

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ

ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

ПЕТАР Ј. ГРБОВИЋ

***РАЗВОЈ МИНИЈАТУРИЗОВАНОГ ПОГОНСКОГ
ПРЕТВАРАЧА ЗА ТЕСЛИН АСИНХРОНИ МОТОР***

МАГИСТАРСКИ РАД

МЕНТОР

Професор Др. Слободан Н. Вукосавић

Београд 2004

Сањао сам да ходам плажом у друштву Господа и да се у ткању мога живота огледају сви моји дани. Гледајући уназад филм мога живота видео сам два трага у песку. Један је био Господњи а други мој. Тако смо и даље ходали до краја свих мојих дана. Тада сам застао и погледо уназад. На извесним местима видео сам само један траг. А та места су одговарала најтежим данима мога живота, данима најгоре стрепње, највећег страха, најљућих болова. А онда сам га упитао: "Господе, рекао си да ћеш бити са мном сваки дан мога живота, и ја сам пристао да живим с тобом. Па зашто си ме оставио самог у најтежим моментима живота"? А Господ ми рече: "Сине мој, ја те волим и рекао сам да ћу с тобом ходати све време, и да те нећу ни на тренутак оставити. Ја те нисам напустио. Дани када си видео само један траг били су дани када сам те носио".

Хвала Господу што ме није оставио у тешким тренуцима мојег живота и што ми је подарио, у то време мени непознате људе, који су ми у тим тешким тренуцима помагали. Помагали и онда кад' сам се најмање надао.

Хвала мом ментору, пријатељу и професору Др. Слободану Н. Вукосавићу, колеги и пријатељу Милораду Родићу и фирми RDA Co, мом професору Милораду Мићку Гвозденовићу и свим који су ми на било који начин помогли. И наравно не могу и не смем заборавити Ђура Башића, ког драгог колегу са којим радим у Schneider Electric-у на тако далеком Новом Зеланду.

Хвала мојој старој мајци за безграничну љубав и подршку коју сам увек од ње добијао.

Садржај

1)	Увод	1
1.1)	Концепт интегрисања претварача и мотора.....	2
1.2)	Проблеми и недостаци.....	4
1.3)	Кратак садржај рада.....	7
2)	Структура минијатуризованог погонског претварача	8
2.1)	Спецификација захтева.....	8
2.2)	Структурна реализација.....	9
2.2.1)	Енергетско коло.....	9
2.2.2)	Побудно и контролно коло.....	11
2.2.3)	Помоћно напајање.....	12
3)	Дизајн енергетског кола	13
3.1)	Критеријуми за избор компоненти.....	13
3.1.1)	Улазни исправљач и једносмерно међукола.....	13
3.1.2)	Инверторски мост.....	17
3.2)	Процена губитака.....	19
3.2.1)	Процена губитака на улазном исправљачу.....	19
3.2.2)	Процена губитака на инверторском мосту.....	20
3.2.3)	Процена губитака на шанту.....	27
3.3)	Термички дизајн.....	28
4)	Управљачко и побудно коло	31
4.1)	Управљачко коло.....	31
4.2)	Побудно коло.....	33
5)	Помоћно напајање	35
5.1)	Помоћно напајање на бази паразитних ефеката.....	35
5.1.1)	Помоћно напајање на бази мрежне учестаности.....	35
5.1.2)	Помоћно напајање на бази ефеката комутације.....	39
5.1.2.1)	Валовитост фазног напона.....	39
5.1.2.2)	Валовитости струје	47
5.1.3)	Стартно коло.....	53
5.1.4)	Статичка стабилност.....	56
5.2)	Аутономни помоћни претварачи.....	58
5.2.1)	Претварач са <i>VJT</i> са базно пропорционалним управљањем.....	58

5.2.2)	Самоосцилујући претварач са <i>MOSFET</i> транзистором	60
5.2.3)	Претварач са <i>MOSFET</i> и повратном спрегом по напону.....	63
5.2.4)	Претварач спуштач напона са два напонска нивоа.....	66
5.2.5)	Помоћни галвански изолован претварач	69
6)	Електромагнетна компатибилност погонских претварача.....	72
6.1)	Кондукционе сметње на високим учестаностима.....	72
6.1.1)	Генерисање и пренос кондукционих сметњи.....	73
6.1.2)	Спрега мотор-претварач.....	76
6.1.3)	Филтрирање кондукционих сметњи, <i>EMI</i> филтар.....	79
6.1.4)	Мерење кондукционих сметњи.....	81
6.2)	Виши хармоници улазне струје.....	82
6.2.1)	Диодни исправљачи-извор виших хармоника.....	86
6.2.2)	Методе за смањење нивоа виших хармоника улазне струје код погонских претварача.....	87
	6.2.2.1) Активни исправљачи.....	87
	6.2.2.2) Интегрисани исправљач-инвертор.....	89
	6.2.2.3) Метода оптималног кондензатора једносмерног међукола.....	91
7)	Утицај вибрација и механичких удара на робусност претварача.....	93
7.1)	Дејство вибрације.....	93
7.2)	Дејство механичких удара.....	94
7.3)	Методе за смањење утицаја механичког дејства на компоненте.....	94
8)	Експериментални резултати.....	96
8.1)	Погонски претварач.....	96
	8.1.1) ТРИСТАЛАН 150.....	96
	8.1.2) ТРИСТАЛАН 750.....	102
8.2)	Помоћно напајање.....	106
9)	Закључак	112
10)	Литература.....	114

СПИСАК КОРИШЋЕНИХ ОЗНАКА

$-E_{DC}$	Напон једносмерног међукола
$-U_0$	Излазни напон помоћног напајања, напона на оптерећењу
$-I_0$	Струја оптерећења помоћног напајања
$-\Delta E_{DC}$	Валовитост напона једносмерног међукола
$-\Delta U_0$	Валовитост напона помоћног напајања
$-\Delta U_C$	Валовитост напона кондензатора једносмерног међукола
$-m$	Тренутни индекс модулације
$-U_{RMS}$	Ефективна вредност напона
$-U_{AV}$	Средња вредност напона
$-I_{RMS}$	Ефективна вредност струје
$-I_{AV}$	Средња вредност струје
$-I_{MAX}$	Вршна вредност струје
$-U_{MAX}$	Вршна вредност напона
$-u(t), i(t)$	Тренутна вредност напона и струје
$-T_0$	Период мрежне учестаности
$-T_S, T_k$	Период комутације
$-\omega_0$	Кружна учестаност
$-L$	Индуктивност комутационе пригушнице
$-L_\gamma$	Индуктивност расипања трансформатора
$-L_0$	Индуктивност пригушнице излазног филтра
$-C$	Капацитет комутационог кондензатора
$-C_0$	Капацитет кондензатора излазног филтра
$-B_{AC}$	Наизменична компонента магнетне индукције
$-B_{DC}$	Једносмерна компонента магнетне индукције
$-B_{SAT}$	Индукција засићења магнетног кола

1) Увод

Дуги низ година у свим електромоторним погонима где је потребно управљати брзином или позицијом вратила, углавном су коришћени једносмерни мотори, који су најпре напајани са механичких и живиних усмерача, а касније преко диодних и тиристорских регулисаних исправљача. У уређајима који се користе у домаћинству највећу примену су имали колекторски мотори за наизменичну струју. У неким случајевима користили су се и једностранни исправљачи у циљу смањења брзине обртања. Разлог за масовну примену колекторских мотора је једноставнија управљивост у односу на трофазне и једнофазне асинхроне моторе.

Временом, са развојем енергетске електронике и енергетских претварача почиње већа примена асинхроних мотора. Најпре су коришћени мрежом управљани претварачи-циклоконвертори и тиристорске подсинхроне каскаде, углавном за управљање моторима великих снага. Доцније се почиње са применом тиристорских инвертора (*Mc Murray*) са *six step* модулацијом и променљивим напонем једносмерног међукола, а потом и ширинско импулсно модулисаних инвертора (*PWM*). Паралелно се развијају струјни инвертори са аутокомулацијом и углавном се користе за погоне већих снага из разлога једноставне реверзибилности улазног тиристорског исправљача и могућности враћања енергије у мрежу у режиму кочењу погона.

Као прекидачи снаге у инверторима су најпре употребљавани тиристори. Доцније почиње употреба и биполарних транзистори за погоне мањих снага. Почетком осамдесетих година за погонске претвараче малих снага почињу се користити *MOSFET* транзистори са вертикалним каналом и допунским запречним и повратним диодама. Међутим, због недостатака биполарних транзистора (време растеређења и брзина прекидања) и *VMOSFET* транзистора (спора повратна диода и велики губици провођења), почиње развој нове класе прекидача која обједињује добре особине биполарних и *VMOSFET* транзистора. Као резултат крајем осамдесетих и почетком деведесетих појављује се биполарни транзистор са изолованим гејтом - *IGBT* прекидачки транзистор, који временом постаје доминантан као прекидач снаге у погонским претварачима малих и средњих снага. Самим крајем XX века почиње се са развојем нове генерације полупроводничких прекидача на бази *SiC* (Силицијум Карбид), *JFET SiC*, који показују велике предности у односу на остале полупроводничке прекидаче.

Паралелно са развојем компоненти енергетске електронике развијају се управљачка кола која управљају радом погонског претварача. Најпре се ради са дискретним компонентама, а потом са комбинацијом дискретних и интегрисаних кола. Осамдесетих година почиње се са применом и првих процесора у управљању погонским претварачима. Најпре су то процесорима *8080*, *8086*, а доцније и процесори са брзом улазни/излазном периферијом (*HSO/HSI*) за комуникацију са енергетским спољним светом. Крајем осамдесетих и почетком деведесетих година америчка компанија *TEXAS INSTRUMENTS* развија дигитални сигнални процесор (*DSP*) *TMS320xxx* који је потпуно прилагођен управљању погонским претварачима. Доцније се на тржишту појављују *DSP* конкурентских компанија, а потом и *RISC* микроконтролери компанија *Micro Chip* и *Atmel*. Крајем XX века паралелно са развојем дигиталних сигналних процесора развијају се програмбилна логичка кола (*FPGL*), која се све више користе у улози *SVPWM* модулятора и струјних регулатора.

Данас, почетком XXI века погонски претварач је у већини случајева напонски ширинско модулисани *IGBT* инвертор са диодним/тиристорским улазним исправљачем. Управљање датим погонским претварачима реализије се искључиво применом неког од широко доступних процесора и програмбилних логичких кола.

Са развојем енергетске и управљачке електронике, габарит и цена погонских претварача драстично опада. Маса по киловату снаге је 1968 била 13.5 kg/KW , док је крајем деведесетих $0.75 \div 1 \text{ kg/KW}$, [6]. Временом се све више смањују габарити претварача у циљу уштеде у простору и дужини потребних напојних водова.

1.1) Концепт интегрисања претварача и мотора.

Погонски претварач је направа која на својим излазним терминалима-прикључцима генерише систем трофазних симетричних напона променљиве амплитуде и учестаности. Оптерећење претварача је симетрични трофазни Теслин асинхрони мотор, као конвертор електричне у механичку енергију. Улазни терминали погонског претварача прикључују се на одговарајућу дистрибутивну трофазну или једнофазну мрежу.

Постоје два основна концепта погонских претварача. То је концепт претварача без једносмерног међукола-матричних претварача, који врше директну конверзију електричне енергије од улазног симетричног трофазног система у излазни симетрични трофазни систем променљиве амплитуде напона и учестаности.

Други концепт су претварачи са једносмерним међуколом као спрегом између два система, улазног и излазног. Због особине акумулације енергије у једносмерном међуколу, ови претварачи могу радити на једнофазној или трофазној дистрибутивној мрежи. У пракси далеко највећу примену има ова класа погонских претварача. Матрични претварачи су још тема теоријских анализа.

Код погонских претварача малих и средњих снага најчешће се користи топологија напонског инвертора са једносмерним међуколом. За мале снаге напајање је из једнофазне дистрибутивне мреже, $230\text{V}, 50\text{Hz}$.

Потреба за интегрисање претварача и мотора

Разлози за интегрисање мотора и претварача су вишеструки, економски, еколошки, технички. На првом месту то су разлози економске природе. Наиме, интегрисањем мотора и претварача и организовањем високо серијске производње у оквиру истог производног циклуса, добија се погон са једноставном и ефикасном регулацијом брзине, чија цена је мања него цена погона који би се начинио од мотора и претварача као засебних целина.

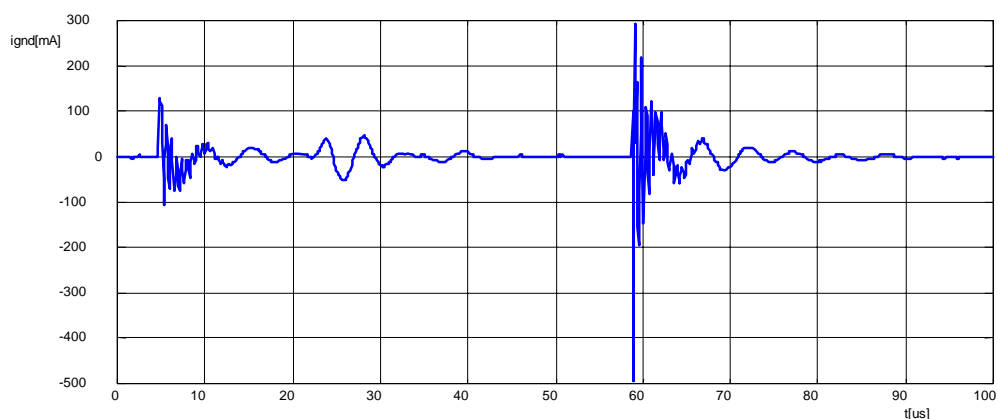
У малим индустријским процесима, аматерским машинама алатљикама, као што су бруснице, бушилице, машине за обрду дрвета и слично, велику примену имају погони са једнофазним асинхроним мотором и стартним кондензатором. Цена једнофазног мотора је $15\text{-}30\%$ већа него цена трофазног мотора исте снаге, док је цена кондензатора $10\text{-}15\%$ од цена мотора. Ово повећање цене је последица већег утрошка бабра, гвожђа и алуминијума, који су стратешке сировине и у будућности није реално очекивати пад цене тих сировина, па се напретком технологије не може очекивати велико смањење цене оваквих погона. Напретком технологије полупроводничких материјала, цена претварача рапидно опада, па се у великој серијској производњи може очекивати да цена претварача буде реда $20\text{-}40\%$ цене целог погона. Узевши све ово у обзир види се да регулисани погон, са трофазним асинхроним мотором и интегрисаним претварачем може да буде исте или мање цене него погон са једнофазним мотором.

