занемарујући грешку која се тиме прави), укупни губици у језгру се могу представити изразом (5).

$$P_{\gamma 1} = kB_{1m}^2 f_1^2 + kB_{hm}^2 f_h^2 \quad (5)$$

Од интереса је знати како се једно језгро од стандардног мрежног трансформатора може користити у присуству високофреквентне компоненте. Такав трансформатор је пројектован за одређену вредност укупних губитака у језгру на прорачунатој магнетној индукцији. Из (5) је јасно је да индукција основног хармоника инверторског рада мора бити снижена у односу на прорачунату да не би дошло до прегревања магнетног кола. Квантитативни опис искоришћења трансформатора за инверторске намене је степен умањења индукције основног хармоника.

За мрежни трансформатор се губици у језгру могу приближно приказати као:

$$P_{\gamma_0} = k B_{om}^2 f_1^2 \quad (6)$$

где је B_{om} максимална индукција основног хармоника трансформатора у мрежном раду. Једначењем израза (5) и (6) треба одредити однос индукција B_{1m} и B_{om} . Да би систем дао јединствено решење, потребна је и додатна једначина која повезује магнетну индукцију, напон и фреквенцију за једно магнетно коло:

$$V = k_b f B_m \quad (7)$$

Заменом познатих вредности за напон и фреквенцију основног и еквивалентног хармоника у једначине (5)-(7), добија се израз:

$$B_{1m}^2 f_1^2 + k_v^2 B_{1m}^2 f_1^2 = B_{1om}^2 f_1^2 \quad (8)$$

Решавањем једначине (8), степен смањења индукције основног хармоника у трансформатору у односу на стандарну вредност се може добити као:

$$\frac{B_{1m}}{B_{om}} = \frac{1}{\sqrt{1+k_v^2}} \quad (9)$$

У нашем случају, процењено је да еквивалентни високофреквентни хармоник на фреквенцији прекидања од 6 kHz има вредност од приближно 25% од основног хармоника, односно да је $k_v=0,25$ (приближно половина високофреквентне компоненте је везана на редној пригушници, а друга половина на трансформатору, од чега се половина преноси на грану магнетнења због једнаких распиних индуктивности примара и секундара). Према једначини (9), максимална индукција трансформатора у инверторском раду се мора смањити на 97% од индукције трансформатора који ради без високофреквентне компоненте. Одавде се закључује да је потребан већи мрежни трансформатор, са већом радном магнетном индукцијом. При поручивању трансформатора, номинални напон се мора повећати за 3% од захтеване вредности како би се обезбедило да радна индукција основног хармоника буде на прорачунатом нивоу и укупни губици у дозвољним границама. Због сигурности и других електричних разлога, номинални напон је повећан за 20%.

Осим губитака у језгру, потребно је контролисати и губитке у намотају. Да би се то постигло, примењују се исте мере као за инверторску пригушницу.

Закључак

У овом раду је представљена процедура за термички део прорачуна индустријског монофазног инвертора. Показани су основни елементи прорачуна, као и критеријуми за избор најповољнијег решења. Идентификовани су доминантни извори топлоте, постављени су почетни услови и почетно решење за прорачун. Као што је и очекивано, процес је итеративне природе и потребно је обавити неколико рачунских циклуса да би се утврдило да ли прихватљиво решење постоји и које је. За конкретан случај је установљено да решење не постоји па је скуп правила проширен и на основу тога се приступило изради новог почетног модела. Итеративним поступком је пронађено прихватљиво решење што је приказано је кроз графички приказ најбитнијих параметара прорачуна.

Изабрано техничко решење је постављено као основа за израду извођачког пројекта инвертора који је реализован и прикључен на блоку термоелектране где се користи за напајање претежно нелинеарних потрошача – рачунарске опреме и ПЛЦ уређаја.