Једнофазни мотор који је напајан са дистрибутивне мреже има приближно константну брзину обртања вратила, услед чега погон најчешће ради у субоптималном режиму са малим степеном искоришћења. Трофазни мотор са погонским претварачем може имати променљиву брзину обртања вратила, што омогућава рад погона у оптималном режиму по жељеном критеријуму, који може бити минимизација губитака, буке, вибрација.

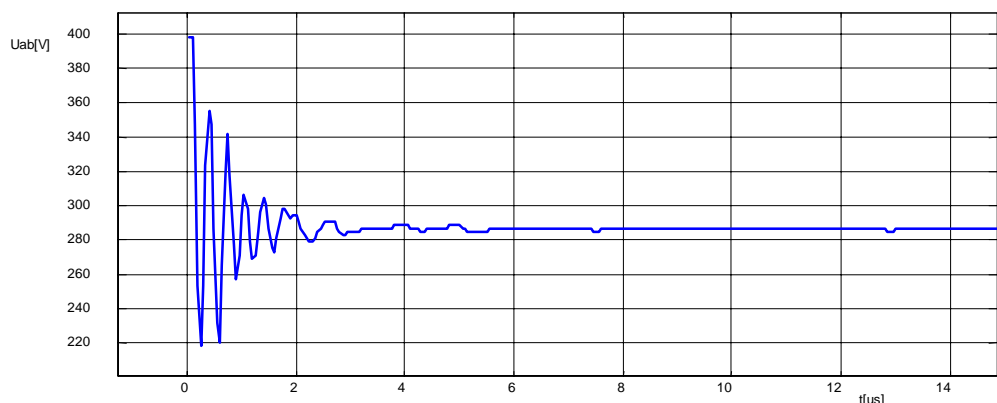
У новије време све више се разматра проблем загађења животне средине. Електро мотори су направе које најмање загађују окружење. Међутим при коришћењу погонског претварача појављују се неки проблеми и ефекти које неповољно утичу на човека и

непосредно окружење. То су проблеми електромагнетних зрачења, акустично и топлотно загађење. Интегрисањем претварача и мотора неки од ових проблема се могу делимично умањити или скоро потпуно елиминисати.

Код стандардног/комерцијалног погона мотор и претварач су просторно дислоцирани и повезани су одговарајућим спојним каблом. Дужина кабла може бити од неколико десетина центиметара до неколико десетина или стотина метара. У том случају спојни кабл је мрежа са расподељеним параметрима, која има редну индуктивност и паралелне паразитне капацитете између фазних проводника и уземљења. Услед паразитних капацитивности спојног вода и намотаја мотора према уземљењу јављају се струје на високој учестаности које негативно утичу на окружење и могу изазвати отказ и нерегуларан рад околних уређаја. У случају да су мотор и претварач у непосредној близини, у истом кућишту, ови проблеми се умањују или чак елиминишу. Сметње се затварају у оквире самог система и не продиру у околину. На следећој слици дат је таласни облик струје уземљења мотора, која се јавља услед комутације прекидача у инверторском мосту односно брзе промене напона на паразитним капацитивностима. Проблематика електромагнетне компатибилности детаљније је описана у поглављу 6.



Слика 2.1.: Струја уземљења мотора, без улазног филтра.



Слика 2.2.: Напон на терминалу мотора у тренутку комутација, са стандардним мотор каблом дужине 5m.

Друга појава су пренапони који се јављају на терминалу мотора услед рефлексије напонског таласа који путује по воду од претварача до мотора, услед чега се смањује животни век изолације намотаја мотора. На претходној слици дат је таласни облик напона на терминалу мотора за спојни вод дужине 2m, где се могу уочити осцилације напона у тренутку комутације прекидача и пренапони реда 50–100%.

Ако су мотор и претварач дислоцирани, онда постоји више различитих спојних водова између мотора, претварача и околине. То допунски заузима простор и смањује се поузданост погона. Ако су мотор и претварач интегрисани, веза са окружењем је напојни енергетски тројични вод којим се погон везује на дистрибутивну мрежу, и евентуално оклопљени двојични вод за комуникацију са неким надређеним управљачким системом.

Област примене

Област примене погона са интегрисаним погонским претварачем и индукционим трофазним Теслиним мотором је јако широка. То могу бити индустријски процеси ниског и средњег технолошког нивоа, у које спадају пумпе, миксери, елеватори, вентилатори, млинови и слично. Такође то могу бити аматерске машине алатљике, као што су брусилце, бушилице, машине за обраду дрвета. У тим погонима углавном се користе једнофазни не регулисани мотори снаге до 2.2KW , који су директно прикључени на дистрибутивну мрежу. Брзина обртања вратила је приближно константна и једнака номиналној, па погон најчешће ради у субоптималном режиму. Уградњом регулисаног погона са интегрисаним мотором и претварачем, повећала би се флексибилност, смањили губици енергије и инвестиција брзо повратила. Смањење губитака енергије повлачи са собом смањење термичког загађења околине.

Друга категорија су погони малих снага, најчешће до пар стотина вати, који се користе у уређајима у домаћинству, као што су веш-машине, уређаји за грејање, хлађење и вентилација (HVAC).

1.2) Проблеми и недостаци

При пројектовању погонског претварача малих димензије треба решити неке проблеме који у стандардним апликацијама нису изражени. То су проблеми везе између дистрибутивне мреже и претварача, односно проблеми загађења дистрибутивне мреже вишим хармоницима улазне струје.

Enjeti и Rahman предлажу интегрисање улазног исправљача и излазног инверторског моста у циљу контроле таласног облика улазне струје [22]. Струја је потпуно управљива по цену лошијег спектралног састава струје мотора и мањег излазног напона инвертора. Други недостатак је потреба за два електролитска кондензатора великог капацитета и улазном пригушницом велике индуктивности.

Jun Ichi Itoh, Keutusu Fujitu предлажу сличну методу за контролу хармонијског састава улазне струје, при чему се користи звездипте мотора као улазна тачка за напајање исправљача, односно користи се расина индуктивност мотора као елемент улазног исправљача [23]. Улазна струја је потпуно контролисана, по цену повећања ефективне струје статора индукционог мотора у износу од 32%, односно повећања губитака у бакру статора у износу од 74%.

Lipo анализира погонски претварач са три активна прекидача и асиметричним индукционим мотором [24]. Предложена метода захтева посебну конструкцију индукционог мотора са асиметрично намотаним статором. Дати предлог је прихватљив у специфичним апликацијама као што су уређаји у домаћинству.

Сва предложена решења захтевају један или два велика електролитска кондензатора у једносмерном међуколу и/или посебну конструкцију мотора са повећаним губицима у бакру статора. То је и главни разлог што та решења нису потпуно заживела у пракси. Свако решење које подразумева смањење броја полупроводничких прекидача по цену повећања захтева по питању пасивних компоненти, као што су кондензатори и пригушнице, неће у потпуности заживети у пракси из разлога напретка полупроводничке технологије. Временом ће цена полупроводничких прекидача опадати, али се не може очекивати пад цене пасивних компоненти. У блиској будућности, тачније у наредних пар година очекује се развој

полупроводничких прекидача на бази SiC (Силикон карбид) чија радна температура може бити и већа од $300\text{ }^\circ\text{C}$. У тим условима пасивне компоненте, посебно електролитски кондензатори су јако угрожени и животни век је драстично скраћен. Са друге стране пасивне компоненте имају велике физичке димензије и то представља ограничења због којих димензије целог претварача не могу да се смање испод неке границе.

У случају који се разматра, односно код претварача напајаних из једнофазне дистрибутивне мреже ситуација је посебно компликована. Пасивна компонента која је габаритно највећа је електролитски кондензатор једносмерног међукола, који за сада није могуће елиминисати из два разлога. Први разлог је последица начина рада инверторског моста. Наиме, струја једносмерног међукола је наизменична са једносмерном компонентом која је пропорционална оптерећењу претварача. Струја једносмерног међукола може бити негативна и у том случају мора се затворити кроз кондензатор. Други разлог је валовитост напона на двострукој мрежној учестаности. Кондензатор једносмерног међукола је акумулациони елемент преко кога су спрегнута два система, улазни једнофазни и излазни трофазни. Тренутна снага симетричног трофазног система којим се напаја мотор је константна, док је тренутна снага једнофазног система променљива са двоструком мрежном учестаношћу и средњом вредношћу која је једнака активној снази. Разлика тренутних снага мора се акумулисати у кондензатору једносмерног међукола. Ако би кондензатор био малог капацитета тренутна снага мотора би била променљива, што би изазивало велику валовитост момента и висок ниво акустичног загађења. Тако да се мора користити кондензатор релативно великог капацитета. Електролитски кондензатори имају најповољнији однос капацитет-цена и највећи специфични капацитет, реда $10\text{-}20\mu\text{F}/\text{cm}^3$, у односу на фолијске полипропилен кондензаторе који имају специфични капацитет реда $0.1\text{-}0.3\mu\text{F}/\text{cm}^3$ и доста неповољнији однос цена-капацитет [32, 33, 38].

Смањење габарита електролитског кондензатора је ограничено са два фактора. То је потребан капацитет да би валовитост напона била у дозвољеним границама и ефективна струја кондензатора која је ограничена дозвољеним загревањем односно дозвољеном радном температуром. Утицај валовитости напона на понашање погона може се умањити компензацијом тренутног индекса модулације и избором нижег номиналног напона мотора. Проблем валовитости напона једносмерног међукола заједно са ефектом мртвог времена и осталим нелинеарностима у претварачу доводи до појаве подржаних осцилација, па се у алгоритму управљања морају применити одговарајуће повратне спреге за отклањање тих ефеката [7].

Међутим проблем ефективне струје кондензатора остаје кључни проблем, тако да је величина кондензатора доминантно одређена ефективном струјом у трајном радном режиму. Показује се да у ефективној струји кондензатора доминантну улогу има компонента на двострукој мрежној учестаности која потиче од импулсног пуњења кондензатора преко улазног диодног моста. Утицај струје на учестаности комутација или неком хармонику није знатан, тако да се не може пуно утицати на ефективну струју начином модулације транзистора излазног инвертора.

Bose је анализирао могућност елиминисања електролитског кондензатора из једносмерног међукола и замену са активним кондензатором [25]. Међутим предложено решење захтева додатна четири активна прекидача и пригушницу релативно велике индуктивности, тако да та идеја и није практично заживела.

Величина конектора за везу претварача и напојне дистрибутивне мреже одређена је механичком чврстоћом, дозвољеном густином струје преко контакта и критичним растојањем по питању пробојног напона између спојева (voltage clirens).

Улазни филтар који је потребан да смањи ниво кондукционих сметњи на прописом дефинисан ниво је пасивна компонента одређених параметара и као таква има димензије које се не могу пуно смањити.

Активне компоненте, као што су исправљачки диодни мост, транзисторски инверторски моста, побудно коло и управљачки микроконтролер, нису критични по питању величине, и могу бити начињени у SMD технологији или се могу интегрисати на керамичку подлогу која има добра термоелектрична својства и велику механичку чврстоћу.

Већина компоненти погонског претварача међусобно се повезује преко двослојне или вишеслојне штампане плоче, па се онда јавља проблем дозвољене густина струје по водовима и критично растојање између водова по питању струја цурења и диелектричне чврстоће, односно пробојних напона. Густина струје штампаног вода зависи од услова хлађења, површине проводника, температуре окружења, утицаја околних компоненти, броја слојева штампане плоче и квалитета бабра од ког је начињена штампана плоча. Густина струје може бити $20-30A/mm^2$, зависно од претходно наведених услова [30]. Стандардне дебљине бакарне фолије од којих се ради штампана плоча су $17.5\mu m$, $35\mu m$, $70\mu m$ и $105\mu m$. За водове енергетских кола искључиво се користи фолија дебљине $70\mu m$ и $105\mu m$, и по потреби у више паралелних слојева код вишеслојних плоча. На пример за струју ефективне вредности $1A$ потребан је бакарни проводник-писта ширине $0.52mm$, односно $200mils$. Ако су у питању водови по којима теку струје на високим учестаностима, што је најчешћи случај код претварача, треба узети у обзир и ефекат потискивања струје и ефекат близина, што доводи до повећања потребне ширине бакарне писте. Пробојни напона између штампаних проводника може се повећати заштитом са одговарајућим синтетичким лаковима и смолама. У случају да није могуће задовољити одговарајући пропис мора се врши просецање плоче на критичним местима.

Услед блиског положаја компоненти које су на штампаној плочи, посебно компоненти енергетског кола, долази до међусобног термичког утицаја, услед чега долази до промене термичке слике и до пораста термичке отпорности појединих тачака. То могу бити улазни диодни мост, електролитски кондензатор једносмерног међукола, шант отпорник за мерење струје једносмерног међукола, компоненте помоћног напајања.

Транзистори инверторског моста морају имати допунско расхладно тело. За претварач мале снаге прекидачки транзистори су у *SMD* кућишту и директно се леме на штампану плочу преко потребне површине за хлађење. За погонске претвараче веће снаге прекидачки транзистори морају бити у кућишту *TO220* или *TO247*, који се монтирају на посебне хладњаке. Због ограниченог простора хладњак треба да буде кућиште мотора на који се на одговарајући начин транзистори учвршћују. Још већа уштеда у простору постиже се применом интегрисаних инверторских мостова, где произвођач прекидачких транзистора на керамичку подлогу интегрише свих шест транзистора са повратним диодама. Типичан пример је *International Rectifier*, са својим модулома из серије *CPV362* [37]. Постоје тежње се на исту керамичку подлогу интегришу инверторски мост са одговарајућим побудним колима, чиме би се још више смањили габарити инвертора.

Специфичан проблем који се јавља при дизајну минијатурног погонског претварача је помоћно напајање контролно управљачке електронике. Наиме, код стандардних претварача користе се помоћна напајања која заузимају добар део површине штампане плоче, у неким случајевима и до 40% . Потребна снага а тиме и величина помоћног напајања доминантно зависи од потрошње на нивоу $+5V$ којим се напаја управљачки микроконтролер и коло за серијску комуникацију ако се користи.

Yakov, Zestier и Ovens дају предлог за примену пасивне Snubber мреже доњег транзистора претварача за добијање помоћног напона $15V$ за напајање управљачких кола [11]. Дата идеја са малим изменама може бити примењена и код погонског претварача мале снаге. Могу се користити и други паразитни ефекти рада инвертора за добијање потребног помоћног напајања.

Погонски претварач који је уграђен у мотор изложен је вибрацијама и ударима чија учестаност може имати спектралне компоненте у опсегу од неколико *Hz* до неколико *KHz*. Механичке вибрације и удари могу довести до механичког преоптерећења компоненти и њиховог отказа, тако да је анализирати дати проблем и смањити дејство удара и вибрација [29,31].

1.3) *Кратак садржај рада*

Предмет научне расправе у раду је методологија пројектовања погонског претварача за Теслин асинхрон мотор, са освртом на претварач малих димензија и ниске производне цене. Потребно је детаљно анализирати проблеме помоћног напајања погонског претварача, електромагнетне компатибилност и утицај на окружење, избора компоненти енергетског кола и процене губитака на њима.

Рад је организован у десет поглавља, где су анализирани проблеми дизајна минијатурног погонског претварача и дати предлози за решавање истих.

У другом поглављу разматрају се постојеће топологије и усваја топологија која ће бити примењена код дизајна минијатуризованог погонског претварача. Предлаже се структура погонског претварача са редукованим бројем компоненти, који би имао минималне димензије за дефинисане радне услове.

У трећем поглављу анализирају се критеријуми за избор компоненти енергетског кола минијатурног погонског претварача. Посебан осврт је на проблем избора кондензатора у једносмерном међуколу, по критеријуму ефективне струје. Даје се поступак рачуна и процене губитака снаге на улазном исправљачу и инверторском мосту, на основу којих се врши тремички прорачун и дизајн потребног расхладног тела.

У четвртном поглављу даје се предлог реализације управљачког и побудног кола са минималним бројем компоненти у циљу минимизирања габарита и цене. Даје се предлог управљачког кола на бази осмобитног *RISC* микроконтролера, са мултиплексираним аналогоно/дигиталним конверторима. Све функције заштите, регулације брзине и генерисања ширински модуласаних побудних сигнала се програмски имплементирају. За побудно коло предлаже се примена интегрисаних драјвера серије *IR2xxx*, са напајањем преко запречне диоде.

У петом поглављу анализира се проблематика помоћног напајања контролно управљачке електронике погонског претварача. У типичним апликацијама користе се већ позната решења прекидачких извори који раде на бази индиректних галвански раздвојених претварача. У случају погонског претварача малих димензија и ниске цене, дата решења углавном нису задовољавајућа. У раду се анализирају решења која раде на бази паразитних ефекти рада погонског претварача, као што су валовитост напона и струје једносмерног међукола и мотора. Анализира се проблем самостартовања и статичке стабилности таквих решења. Поред тога анализирају се решења која раде независно од погонског претварача и која могу имати излаз галвански раздвојен или нераздвојен, зависно од потребе.

У шестом поглављу рад се бави прегледом проблема електромагнетне компатибилности енергетских претварача. Детаљније се описује начин генерисања и преноса кондукционих сметњи на високим учестаностима, које потичу од комутације прекидача у погонском претварачу. Даје се приказ решења која се најчешће користе у пракси ради отклањања негативних ефеката тих сметњи. Анализира се и проблем појаве виших хармоника улазне струје исправљача која загађује напојну дистрибутивну мрежу. Даје се приказ решења за отклањање виших хармоника, која се користе у пракси, и нека специфична решења која би се користила код погонских претвара.

У седмом поглављу укратко се осврће на проблем механичких осцилација и удара.

У осмом поглављу су резултати тестирања и мерења на лабораторијским моделима који су начињени ради експерименталне верификације предложених решења.

Девето поглавље је закључак са критичким освртом на анализирани проблеме и смернице даљег рада.

Десето поглавље је списак коришћене референтне литературе.

2) Структура минијатуризованог погонског претварача

2.1) Спецификација захтева

Технички захтеви зависе од примене погонског претварача. То може бити претварач који се уграђује у кућиште мотора, и заједно са мотором чини целину. Типичан пример су пумпе малих снага, најчешће за централно грејање или индустријске технолошке процесе. Такође, претварач се може уградити у кућиште другог уређаја, веш машина, фрижидер, грејање, хлађење, вентилација и слично и у том случају ради као подсколоп и извршни орган неког другог уређаја.

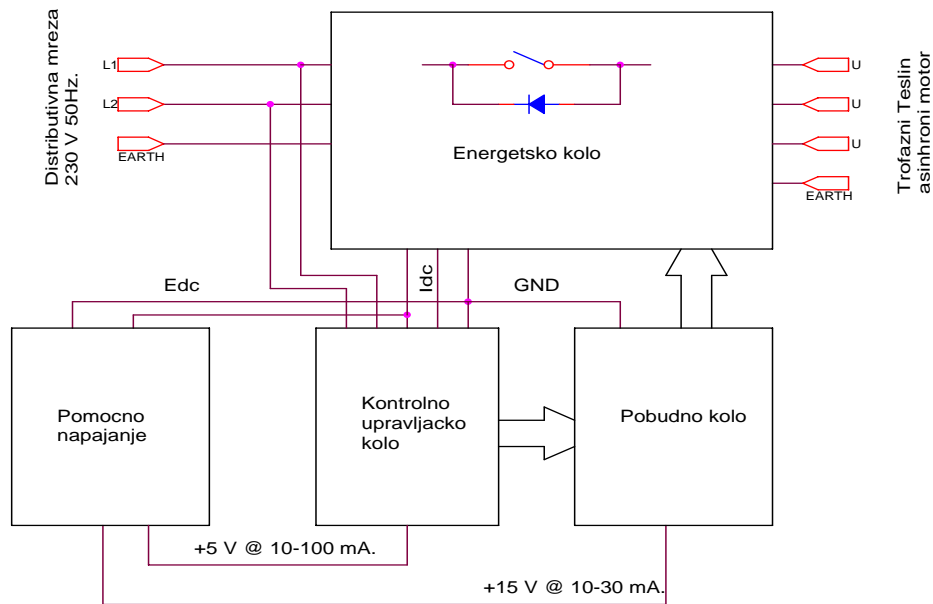
Основне техничке карактеристике су заједничке за све категорије минијатурних погонских претварача за Теслин асинхрони мотор и то су:

- Претварач се напаја са дистрибутивне мреже $230V+10/-15\%, 50Hz$,
- Излазни напони су симетрични трофазни, амплитуде $0-200V$ и учестаности $0-100Hz$, а у неким случајевима и до $300Hz$. Амплитуда и учестаност излазног напона су функционално зависни и дефинисани по критеријуму константног флукса, максималног степена искоришћења или константног напона, зависно од задате брзине обртања вратила мотора и критеријума регулације,
- Брзина обртања вратила мотора се задаје аналогно преко линеарног давача или преко аналогног улаза. У неким апликацијама брзина се може или мора задавати у дигиталној форми преко галвански изоловане серијске везе,
- Брзина обртања се регулише применом неке од метода безсензорске регулације, најчешће компезацијом клизања,
- Претварач треба да поседује потребне видове заштите,
- Цена и габарити треба да буду оптимизовани, односно минимални, и
- Претварач треба да задовољава одговарајуће норме по питању електромагнетске компатибилности, вибрација и удара .

2.2) Структурна реализација

На слици 2.1 дат је уопштени блок дијаграм погонског претварача. Можемо уочити више блокова који су међусобно зависни и повезани. Четири основна блока су:

- енергетско коло,
- контролно управљачко коло,
- побудно коло, и
- помоћно напајање.



Слика 2.1.: Структурни блок дијаграм минијатуризованог погонског претварача.

2.2.1) Енергетско коло

Можемо дефинисати три типа или категорије погонских претварача, односно енергетских кола погонског претварача. То су:

- матрични конвертори,
- струјни инвертори, и
- напонски инвертори.

Матрични конвертори су претварачи код којих се врши директна конверзије енергије од улазног према излазном сиситему. Другим речима, код матричних конвертора не постоји једносмерно међуколо са акумулацијом енергије. Дуго времена ова категорија претварача је била скоро заборављена, да би средином деведесетих поново постала актуелна тема истраживања. Развојем *IGBT* прекидачких транзистора са малом прекидачким губицима, матрични конвертори постају све актуелнији. У новије време анализирају се нове топологије матричних конвертора које представљају један вид комбинације двосмерних *PWM* исправљача и напонских инвертора, [39]. При томе се жели дизајнирати претварач без

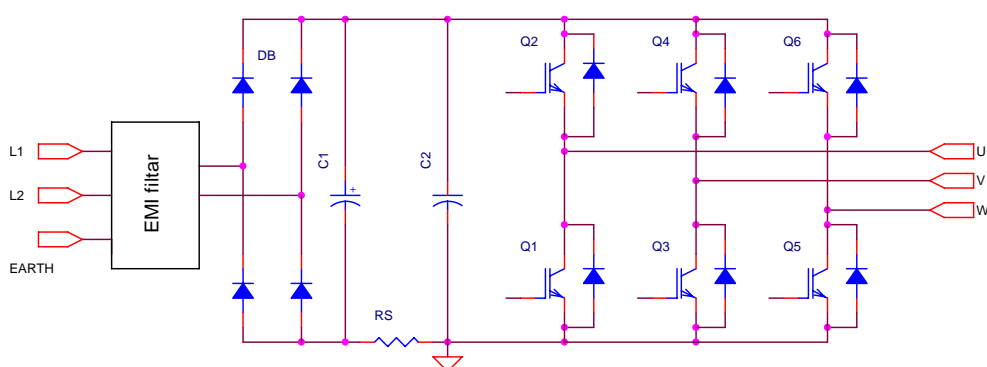
Структура минијатуризованог погонског претварача

великих пасивних компоненти као што су електролитски кондензатори и индуктивности, често спомињани -all silicon converters-.

Струјни и напонски инвертори су претварачи са једносмерним међуколом са акумулацијом енергије. Код струјних инвертора акумулатор енергије је пригушница велике индуктивности у једносмерном међуколу, док је код напонских инвертора акумулатор енергије електролитски кондензатор великог капацитета. Струјни инвертори су примењивани код погона великих снага, али полако падају у заборав са појавом новије генерације *IGBT* прекидачких транзистора.

Напонски инвертори са разним методама *PWM* модулације су тренутно највише примењивани. Већина комерцијално доступних, индустријски произведених погонских претварача су напонски инвертори са диодним/тиристорским улазним исправљачким мостом и *IGBT* излазним инверторским мостом.

На следећој слици можемо видети топологију типичног енергетског кола погонског претварача напајаног из једнофазне дистрибутивне мреже.



Слика 2.2.: Енергетско коло минијатуризованог погонског претварача

Дата топологија се предлаже за реализацију минијатуризованог погонског претварача и састоји се од:

- излазног инврторског моста, са шест прекидачких транзистора,
- улазног исправљача који се прикључује на одговарајућу дистрибутивну мрежу и који треба да обезбеди потребан напон једносмерног међукола,
- улазног филтра за ограничење нивоа електромагнетних сметњи на ниво дозвољен прописима, и
- шант отпорника у једносмерном међуколу, којим се мери једносмерна струје у циљу заштите погона и регулације брзине.

Кондензатор *C1* је главни електролитски кондензатор у једносмерном међуколу. У неким апликацијама, као што је веш-машина дати кондензатор може бити замењен са активном серијско паралелном везом два кондензатора, о чему ће бити више речи у поглављу 6. При томе *PWM* алгоритам мора бити оптимизован у циљу умањења могућности појаве интерхармоника улазне струје и осцилација брзине обртања вратила мотора.

2.2.2) Побудно и контролно коло

Контролно управљачко коло има следеће функције:

- реализација ширинско импулсне модулације,
- компензација клизања у циљу одржавања задате брзине обртања вратила погонског мотора,
- подешавање флукса у зазору индукционог мотора у циљу постизања задатог критеријума, минимизација губитака, буке, вибрација,
- елиминисање подржаних осцилација брзине услед ефекта мртвог времена, валовитости напона једносмерног међукола и других ефеката, и
- заштита погонског претварача и мотора од деструктивног отказа, приликом нерегуларних радних услова.

Ширинско импулсна модулација је *SPACE VECTOR* модулације и има за циљ да генерише три управљачка сигнала којим се побуђују прекидачки транзистори у инверторском мосту.

Компензација клизања је метода за одржавање брзине обртања вратила мотора у границама блиским задатој референтној брзини, без употребе сензора брзине. Реализује се на основу мерења струје и напона једносмерног међукола и процене брзине клизања.

Флукс у зазору индукционог мотора може се подешавати у циљу постизања жељеног оптимума. То може бити смањење губитака у гвожђу, смањење нивоа акустичког загађења, смањење механичкох вибрација и слично.

Услед неопходног мртвог времена и низа других нелинеарности, може доћи до осцилација брзина обртања вратила погонског мотора и појаве субхармоника улазне струје. Дати проблеми се могу ефикасно елиминисати увођењем повратне спрега по струји једносмерног међукола [7].

Заштитно коло штити претварач и мотор од деструктивног отказа при нерегуларним радним условима и може имати више функција:

- заштита од преоптерећења,
- заштита од ниског и високог напона једносмерног међукола, и
- заштита од високе радне температуре критичних компоненти.