Литература

- [1] A. Emadi, A. Nasiri and S. B. Bekiarov, *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*, CRC Press, 2005.
- [2] S. B. Bekiarov and A. Emadi, „Uninterruptible Power Supplies: Classification, Operation, Dynamics, and Control“, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2002. APEC 2002, pp. 597-604.
- [3] International Standard IEC 62040-1-1, *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 1-1: General and safety requirements for UPS used in operator access areas*
- [4] International Standard IEC 62040-3:2011, *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*
- [5] B. W. Williams, Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components, online 2006. edition in *Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde, Glasgow*, <http://personal.strath.ac.uk/barry.williams/book.htm>.
- [6] Bossche, A and Vencislav Valchev, *Inductors and transformers for power electronics*, CRC Press 2005.
- [7] M. K. Kazimierczuk, *High-frequency magnetic components 2Ed*, Wiley, 2014.
- [8] SEMIKRON International GmbH, *Application Manual Power Semiconductors, 2Ed*, 2015.
- [9] *Applying IGBTs*, ABB Application Note 5SYA 2053-04, 2014.
- [10] SEMIKRON International GmbH, IGBT module SKM300GB066D Datasheet

- [11] SEMIKRON International GmbH, IGBT module SKM400GB066D Datasheet
- [12] SEMIKRON International GmbH, IGBT module SKM600GB066D Datasheet
- [13] Vishay Semiconductors Trench Insulated Gate Bipolar Transistor VS-GT140DA60U Datasheet
- [14] IXYS High Performance Fast Recovery Diode DSEP2x91-06A Datasheet.
- [15] I. Cadirci, A. Yafavi and M. Ermis, Unity power factor boost converter with phase shifted parallel IGBT operation for medium power applications, *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, Vol 412, No.3, May 2002, pp. 237-244.
- [16] Y. Lee, A. Emadi, Phase Shift Switching Scheme for DC/DC Boost Converter with Switches in Parallel, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2008, DOI: 10.1109/VPPC.2008.4677615
- [17] G. Choe, J. Kim, H. Kang, B. Lee, An Optimal Design Methodology of an Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol5. No.2, 2010, pp. 319-328,
- [18] A. Boglietti, A. Cavagnino, T. L. Mthombeni, P. Pillay, „Comparison of Lamination Iron Losses Supplied by PWM Voltages:US and European Experiences“, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, pp. 1431-1436.
- [19] A. Boglietti, M. Lazzari, M. Pastorelli, „Iron Losses Prediction with PWM Inverter Supply using Steel Producer Data Sheets“, *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, 1997, pp. 83-88.
- [20] Mayuri. R, N.R. Sinnou, K. Ilango, „Eddy Current Loss Modelling in Transformer Iron Losses Operated by PWM Inverter“, *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2010, pp. 1-5
- [21] K. Zakrzewski, „Overloss coefficient in magnetic laminations during PWM supply voltage“, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 59(3-4), pp. 169-176 (2010).
- [22] R. Ekström, S. Apelfröjd, and M. Leijon, „Transformer Magnetization Losses Using a Nonfiltered Voltage-Source Inverter“, *Advances in Power Electronics*, Volume 2013, Article ID 261959, <http://dx.doi.org/10.1155/2013/261959>
- [23] Hitachi Metals (Metglas), POWERLITE Inductor Cores, Technical Bulletin, 2011.
- [24] Metglas, Power Factor Correction Inductor Design for Switched Mode Power Supplies Using POWERLITE C-Cores, 2011.

Abstract. This paper presents the influence of thermal aspects in design process of an industrial single-phase inverter, choice of its topology and components. Stringent design inputs like very high overload level, demand for natural cooling and very wide input voltage range have made conventional circuit topology inappropriate therefore asking for alternative solution. Different power losses calculations in semiconductors are

performed and compared, outlining the guidelines how to choose the final topology. Some recommendations in power magnetic components design are given. Based on the final project, a 20kVA single-phase inverter for thermal power plant supervisory and control system is designed and commissioned.

Keywords: industrial inverter, efficiency level, thermal design, boost converter

Challenges in Thermal Design of Industrial Single-Phase Power Inverter

Predrag Ninković, Milan Lukić, Blagota Jovanović, Mladen Milošević

Rad primljen u uredništvo: 03.11.2016. godine.

Rad prihvaćen: 16.12.2016. godine.