Заштита од преоптерећења се базира на мерењу средње вредности струје и напона једносмерног међукола. На основу те две величина и модулишуће учестаности инвертора процењује се струја мотора, а потом реализује временско кашњење по I^2t карактеристици. Временска константа се може изабрати према најостљивијој компоненти која се жели заштитити. Тиме се може заштитити мотор, транзистори инверторског моста, па чак и кондензатор једносмерног међукола.

Заштита од ниског напона једносмерног међукола има за циљ да искључи погонски претварач ако је напон дистрибутивне мреже односно једносмерног међукола испод дозвољене границе.

Заштита од високог напона једносмерног међукола треба да искључи погонски претварач ако је напон једносмерног међукола изнад дозвољене границе. Напон једносмерног међукола може бити висок у два случаја, ако је висок улазни напон дистрибутивне мреже или ако се погон брзо кочи. Први случај није критичан, осим када у дистрибутивној мрежи дође до квара и појаве међуфазних напона на фазним проводницима. Пренапонска заштита има битну улогу у случају да дође до наглог кочења погона, услед чега се механичка енергија ротационих маса претвара у електричну. У том случају мотор ради у

генераторском а инвертор у исправљачком режиму. Пошто је улазни исправљач диодни и не може се променити ток енергије, долази до пуњења кондензатора у једносмерном међуколу и пораста напона. Када напон достигне праг реаговања заштите, искључују се прекидачки транзистори, инверторски мост прелази у диодни режим и прекида се кочење погона.

Заштита од превисоке температуре критичних компоненти реализује се мерењем температуре помоћу *NTC* отпорника, који се механички везује на хладњак или кућиште мотора.

Заштита од кратког споја на излазу инвертора и земљоспојна заштита се користе код већине погонских претварача. Међутим, код минијатурног погонског претварача та заштита се не користи из два разлога. Први разлог је потреба за хардверском реализацијом тог вида заштите, јер је потребна велика брзина реаговања, реда неколико μs . Хардверска реализација захтева допунско дискретно коло, што повећава габарите и укупну цену претварача. Други разлог је питање потребе за таквим видом заштите. Пошто је у питању претварач који се уграђује у кућиште мотора, или у општем случају кориснику нису доступни излазни терминали, кратак спој се може десити једино приликом пробоја изолације намотаја мотора између две фазе или фазе и кућишта мотора. У оба случаја у питању је квар који захтева ремонт целог мотора, па је ирелевантно дали је при томе отказао и претварач. У случају велике серијске производње може се показати да се веће уштеде у цени добијају ако се не угради краткоспојна заштита, него да се заштита угради и сачува претварач од деструктивног отказа приликом пробоја изолације намотаја мотора.

Контролно управљачко коло се реализује применом осмобитог микроконтролера, најчешће *RISC* фамилије, где се програмски реализују све заштите и регулација брзине компезацијом клизања.

Побудно коло представља спрегу између управљачког микропроцесора и прекидачких енергетских транзистора. Реализује се у интегрисаној технологији и најчешће раздвојено за сваку грану инвертора.

У поглављу 4 биће детаљније обрађена реализација управљачког и побудног кола.

2.2.3) Помоћно напајање

Помоћно напајање је део претварача који има за циљ да обезбеди потребне напона за регуларан рад контролно управљачког кола. То су напајање процесора, $3.3-5V$ при струји оптерећења $10-100mA$ и напон за напајање побудног кола *IGBT* инвертора, типично $15V$ при струји оптерећења $10-30mA$.

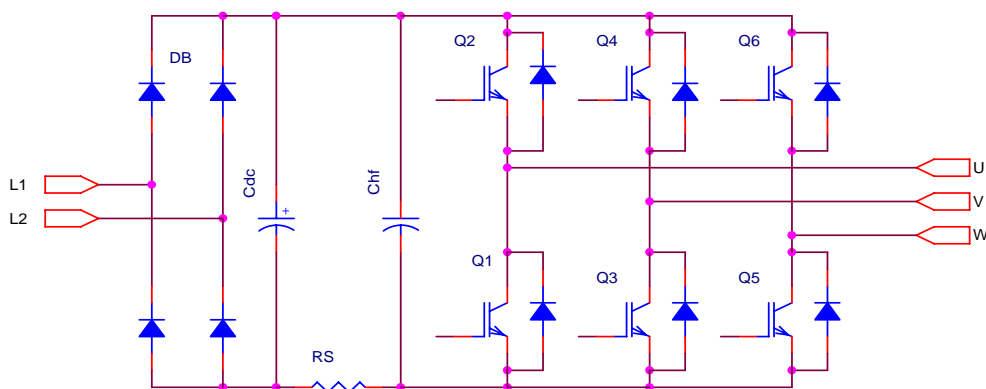
Улазни напон је најчешће напон једносмерног међукола или се користи неки паразитни ефекат рада погонског претварача, зависно од потребне снаге помоћног напајања.

У већини апликација није потребно галванско раздвајање контролне електронике и енергетског кола, односно дистрибутивне мреже, што поједностављује реализацију помоћног напајања. Један случај где део управљачке електронике мора бити изолован ради безбедности корисника се јавља код система за регулацију притиска или неке сличне величина. У том случају сензор регулисане величина мора се изоловати од контролно регулационе електронике која је галвански везана са енергетским колом. И тада се помоћно напајање реализује галвански спојено са енергетским колом али се сензор напаја преко посебног помоћног извора врло малих габарита, који се напаја са напона управљачке електронике, док се мерена величина преноси путем оптичке линеарне или нелинеарне спреге.

У поглављу 5 дата је детаљна анализа неких могућих начина реализације помоћног напајања које се може применити код минијатуризованог погонског претварача.

3) Дизајн енергетског кола

Шема енергетског кола трофазног транзисторског напонског инвертора дата је на слици 3.1. Енергетско коло састоји се од улазног диодног исправљача, једносмерног међукола и излазног инверторског моста.



Слика 3.1.: Енергетско коло погонског претварача.

3.1) Критеријуми за избор компоненти

За претходно показну топологије потребно је изабрати компоненте енергетског кола тако да се обезбеди регуларан рад у свим предвиђеним условима. Избор одговарајућих компоненти врши се на основу рачуна или процене вредности релевантних напона, струја, снага губитака и температура одређених тачака. При томе се узимају у обзир критични услови, као што су улазни напон, оптерећење погона, температура амбијента и минимална учестаност излазног напона.

3.1.1) Улазни исправљач и једносмерно међукола

При дизајну улазног диодног исправљача за одређену снагу погонског претварача потребно је изабрати одговарајући електролитски кондензатор у једносмерном међуколу, исправљачки диодни мост и улазни *EMI* филтар. Параметри на основу којих се врши избор ових компоненти су радни напон, ефективна струја и капацитет кондензатора у једносмерном међуколу, ефективна и средња струја диодног моста, ефективна улазна струја.

Радни напон кондензатора рачуна се на основу највећег очекиваног напона једносмерног међукола, који се остварује у режиму динамичког кочењу. Напон кочења је за 5% до 10% већи од максималног радног напона једносмерног међукола, који се постиже при максималном улазном напону претварача, који је најчешће за 10% већи од номиналног напона.

$$U_{CR} = k_u 1.10 \sqrt{2} U_n \quad (3.1)$$

где је: - U_{CR} – радни напон кондензатора

- k_u – коефицијент сигурности који има вредност $1.20 \div 1.40$
- U_n – номинални напон напајања

За једнофазне исправљаче који се напајају из дистрибутивне мреже $230V$, кондензатори су најчешће за радни напон $U_{CR}=400 \div 450V$.

Потребан капацитет се рачуна на основу критеријума дозвољене валовитости напона једносмерног међукола и може се проценити по следећој релацији.

$$C_0 = \frac{I_{DC}}{\Delta E_{DC}} T_0 \left(0.25 + \frac{1}{2\pi} \arcsin \left(1 - \frac{\Delta E_{DC}}{\sqrt{2}U_n} \right) \right) \quad (3.2)$$

- где је:
- I_{DC} – струја оптерећења исправљача
 - ΔE_{DC} – валовитост напона једносмерног међукола
 - T_0 – период мрежне учестаности
 - U_n – номинални мрежни напон

Други критеријум је ефективна струја кондензатора, која се може проценити по релацији 3.3, која је добијена за случај да је оптерећење исправљача струјни понор.

$$I_{CRMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(C_0 \Delta E_{DC})^2}{T_0^2 \left(0.25 + \frac{1}{2\pi} \arcsin \left(1 - \frac{\Delta E_{DC}}{U_m} \right) \right)^2} + \left(\frac{U_m C_0 2\pi}{T_0} \right)^2 \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_0 + \frac{1}{2} \sin 2 \left(\frac{\pi}{2} + \varphi_0 \right) \right)}}$$

$$\varphi_0 = \arcsin \left(1 - \frac{\Delta E_{DC}}{U_m} + \frac{2U_{D0}}{U_m} \right) \quad (3.3)$$

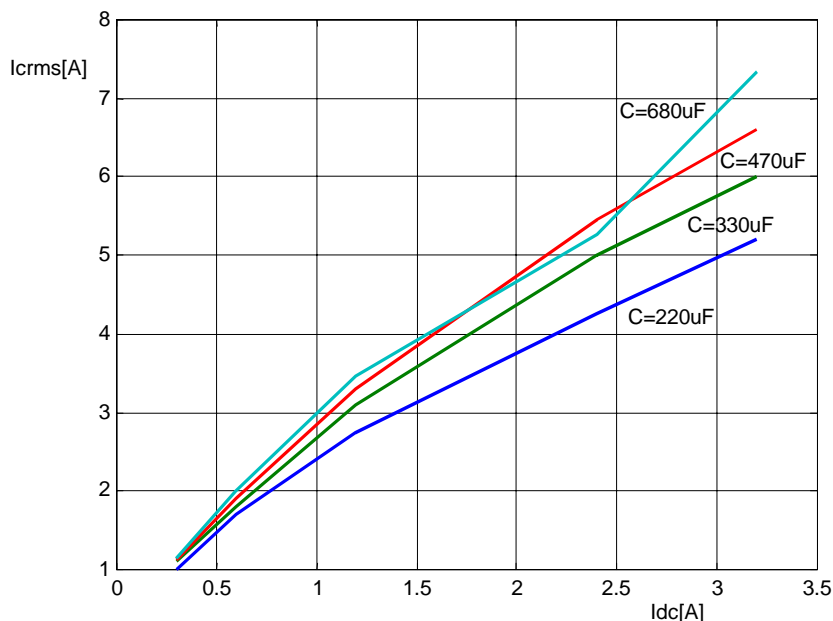
- где је: $-\varphi_0$ – угао укључења исправљачких диода

На сликама 3.2 дата је зависност ефективне струје кондензатора од једносмерне струје оптерећења исправљача. Однос ефективне струје кондензатора и средње струје исправљача је дат на слици 3.3. Дати дијаграми добијени су симулацијом у програмском пакету *PSPICE* за случај да је исправљач оптерећен константном струјом.

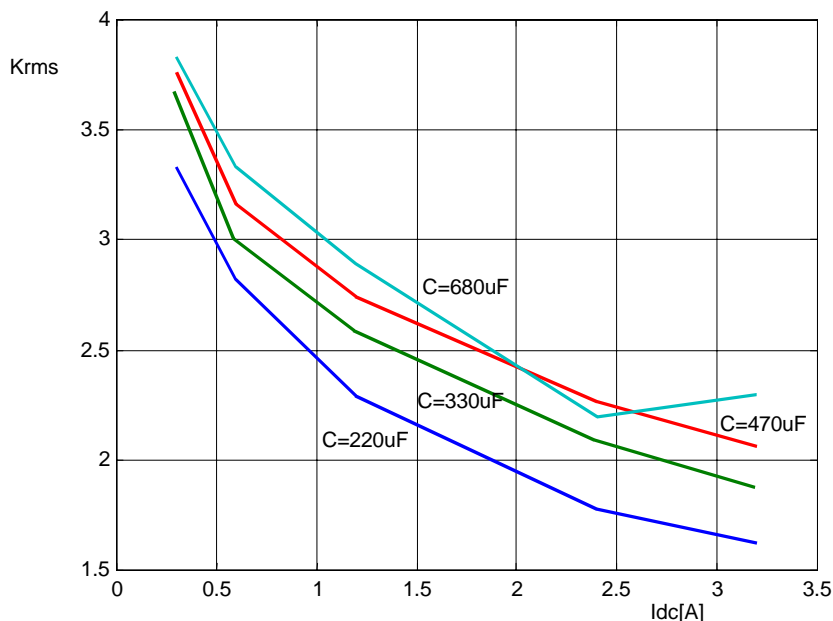
$$K_{RMS} = \frac{I_{CRMS}}{I_{DC}} \quad (3.4)$$

Вршна струја кондензатора може се проценити по следећој релацији.

$$I_{C \max} = U_m \omega C_0 \sin \left(\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{\Delta E_{DC}}{U_m} + \frac{2U_{D0}}{U_m} \right) \right) \quad (3.5)$$



Слика 3.2.: Зависност ефективне струје кондензатора једносмерног међукола од струје оптерећења. Напон једносмерног међукола $E_{DC} = 300V$.



Слика 3.3.: Зависност односа ефективне струје кондензатора једносмерног међукола и струје оптерећења од струје оптерећења. Напон једносмерног међукола $E_{DC} = 300V$.

У реалном случају, када је оптерећење исправљача PWM инвертор и асинхрони мотор, ситуација је нешто компликованија. Наиме, поред струје виших хармоника мрежне учестаности постоје и хармоници на учестаности комутације инвертора. Мерења показују да је у том случају ефективна струја кондензатора нешто мања, него у случају хипотетичког оптерећења са струјним понором. Зависност ефективне струје кондензатора једносмерног међукола од струје мотора може се описати следећом релацијом, која је експериментално добијена при фактору снаге мотора $\cos \varphi = 0.6 \div 0.8$.

$$I_{CRMS} = a_2 I_m^2 + a_1 I_m \quad (3.6)$$

где је: $-I_m$ - вршна струје мотора

$-a_1=1.0 \div 1.2$; $a_2=0.014 \div 0.02$ - коефицијенти који се добијају мерењем за кондензатор $C_0=220 \div 680 \mu F$ и модулишућу учестаност $f_m=50 Hz$

На основу процењене или рачунате вредности ефективне струје потребно је изабрати одговарајући кондензатор. Произвођачи електролитских кондензатора дају у виду табела дозвољене вредности ефективне струје, зависно од учестаности и радног напона, [32, 33].

Табела 3.1.: Дозвољене ефективне струје електролитских кондензатора радног напона $400V$, за учестаност $120Hz$

$C[\mu F]$	220	270	330	390	470	560	680
$I_{CRMS}[A]$	1.50	1.73	1.95	2.15	2.35	2.42	3.08

Табела 3.2.:Корекциони фактор дозвољене ефективне струје електролитских кондензатора у зависности од учестаности.

Учестаност -Hz	50	60	120	300	1K	10K	50K
160÷250V	0.81	0.85	1.00	1.17	1.32	1.45	1.50
400÷450V	0.77	0.82	1.00	1.16	1.30	1.41	1.43

У табелама 3.1, 3.2 дате су дозвољене ефективне струје кондензатора за радни напон $U_r=400V$, и корекциони фактор у зависности од учестаности, за електролитске кондензаторе произвођача *NICHICON*, [33]. Може се уочити велика зависност дозвољене ефективне струје од учестаности, што је последица диелектричних губитака кондензатора, о чему ће бити касније више речи.

Ефективна струја кондензатора сведена на учестаност $120Hz$, може се проценити по следећој релацији.

$$I_{CRMS(120)}^2 = \sum_{k=1}^N (I_i k_i)^2 \quad (3.7)$$

где су: $-k_i$ - коефицијенти зависни од учестаности

$-I_i$ - ефективне струје појединих хармоника

Потребни коефицијенти могу се добити из претходне табеле методом интерполације, при чему је основни хармоника двострука мрежна учестаност, $100Hz$. Међутим у пракси постоје велике промене садржаја хармоника струје кондензатор у зависности од параметара дистрибутивне мреже, па није сврсисходно рачунати сведену вредност ефективне струје кондензатора. У том смислу довољно је изабрати кондензатор на основу процењене, или измерене тоталне вредности ефективне струје кондензатора.

Диодни мост улазног исправљача се димензионише на основу средње и ефективне вредности струје диода. Средња вредност струје диода је:

$$I_{DAV} = \frac{1}{2} I_{DC} \quad (3.8)$$

Ефективна вредност струје диода дата је релацијом 3.9, под претпоставком да исправљач напаја потрошач типа струјни понор.

$$I_{DRMS} \cong 0.707 \sqrt{I_{CRMS}^2 + I_{DC}^2} \quad (3.9)$$

где је: $-I_{DC}$ - средња вредност струје потрошача
 $-I_{CRMS}$ - ефективна вредност струје кондензатора

Вршна вредност струје диодног моста зависи од оптерећења и капацитета кондензатора једносмерног међукола и може се рачунати по следећој релацији.

$$I_{Dmax} = I_{DC} + U_m \omega C_0 \sin \left(\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(1 - \frac{\Delta E_{DC}}{U_m} + \frac{2U_{D0}}{U_m} \right) \right) \quad (3.10)$$

Типична вредност је: $I_{Dmax} \cong 6 \div 8 I_{DC}$

Ефективна вредност улазне струје је:

$$I_{RMS} \cong \sqrt{I_{CRMS}^2 + I_{DC}^2} \quad (3.11)$$

3.1.2) *Инверторски мост*

Инверторски мост је топологија са 6 прекидачких транзистора са напонским напајањем, слика 3.1. Спрега мотора и инверторског моста је најчешће директна, без допунских филтара. Прекидачки транзистори су *IGBT*, мада се у неким апликацијама мале снаге, до *200W*, могу употребљавати и *MOSFET* транзистори.

Прекидачки транзистори инверторског моста се бирају на основу напона једносмерног међукола, вршне струје мотора и укупних губитака при дефинисаним условима.

$$U_{CEBR} = E_{DCmax} k_U$$

где су: $-U_{CEBR}$ - пробојни напон транзистора

$-k_u$ - напонски коефицијент сигурности, типично $1.5 \div 2$.

Радни напони *IGBT* транзистора су стандардизовани и то су *600, 1200, 1700V*, па се за минијатурне погоне користе *IGBT* за радни напон *600 V*.

Потребна радна струја *IGBT* се рачуна зависно од максималне струје мотора и потребног степена преоптеретљивости претварача.

$$I_{Cmax} = \nu k_i I_m$$

Дизајн енергетског кола

- где су: - I_m - вршна струја мотора
- I_{Cmax} - трајна струја транзистора
 - k_i - коефицијент сигурности типично 1.5
 - ν - коефицијент преоптерећења, који зависи од примене погонског претварача. Типичне вредности су 2÷5.

По питању брзине прекидања потребно је наћи компромис између комутационих губитака, кондукционих губитака и цене прекидача. Наиме, брзе прекидачке компоненте имају мање комутационе губитке и веће кондукционе губитке и цену, док спорији прекидачки имају веће комутационе губитке и мање кондукционе губитке и мању цену. При томе се узима у обзир потребна комутациона учестаност и метода модулације.

У следећој табели дат је пример односа губитака за три типа *IGBT* прекидачких транзистора.

Табела 3.3.: Упоредне карактеристике *IGBT* по критеријуму комутационих и кондукционих губитака, за струју $I=1A$ и температуру споја $\theta_{jc}=100\text{ }^\circ\text{C}$

Карактеристика	Стандард	Брзи	Ултра брзи
V_{CE}	1.3 V	1.5 V	1.9 V
W_{SW}	0.54mJ	0.16 mJ	0.055 mJ
W_{ST}	0.625W	0.75W	0.95W

За изабрани *IGBT* потребно је проценити губитке и максималну температуру споја при дефинисаним критичним условима. Ако је рачунски добијена температура споја за најтежи радни режим већа од дозвољене, типично 150°C , потребно је изабрати *IGBT* који има мање губитке и мању термичку отпорност између споја и кућишта. О процени губитака и термичком дизајну биће доцније речи.

3.2) Процена губитака

3.2.1) Процена губитака на улазном исправљачу

Укупни кондукциони губици на диодном мосту могу се рачунати по следећој релацији,

$$P_{\gamma D} \cong 2U_{DF}I_{DC} + 2r_D(I_{CRMS}^2 + I_{DC}^2) \quad (3.12)$$

где је: $-U_{DF}$ - директни напон диоде

$-r_D$ - динамичка отпорност диоде

$-I_{DC}$ - струја оптерећења

$-I_{CRMS}$ - ефективна струја кондензатора једносмерног међукола

док се комутциони губици диода могу занемарити, с' обзиром да исправљач ради у режиму прекидних струја.

Губици на електролитском кондензатору могу се поделити на две компоненте. Компонента губитака који потичу од редне паразитне отпорности- ESR дата је релацијом 3.13.

$$P_{\gamma ESR} = ESR \cdot I_{CRMS}^2 \quad (3.13)$$

где је: $-ESR$ - еквивалентна серијска отпорност

$-I_{CRMS}$ - укупна ефективна струја кондензатора

Друга компонента губитака су диелектрични губици који се јављају услед поларизације диелектрика кондензатора и могу се рачунати по следећој релацији.

$$P_{\gamma dil} \cong \frac{1}{2\omega_0 C_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{tg \delta}{1 + tg^2 \delta} \frac{I_{Ck}^2}{k} \cong \frac{1}{2\omega_0 C_0} \frac{tg \delta}{1 + tg^2 \delta} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_{Ck}^2}{k} \quad (3.14)$$

где је: $-C_0$ - капацитет кондензатора

$-\omega_0$ - кружна мрежна учестаност

$-I_{Ck}$ - хармонијске компоненте струје кондензатора

$-tg \delta$ - дисипациони фактор, који је приближно константан за учестаности од интереса

Табела 3.7.: Дисипациони фактор за *NICHICON* електролитске кондензаторе.

Радни напон -V-	160	180	200	250	400	450
$tg \delta_{MAX}$	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.20

У пракси се губици на кондензатора једносмерног међукола најчешће не рачунају, већ се избор кондензатора врши на основу процењене или мерене вредности ефективне струје по табелама 3.5; 3.6. Податак о губицима је потребан у случају да се процењује температура у унутрашњости претварача ради дизајна хладњака за хлађење полупроводничких компоненти или процене међусобног утицаја компоненти.

3.2.2) Процена губитака на инверторском мосту

Губитке на инверторском мосту можемо поделити на кондукционе које потичу од пада напона на прекидачу у стању провођења и комутационе који потичу од ефекта комутације струје између два прекидача исте гране. Под прекидачем се подразумева управљиви полупроводнички прекидач типа *IGBT* и повратна диода као неуправљиви полупроводнички прекидач.

Кондукциони губици у општем случају су дефинисани следећом релацијом,

$$P_{CSW} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{SW} i_{SW} dt \cong U_{ST} I_{AV} + r_{DSW} I_{RMS}^2 \quad (3.15)$$

где је излазна карактеристика прекидача апроксимирана релацијом 3.16.

$$u_{SW} \cong U_{ST} + r_{DSW} i_{SW} \quad (3.16)$$

где је: $-U_{st}$ - статички напон прекидача

$-r_{DSW}$ - динамичка отпорност прекидача

$-i_{SW}$ - тренутна вредност струје прекидача

$-I_{RMS}$ - ефективна струја прекидача

$-I_{AV}$ - средња струја прекидача

Енергију губитака при укључењу и искључењу даје произвођач за дефинисане услове, као што су струја прекидача, напон прекидача, услови побуде и температура. Произвођач даје већину података као фамилију кривих у функцији више параметара. Те криве могу се довољно тачно описати једначинама првог или другог реда, чији се коефицијенти добијају методом интерполације. У општем случају комутациони губици су дати следећом релацијом.

$$P_{\gamma SW} = \frac{1}{T} \left(\int_{t_1}^{t_2} u_{SW} i_{SW} dt + \int_{t_3}^{t_4} u_{SW} i_{SW} dt \right) = f_S (W_{on} + W_{off}) \quad (3.17)$$

где је: $-t_1; t_2; t_3; t_4$ - времена комутације искључења и укључења

$-f_S$ - комутациона учестаност

$-W_{on}$ - енергија губитака при укључењу

$-W_{off}$ - енергија губитака при искључењу

Укупна енергија губитака дата је релацијом 3.18, при чему се предпостављена линеарна зависност од напона комутације и отпорности у колу гејта.

$$W_{total} = W_{on} + W_{off} \cong (a_0^{ref} + a_1^{ref} I_C + a_2^{ref} I_C^2) \frac{E_{DC}}{V_{CC}} \frac{R_G}{R^{ref}} = (a_0 + a_1 I_C + a_2 I_C^2) \frac{E_{DC}}{V_{CC}} \quad (3.18)$$

- где је:
- E_{DC} - радни напон транзистора, односно једносмерног међукола
 - R_G - отпор у колу гејта
 - R^{ref} - отпор у колу гејта за који је дат дијаграм енергије губитака
 - V_{CC} - напон за који је дат дијаграм енергије губитака
 - I_C - радна струја прекидача
 - a_1, a_2 - коефицијенти који се добијају као каталожки подаци, или се добијају интерполацијом са одговарајућих дијаграма

3.19. Комутациони губици диоде рачунају се на основу каталожких података по релацији

$$P_{SD} \cong \left(Q_D - \frac{I_{rr}^2}{2 \left| \frac{dI_F}{dt} \right|} \right) V_{R0} f_S = \left(b_1 I_C - \frac{b_2 I_C^2}{2 \left| \frac{dI_F}{dt} \right|} \right) V_{R0} f_S \quad (3.19)$$

- где је:
- f_S - комутациона учестаност
 - V_{R0} - референтни инверзни напон диоде
 - Q_D - просторно наелектрисање споја диоде
 - I_{rr} - струја опоравка диоде
 - I_C - струја комутације
 - b_1, b_2 -коефицијенти који се добијају као каталожки подаци, или се добијају интерполацијом са одговарајућих дијаграма.
 - dI_F / dt -брзина промене струје диоде, зависи од топологије и биће доцније дефинисана за случај једне гране инвертора.

Просторно наелектрисање Q_D и струја опоравка диоде I_{rr} су нелинеарно зависни од струје комутације и могу се апроксимирати једначинама другог реда, чији се коефицијенти добијају неком од метода интерполације са дијаграма коју даје произвођач, за константну брзине промене струје диоде/транзистора.

Комутациони губици су дефинисани за случај претварача са тврдом комутацијом при константним напоном напајања и струји оптерећења. На слици 3.4 дата је једна грана инверторског моста са тврдом комутацијом, са занемареним паразитним индуктивностима једносмерног међукола и терминала прекидачког *IGBT* транзистора. Да би израчунали губитке по претходним релацијама потребно је израчунати средњу и ефективну струју транзистора и повратне диоде. Предпоставимо да је струја мотора синусна, дефинисана следећом релацијом.

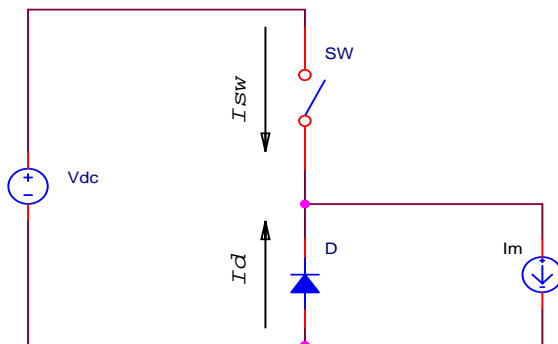
$$I = I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) \quad (3.20)$$

Предпоставимо да је примењена синусна модулација где је индекс модулације прекидача *SW* дат изразом 3.21.

$$m(t) = \frac{1}{2}(1 + M \sin(\omega_0 t)) \quad (3.21)$$

где је: - $M = f(\omega_0)$ - дубина модулације, која је функционално зависна од модулишуће учестаности

- ω_0 - кружна учестаност модулишућег сигнала



Слика 3.4.: Једна грана инверторског моста са тврдом комутацијом

Средња и ефективна струја прекидача на периоду комутације је:

$$I_{SWAV(kT_S)} = \frac{1}{T_S} \int_{kT_S}^{(1+k)T_S} i_{SW} dt \quad I_{SWRMS(kT_S)}^2 = \frac{1}{T_S} \int_{kT_S}^{(1+k)T_S} i_{sw}^2 dt \quad (3.22)$$

Ако се предпостави $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} \gg T_S$, струју на једном периоду комутације можемо сматрати константном,

$$i_{sw}(t) = i_{sw}(kT_S) \dots \forall \dots kT_S \leq t < (1+k)T_S \quad (3.23)$$

$$k = INT\left(\frac{t}{T_S}\right) \quad (3.24)$$

где је: - T_S - период комутације

- k - индекс дискретизованог времена

па се средња и ефективна струја добијају по следећим релацијама.

$$I_{SWAV(kT_S)} = I_m \sin(\omega_0 k T_S - \varphi) \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega_0 k T_S)) \quad (3.25)$$

$$I_{SWRMS(kT_S)}^2 = I_m^2 \sin^2(\omega_0 k T_S - \varphi) \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega_0 k T_S)) \quad (3.26)$$

Средња и ефективна струја прекидача на периоду модулишуће учестаности је дата следећом релацијом.

$$I_{SWAV} = \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} i_{SW} dt = \frac{1}{T_0} \sum_{k=N_1}^{N+N_1} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} i_{SW} dt \quad I_{SWRMS}^2 = \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} i_{sw}^2 dt = \frac{1}{T_0} \sum_{k=N_1}^{N+N_1} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} i_{sw}^2 dt \quad (3.27)$$

где је: $-t_1 = \frac{\varphi}{2\pi} T_0$ - време кашњења струје

$$-N = \frac{T_0}{T_s} \quad N_1 = \frac{\varphi}{2\pi} N$$

$$i_{sw} = \begin{cases} I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) \dots \dots \dots t_1 \leq t \leq t_1 + \frac{T_0}{2} \\ 0 \dots \dots \dots \text{ostalo} \end{cases} \quad (3.28)$$

Ако је комутациона учестаност вишеструко већа од модулишуће, тада се може увести апроксимација: $N \rightarrow \infty$. У том случају изрази за ефективну и средњу струју прекидача добијају облик:

$$I_{SWAV} \cong I_m \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos \varphi \right) \quad I_{SWRMS}^2 \cong I_m^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right) \quad (3.29)$$

Средња вредност комутационих губитака транзистора на периоду модулишуће учестаности добија се из 3.18 и 3.27, по релацији 3.30.

$$P_{swAV} = \frac{1}{T_0} f_s \int_{t_1}^{t_1+T_0} W_{total}(t) dt = \left(a_0 + \frac{a_1 I_m}{\pi} + \frac{a_2 I_m^2}{4} \right) \frac{E_{DC}}{V_{CC}} f_s \quad (3.30)$$

Укупна средња вредност губитака на периоду модулишуће учестаности по једном транзистору је:

$$P_{swAV} \cong \left(a_0 + \frac{a_1 I_m}{\pi} + \frac{a_2 I_m^2}{4} \right) \frac{E_{DC}}{V_{CC}} f_s + U_{ST} I_m \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos \varphi \right) + r_{swD} I_m^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right) \quad (3.31)$$

Средња и ефективна струја повратне диоде D добија се на сличан начин. Индекс модулације повратне диоде је:

$$m_D(t) = \frac{1}{2}(1 - M \sin(\omega_0 t)) \quad (3.32)$$

Средња и ефективна струја диоде на периоду комутационе учестаности је дата следећом релацијом.

$$I_{DAV(kT_S)} = \frac{1}{T_S} \int_{kT_S}^{(1+k)T_S} i_{sw} dt = I_m \sin(\omega_0 kT_S - \varphi) \frac{1}{2} (1 - M \sin(\omega_0 kT_S)) \quad (3.33)$$

$$I_{DRMS(kT_S)}^2 = \frac{1}{T_S} \int_{kT_S}^{(1+k)T_S} i_{sw}^2 dt = I_m^2 \sin^2(\omega_0 kT_S - \varphi) \frac{1}{2} (1 - M \sin(\omega_0 kT_S)) \quad (3.34)$$

Средња и ефективна струја диоде на периоду модулишуће учестаности је дата следећом релацијом.

$$I_{DAV} \cong I_m \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \cos \varphi \right) \quad I_{DRMS}^2 \cong I_m^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right) \quad (3.35)$$

Брзина промене струје колектора, односно повратне диоде која комутује, генерално зависи од брзине пораста напона гејт емитер *IGBT* транзистора. Брзина промене напона гејт емитер зависи од капацитивност гејта и укупне отпорности у колу гејта *IGBT* -а. Дата зависност може се дефинисати следећом релацијом.

$$\frac{dI_F}{dt} = -\frac{dI_C}{dt} = -\frac{U_{ge0} g_m}{R_G C_{ge0}} \quad (3.36)$$

где је: $-U_{ge0}$ - стационарна вредност напона побуде гејта транзистора

$-C_{ge0}$ - капацитивност гејта транзистора у искљученом стању

$-R_G$ - отпорност у колу гејта

$-g_m$ - преносно појачање *IGBT*-а

Укупна средња вредност комутационих губитака диоде на периоду модулишуће учестаности добија се из 3.19 и 3.28 по релацији 3.37.

$$P_{SDAV} = \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} P_{SD}(t) dt = \left(b_1 \frac{I_m}{\pi} - \frac{b_2 I_m^2}{16 \frac{dI_C}{dt}} \right) E_{DC} f_S \quad (3.37)$$

Укупна средња вредност губитака на периоду модулишуће учестаности по једној повратној диоди је дата следећом релацијом.

$$P_{DAV} \cong \left(b_1 \frac{I_m}{\pi} - \frac{b_2 I_m^2}{16 \frac{dI_C}{dt}} \right) E_{DC} f_s + U_{DST} I_m \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \cos \varphi \right) + r_{DD} I_m^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \cos \varphi \right) \quad (3.38)$$

Из релација 3.18, 3.38 уочава се утицај отпорност у колу гејта на вредност комутационих губитака. Међутим са смањењем отпорност у колу гејта расте брзина промене струје транзистор и диоде и струје опоравка диоде. Може се показати да отпорност у колу гејта утиче и на брзину промене напона транзистора. Сви ови ефекти повећавају ниво комутационих електромагнетних сметњи, које се преносе по водовима унутар и ван претварача. Поред тога јавља се проблем комутационих пренапона услед велике брзине промене струје кроз паразитне индуктивности једносрпног међукола и терминала *IGBT*. У пракси се налази компромис између губитака, нивоа сметњи и комутационих пренапона, при чему се тежи да се сметње и комутациони пренапони умање оптимизацијом *PCB*-а, посебно смањењем паразитних индуктивности.

Претходним релацијама је дефинисана средња вредност укупних губитака на периоду модулишуће учестаности. Међутим, због проблема мале термичке капацитивности полупроводничког споја, у режиму ниске модулишуће учестаности долази до осцилација температуре споја, па је потребно проценити зависност средње вредности од времена на периоду комутације. Другим речима средња вредност губитака на транзистору и диоди, на периоду комутације може се посматрати као тренутна вредност губитака на периоду модулишуће учестаности. Ова претпоставка је валидна ако је комутациона учестаност довољно висока у односу на модулишућу, што је најчешћи случај у пракси.

Тренутна вредност губитака транзистора се добија из 3.25, 3.26 и 3.18 по следећој релацији.

$$P_{SWAV}(t) \cong \left(a_0 + a_1 I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) + a_2 I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \varphi) \right) \frac{E_{DC}}{V_{CC}} f_s + U_{swST} I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega_0 t)) + r_{swD} I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \varphi) \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega_0 t)) \dots \dots \dots \varphi \leq \omega t \leq \varphi + \pi \quad (3.39)$$

Тренутна вредност губитака повратне диоде се добија из 3.33, 3.34 и 3.19 по следећој релацији.

$$P_{DAV}(t) \cong \left(b_1 I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) - \frac{b_2 I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \varphi)}{2 \frac{dI_C}{dt}} \right) E_{DC} f_s + U_{DST} I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) \frac{1}{2} (1 - M \sin(\omega_0 t)) + r_{DD} I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \varphi) \frac{1}{2} (1 - M \sin(\omega_0 t)) \dots \dots \dots \varphi \leq \omega t \leq \varphi + \pi \quad (3.40)$$

Код новије генерације прекидача у истом кућишту интегришу се транзистор и одговарајућа повратна диода. У том случају произвођач даје као податак укупну енергију комутационих губитака, где су урачунати комутациони губици транзистора и губици опоравка повратне диоде у истој грани. Ако комутациони губици нису појединачно познати,

онда је потребно на основу укупних комутационих губитака по једном сету транзистор-диола и релација 4.36, 4.37 проценити укупне тренутне губитке на транзистору, релација 3.41.

$$\begin{aligned}
 P_{SWAV}(t) &\cong \left(a_0 + a_1 I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) + a_2 I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \varphi) \right) \frac{E_{DC}}{V_{CC}} f_s \\
 &- \left[b_1 I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) - \frac{b_2 I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \varphi)}{2 \frac{dI_C}{dt}} \right] E_{DC} f_s \quad (3.41) \\
 &+ U_{swST} I_m \sin(\omega_0 t - \varphi) \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega_0 t)) \\
 &+ r_{swD} I_m^2 \sin^2(\omega_0 t - \varphi) \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega_0 t)) \dots \dots \dots \varphi \leq \omega_0 t \leq \varphi + \pi
 \end{aligned}$$

У практичном случају дата зависност се може апроксимирати са синусном функцијом, која је дата следећим релацијама.

$$P_{SWAV}(t) \cong \begin{cases} P_{SW \max}(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t) \dots \dots \dots \varphi \leq \omega_0 t \leq \varphi + \pi \\ 0 \end{cases} \quad (3.42)$$

$$P_{DAV}(t) \cong \begin{cases} P_{D \max}(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t) \dots \dots \dots \varphi + \pi \leq \omega_0 t \leq \varphi \\ 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

Вршна вредност губитака на транзистору и диоди у претходној релацији може се проценити по критеријуму максималне вредности функција 3.40 и 3.41.

$$\frac{\partial P_{SWAV}(\omega_0 t)}{\partial(\omega_0 t)} = 0; \Rightarrow \omega_0 t = \alpha_{SW} \quad (3.44)$$

$$\frac{\partial P_{DAV}(\omega_0 t)}{\partial(\omega_0 t)} = 0; \Rightarrow \omega_0 t = \alpha_D \quad (3.45)$$

За добијене критичне углове, заменом у релације 3.40 и 3.41 могу се добити зависност вршне вредности губитака од дубине модулације односно од модулишуће учестаности.

$$P_{SW \max} = P_{SWAV}(\omega_0) \quad (3.46)$$

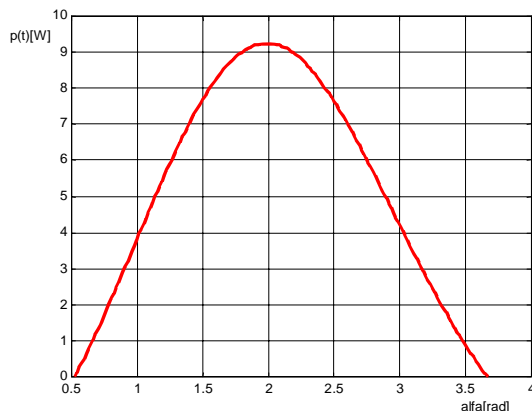
$$P_{D \max} = P_{DAV}(\omega_0) \quad (3.47)$$

Решавање претходне релације је доста компликовано, па се у пракси проблем решава симулацијом, најчешће у *Matlab*-у за дефинисане услове рада и параметре прекидачких компоненти.

Пример:

На следећој слици дат је дијаграм тренутне снаге губитака за транзистор *IRG4IBC20FD*, са подацима:

- $I_C = 9 [A]$ $V_{CC} = 480 [V]$ $U_{swST} = 0.97 [V]$ $r_{swD} = 0.0775 [\Omega]$
- $f_S = 5 [KHz]$
- $E_{DC} = 300 [V]$
- $I_m = 5 [A]$
- $R_G = 27 [\Omega]$
- $R^{ref} = 50 [\Omega]$
- $a_0 = 0.039$
- $a_1 = 0.23$
- $a_2 = -0.0040$
- $\cos\varphi = 0.86$
- $M = 0.85$



Слика 3.5.: Тренутне вредности губитака прекидачког транзистора

3.2.3) Процена губитака на шанту

Шант отпорник се користи за мерење струје једносмерног међукола, у циљу реализације заштите од преоптерећења, за процену и компензацију клазања ротора и за реализацију повратне спреге у циљу елиминације подржаних осцилација, [7]. Најчешће се користе отпорници мале подужне индуктивности, због велике брзине промене струје. Отпорност шанта се бира зависно од потребног мерног напона и дозвољеног нивоа губитака на шанту. Ефективна струја шанта је:

$$I_{RRMS} \cong I_m 0.75\sqrt{M} \leq I_m 0.75 \quad (3.48)$$

где је: -*M*- дубина модулације
 -*I_m*- вршна струја мотора

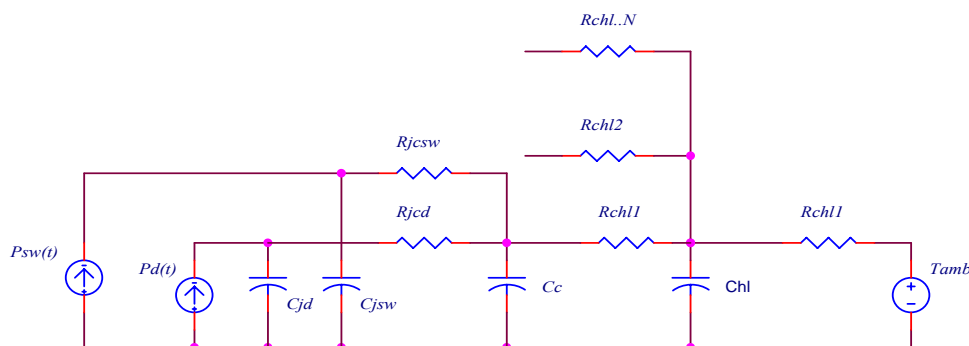
па је за дозвољену снагу дисипације отпорност шанта:

$$R_S \leq \frac{P_{DS}}{I_m^2} 1.33 \quad (3.49)$$

3.3) Термички дизајн

Под термичким дизајном претварача подразумева се прорачун или процена температуре појединих карактеристичних тачака, најчешће везаних за полупроводнички инверторски мост. То су спој (кристал), површина кућишта полупроводничке компоненте, површина хладњака на коју се причвршћује једна или више компоненте. Дати проблем је у општем случају тродимензиони, али се у пракси поједностављује и посматра као једнодимензиони. Просторни модел се користи само у случају када се врши анализа просторне расподеле температуре у оквиру претварача ако је у питању густо паковање компоненти. Тада долази до изражаја ефекат близине и међусобни утицај компоненти, па се анализа врши неком од нумеричких метода.

На слици 3.6. дата је упрошћена термичка шема за случај када се истим хладњаком хлади више транзистора и диода.



Слика 3.6.: Потпуна термичка шема за пар транзистор-диола у истом кућишту и N транзистора и диода на истом хладњаку.

Средња вредност губитака на периоду комутације је временски променљива са периодом једнаким периоду модулишуће учестаности, релације 4.39, 4.40 и 4.41. Ако се предпостави да је термичка временска константа полупроводничког споја и кућишта прекидача доста већа од периода модулишуће учестаности, анализа и термички дизајн се може начинити са средњом вредношћу губитака на периоду модулишуће учестаности. Проблем наступа када погонски претварач ради са малом модулишућом учестаношћу, при чему је погон оптерећен номиналним моментом, односно струја претварача је номинална. Наиме, тада су период тренутне снаге и термичка временска константа полупроводничког споја-кристала истог реда величине, па долази до великих осцилација вршне температуре самог споја, [8]. Ако се термички прорачун базира на средњој вредности губитака на периоду модулишућег сигнала, долази до прегревања споја и отказа прекидача.

Термичка капацитивност споја C_j најчешће није доступна као каталогски податак. Међутим, произвођачи полупроводничких прекидача, [37], дефинишу комплексну термичку импедансу Z_{jC} у функцији учестаности и таласног облика тренутне снаге губитака. Са дефинисаних дијаграма могу се проценити параметри еквивалентног термичког модела жељеног реда. Из добијеног модела за дефинисану минималну учестаност треба срачунати температуру полупроводничког споја. Најкритичнији случај наступа када је модулишућа учестаност блиска нули, односно када је струја мотора споропрменљива. У том случају температуре полупроводничких спојева се морају рачунати преко тренутних вршних снага губитака, које су дефинисане релацијама 4.39 - 4.45.

Максимална температура кућишта транзистора или диоде при којој вршна температура споја не прелази дозвољену вредност дата је следећим изразима.

Дизајн енергетског кола

$$\theta_{CSW} = \theta_{j \max} - R_{jCSW} P_{SW \max} \quad (3.50)$$

$$\theta_{CD} = \theta_{j \max} - R_{jCD} P_{D \max} \quad (3.51)$$

где је: $-\theta_{CSW}; \theta_{CD}$ - температура кућишта транзистора, односно диоде

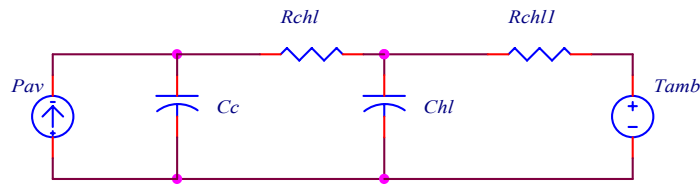
$-\theta_{j \max}$ - дозвољена температура споја

$-R_{jCSW}$ - термичка отпорност спој-кућиште транзистора

$-R_{jCD}$ - термичка отпорност спој-кућиште диоде

$-P_{SW \max}$ - вршна вредност губитака транзистора

$-P_{D \max}$ - вршна вредност губитака диоде



Слика 3.7.:Сведена термичка шема.

Код полупроводничких прекидача новије генерације у исто кућиште интегришу се транзистор и повратна диода. У том случају дозвољена температура кућишта транзистор-диоде рачуна се по релацији:

$$\theta_{CSW} = \theta_{CD} = \min(\theta_{j \max} - R_{jCSW} P_{SW \max}; \theta_{j \max} - R_{jCD} P_{D \max}) \quad (3.52)$$

Потребна термичка отпорност хладњака рачуна се по услову да температура кућишта полупроводничког прекидача буде мања од дефинисане у свим радним режимима. Укупна тренутна снага пара транзистор-диода у истом кућишту приближно једнака модулу синусне функције и термичка константа кућишта је доста већа од периода модулишуће учестаности тако да се може сматрати да је температура кућишта прекидача константна.

$$R_{hl} \leq \frac{\theta_C - \theta_{amb}}{\sum P_{AV}} - R_{Ch} \quad (3.53)$$

где је: $-\theta_{amb}$ - температура амбијента

$-\sum P_{AV}$ - средња вредност губитака свих компоненти монтираних на хладњак

$-R_{Ch}$ - термичка отпорност прелаза кућиште-хладњак

Термички отпор спој-кућиште R_{jC} даје произвођач. Типичне вредности за *IGBT* произвођача *International Rectifier*, дате су у следећој табели.

Табела 3.8.:Типичне вредности термичког отпора спој - кућиште.

	<i>IRGPC50FD</i>	<i>IRGPC40FD</i>	<i>IRGPC30FD</i>	<i>IRGPC20FD</i>
$R_{jCSw} [K/W]$	0.64	0.77	1.2	2.1
$R_{jCD} [K/W]$	0.83	1.7	2.5	3.5

Термички отпор кућиште-хладњак R_{Ch} зависи од типа кућишта транзистора и начина монтаже истог на хладњак. У пракси се најчешће примењује монтажа преко изолационе подлошке. У следећој табели дате су типичне вредности прелазног отпора за најчешће коришћене изолационе материјале.

Табела 3.9.:Типичне вредности термичког отпора кућиште-хладњак преко изолационе подлошке.

	<i>T0220</i>	<i>T0247</i>
<i>лискун</i>	0.80	0.55
<i>керамика</i>	1.34	1.08
<i>полиамид</i>	0.57	0.31

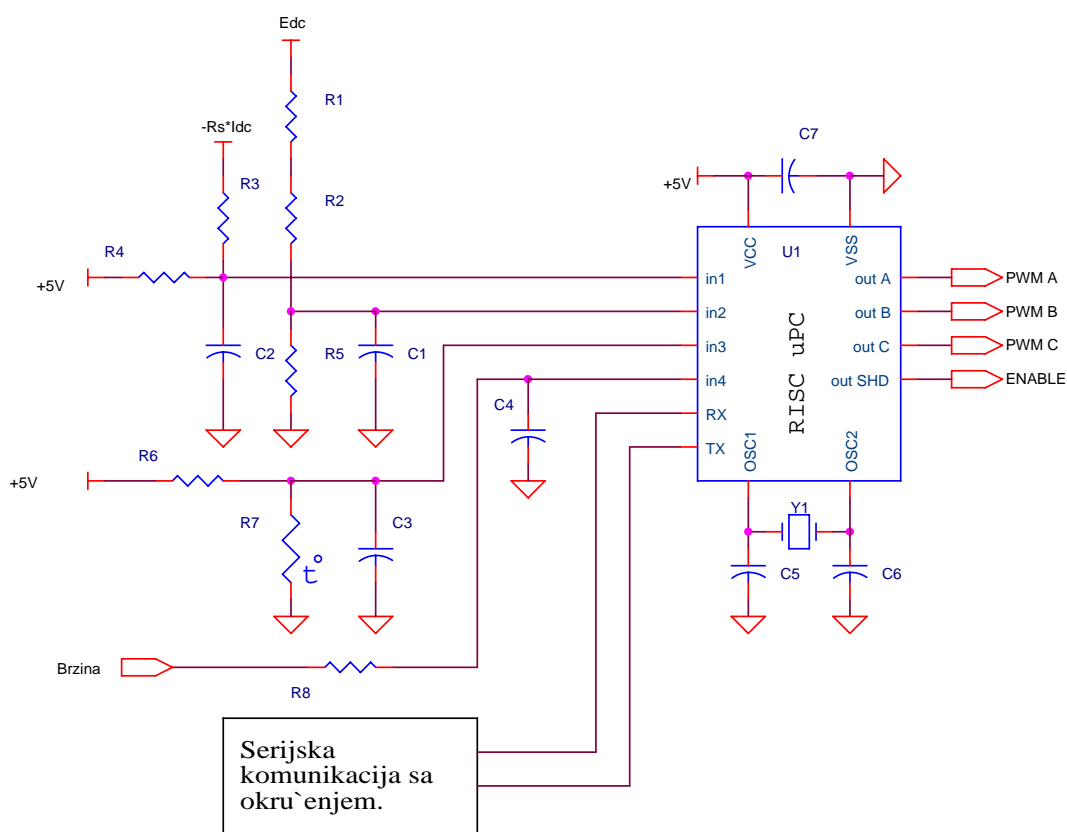
При пројектовању минијатуризованих погонских претварача, у крајњем случају претварача који се уграђују у сам мотор ситуација се доста компликује. Наиме, услед малог међусобног растојања између компоненти долази до промене термичких карактеристика и пораста температуре у појединим тачкама. Температура у појединим тачкама унутар претварача може достићи вредност од преко $60^{\circ}C$. Ова температура представља амбијенталну температуру за компоненте самог претварача. Полупроводничке компоненте нису угрожене и могу се користити компоненте за температурни опсег $125^{\circ}C$. Међутим овако високе радне температуре могу јако утицати на смањење животног века електролитских кондензатора у једносмерном међуколу и помоћном извору напајања. У том случају морају се користити електролитски кондензатори за радне температуре $105^{\circ}C$ и велике ефективне струје.

4) Управљачко и побудно коло

4.1) Управљачко коло

Управљачко коло погонског претварача има две основне функције. То је генерисање ширинско модулисаних побудних импулса за управљање прекидачким транзисторима излазног инверторског моста и заштита погонског претварача и мотора при нерегуларним радним условима. Модулација ширине импулса врши се на основу задате референтне брзине и мерења напона и струје једносмерног међукола у циљу компензације клизања и елиминисања подржаних осцилација [7].

Заштите које се реализују су заштита од преоптерећења која је базирана на мерењу средње вредности струје једносмерног међукола, заштита од ниског и високог напона једносмерног међукола и заштита од високе температуре хладњака или кућишта мотора, која се реализује мерењем температуре помоћу полупроводничког давача. На слици 4.1 дато је једно решење управљачког кола применом *RISC* микроконтролера, у коме су обједињене све претходно наведене функције. Као што је речено у другом поглављу, код минијатуризованих погонских претварача заштита од кратког споја најчешће се не користи.



Слика 4.1.: Управљачко коло минијатурног погонског претварача.

За мерење потребних величина користи се интерни *AD* конвертор микроконтролера, који има 4 или више мултиплексираних улаза. Свођење мерених величина на ниво *AD* конвертора врши се помоћу пасивних *RC* мрежа.

Напон једносмерног међукола сведен на ниво AD конвертора је:

$$U_{IN1} = E_{DC} \frac{R_5}{R_1 + R_2 + R_5} \frac{1}{1 + sT_U} \quad (4.1)$$

Временска константа филтра је реда $100-500\mu s$.

$$T_U = C_3 \frac{R_5(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_5} \quad (4.2)$$

Струја једносмерног међукола мери се помоћу шант отпорника и мреже R_3 , R_4 и C_2 , којом се филтрира сигнал струје и додаје потребан *offset* напон. Додавање *offset* напона је неопходно јер је сигнал струје негативан због позиције шант отпорника и референтне масе. Вредност мереног напона на улазу AD конвертора је:

$$U_{IN2} = \left(5 \frac{R_3}{R_3 + R_4} - i_{DC} R_S \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \frac{1}{1 + sT_I} \quad (4.3)$$

Временска констата филтра је реда $1-10ms$

$$T_I = C_2 \frac{R_4 R_3}{R_4 + R_3} \quad (4.4)$$

Температура хладњака се може мерити помоћу NTC отпорника R_7 . Зависност напона AD конвертора од температуре дата је следећом релацијом, за типичан NTC .. $KTY10$ и оптималну вредност отпорника $R_6=2.2K\Omega$.

$$U_{IN3} = 2.165 + \theta \cdot 0.00865 \quad (4.5)$$

где је: θ температура [$^{\circ}C$]

Референтна брзина се може задавати аналогно, одговарајућим напонским или струјним сигналом преко одговарајућег улаза AD конвертора. Други начин је путем серијске везе, преко одговарајућег порта и галвански изоловане комуникационе картице.

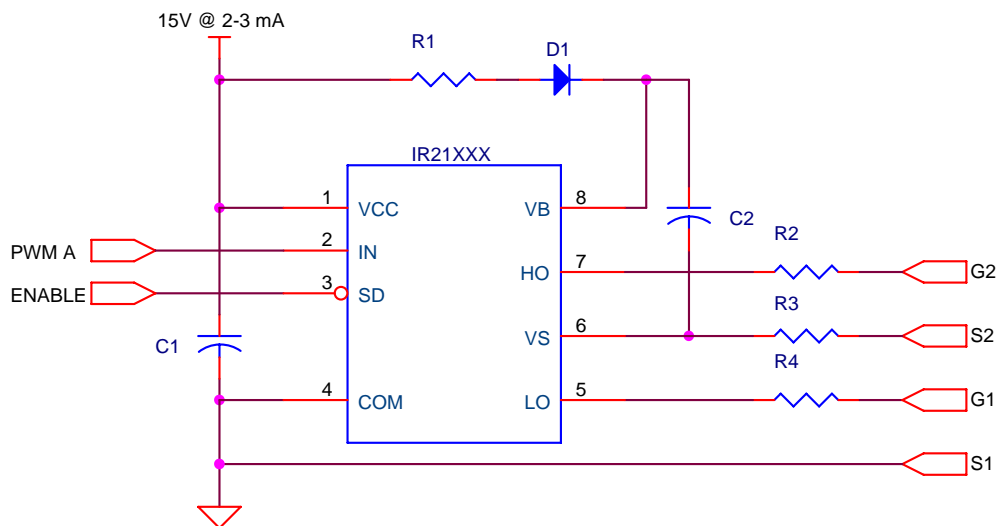
Микроконтролер управља инверторским мостом преко четири излаза. То су три ширинско модулисана излаза, A , B , C и излаз за дозволу рада прекидача, најчешће означен са $ENABLE$.

Системски сат је реализован као кристални али RC осцилатор зависно од потребне тачности такта.

Ширинско импулсни модулатор реализује се по алгоритму *Space Vector* модулације из разлога већег искоришћења напона једносмерног међукола и смањења броја комутација прекидача у једном периоду, односно смањење комутационих губитака.

4.2) Побудно коло

Побудно коло представља везу између дигиталног погонског контролера и енергетског дела погонског претварача. Реализује се са интегрисаним колима без галванског раздвајања и напајањем преко запречне диоде (*charge pump diode*). Типично решење је дато на следећој слици. Најчешће се користе интегрисана побудна кола произвођача *International Rectifier*. У циљу смањења габарита погонског претварача, користе се побудна кола код којих је интерно хардверски реализовано генерисање сигнала за горњи и доњи транзистор инверторског моста и дефинисано мртво време (DT) које за брзе *IGBT* новије генерације може бити реда $DT=500-1000ns$.



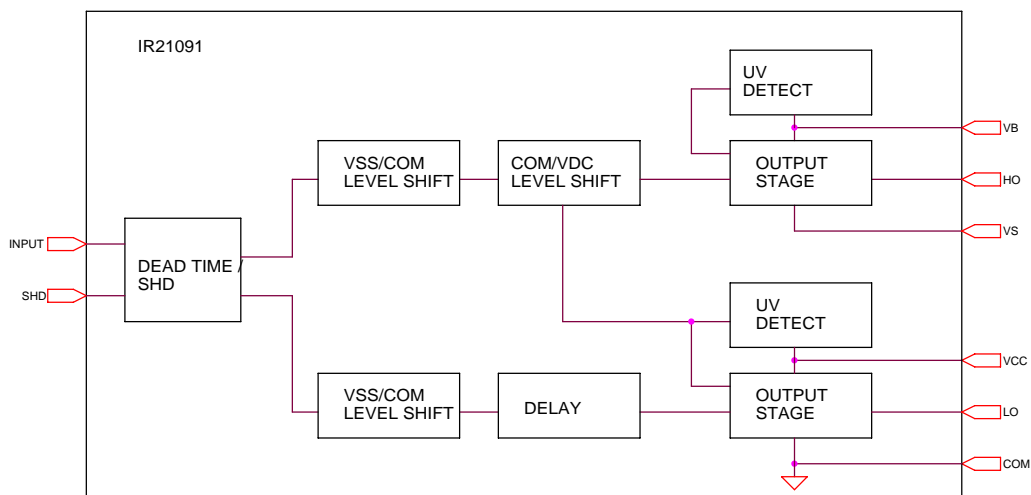
Слика 4.2.: Побудно коло једне гране инверторског моста.

Напајање излазног степена побудног кола горњег *IGBT* остварије се преко “*charge pump*” диоде $D1$ и кондензатора $C2$. Отпорник $R1$ ограничава струје пуњења кондензатора $C2$ приликом укључења доњег транзистора инверторског моста, и има вредност $10-20\Omega$.

Отпорницима $R2$, $R3$ и $R4$ дефинише се брзина промене напона гејта емиттер прекидачког транзистора, односно брзина промене струје и напона транзистора и повратне диоде. Тиме се утиче на вредност комутационих губитака, ниво пренапона при искључењу и нивоа електромагнетних сметњи, о чему је више било речи у поглављу 3. Типичне вредности ових отпорника су реда $20-100\Omega$ и бирају се на основу препорука произвођача прекидачких транзистора. Отпорност отпорника $R2$ и $R3$ је најчешће једнака половини отпорности отпорника $R4$.

Интегрисана побудна кола типа *IR21xxx* су вишефункционална. Типична структура се може видети на следећој слици, [37]. Састоје се од улазног степена са раздвајањем сигнала за горњи и доњи прекидачки транзистор са генерисањем потребног мртвог времена. У неким случајевима мртво време се може подешавати са отпорником који се прикључује на одговарајући пин. Улазни степен има два улаза, *INPUT* као *PWM* улаз и *SHD*, као улаз за принудно искључење и блокаду оба прекидачка транзистора.

Други степен је диференцијални појачивач за подизање напонског нивоа, којим се управља излазним степеном побудног кола горњег прекидачког транзистора.



Слика 4.3.: Структура типичног побудног кола са померањем нивоа.

Трећи степен је излазни степен потребног струјног капацитета за пуњење и пражњење капацитета гејт емитер прекидачког транзистора. Потребан струјни капацитет побудног кола зависи од струјног и напонског рејтинга прекидачког *IGBT* транзистора којим се управља, и може бити $100-2000[mA]$.

Четврти степен је поднапонска заштита која има за циљ да искључи побуду *IGBT* транзистора ако је напон напајања излазног степена побудног кола испод минимално дозвољене границе, најчешће $10-11V$.

5) Помоћни извори напајања

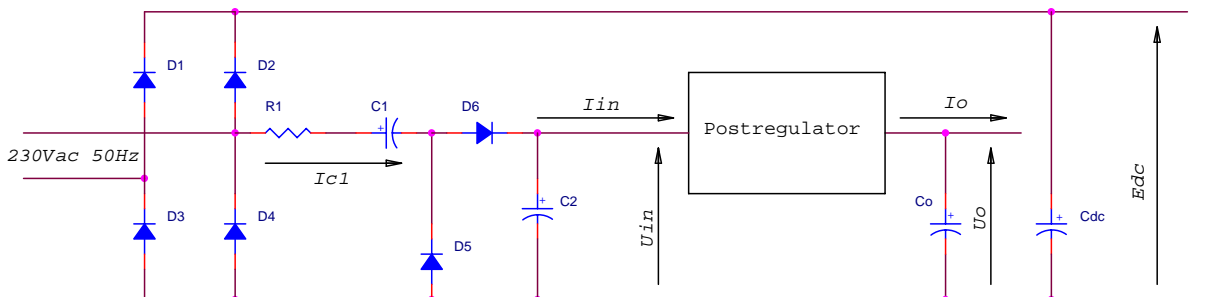
Извори напајања су направе које имају за циљ да обезбеде потребан напон за регуларан рад контролно управљачког кола. За погонски претварач мале снаге најчешће је потребно обезбедити напон за напајање процесора, типично $3.3-5V$ при струји оптерећења $10-100mA$ и напон за напајање побудног кола *IGBT* инвертора, типично $15V$ при струји оптерећења $10-30mA$.

Улазни напон помоћног напајања је најчешће напон једносмерног међукола. У неким случајевима могу се користити паразитни ефекти рада погонског претварача, зависно од потребне снаге помоћног напајања.

5.1) Помоћно напајање на бази паразитних ефеката

5.1.1) Помоћно напајање на бази мрежне учестаности

Први тип помоћног напајања са кондензаторском спрегом користи наизменичну компоненту напона средње тачке улазног диодног моста, слика 5.1.



Слика 5.1.: Помоћно напајање са средње тачке диодног исправља .

Принцип рада састоји се у наизменичном пуњењу и пражњењу кондензатора $C1$ преко одговарајућих диода. Пуњење кондензатора врши се преко диоде $D6$ и кондензатора $C2$, односно оптерећења, при чему су проводне диоде $D2$ и $D3$. Приликом пуњења кондензатора $C1$ кроз потрошач и филтарски кондензатор $C2$ протекне одређена количина наелектрисања. Променом поларитета улазног напона укључује се диода $D1$ енергетског моста и струјом оптерећења кондензатор $C1$ се празни кроз диоду $D5$. Када се кондензатор $C1$ испразни, укључује се диода $D4$ и искључује диода $D5$. У стационарном стању средња вредност струје пуњења кондензатора $C1$ једнака је струји потрошача помоћног напајања.

Ако предпоставимо: $C_2 \rightarrow \infty \Rightarrow U_0 = const.; I_0 = const.$, онда важе следеће релације.

$$\Delta q = \int_0^{T_0/2} i_1 dt = I_0 \frac{T_0}{2} = C_1 (U_m - U_0) \quad (5.1)$$

Потребан капацитет кондензатора $C1$ за дефинисану струју оптерећења помоћног напајања и улазни напон претварача може се рачуна се по следећој релацији.

$$C_1 \geq \frac{I_0 T_0}{(U_m - U_0) 2} \quad (5.2)$$

Потребан капацитет кондензатора $C2$ за дефинисану струју оптерећења и валовитост напона потрошача може се израчунати по следећој релацији.

$$C_2 \geq \frac{I_0 T_0}{2 \Delta U_0} \quad (5.3)$$

где је: $-I_0$ - средња вредност струје потрошача
 $-U_m$ - вршна вредност напона мреже
 $-U_0$ - напон потрошача
 $-P_{ZD}$ - снага дисипације зенер диоде
 $-\Delta U_0$ - дозвољена валовитост напона потрошача
 $-T_0$ - период мрежне учестаности

Претходно изведена анализа рада важи само у случају да је погонски претварач оптерећен, односно да постоји довољно велика струја једносмерног међукола да у потпуности испразни кондензатор $C1$. У случају да та струја није довољна, доћи ће до кумулативног подизања напона једносмерног међукола. Наиме, приликом пражњења кондензатора $C1$ акумулирано наелектрисање се претаче у кондензатор једносмерног међукола, преко диоде $D5$, мреже и диоде $D1$. При томе диода $D4$ исправљачког моста није укључена. Приликом овог процеса мрежа и кондензатор $C1$ су редно везани на једносмерно међуколо. Ако је струја оптерећења енергетског диодног моста мала кондензатор $C1$ се неће потпуно испразнити. Из тог разлога смањује се протекло наелектрисање кроз кондензатор $C1$, а тиме и средња струја која се предаје потрошачу, тако да напон потрошача опада до нуле.

Процес пражњења кондензатора $C1$ почиње у тренутку који је дефинисан следећом релацијом.

$$E_{Dc} = u_m(t) + U_{C1} \quad (5.4)$$

Пуњење кондензатора $C1$ одвија се независно од оптерећења енергетског дела претварача и напон кондензатора $C1$ на крају процеса пуњења је $U_c = U_m - U_0$. Стационарно стање наступа када напон једносмерног међукола достигне двоструку вредност вршног мрежног напона. При томе је напон потрошача једнак нули.

$$E_{DC \max} = 2U_m - U_0 \quad (5.5)$$

Минимална струја оптерећења енергетског кола која обезбеђује регуларан рад помоћног напајања је:

Помоћни извори напајања

$$I_{op\ min} = \frac{U_m - U_0}{T_0} C_1 = I_0 \quad (5.6)$$

Минимална потребна снага оптерећења погонског претварача је:

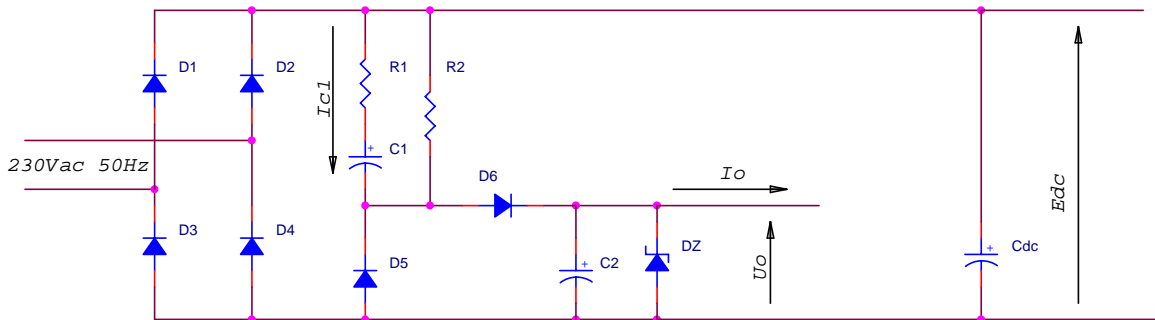
$$P_{op\ min} = I_0 U_m \quad (5.7)$$

Из претходно наведеног може се уочити да овакаво напајање не може самостално да почне са радом, јер на почетку процеса енергетско коло је искључено и нема струје оптерећења, па не може да се постигне потребан напон напајања. Истовремено напон једносмерног међукола расте и може доћи до деструктивног пробоја кондензатора и *IGBT* у излазном инверторском мосту. Дати проблем се може решити употребом нелинеарног оптерећење једносмерног међукола. То би могао бити варистор са радним напонам већим од максималног радног напона једносмерног међукола. Потребна дисипирана снага на варистору је:

$$P_{op\ min} = I_0 U_{VAR} = 400 I_0 \quad (5.8)$$

где је: -400- радни напон варистора

Други тип помоћног напајања користи валовитост напона једносмерног међукола, слика 5.2. Рад је базиран на исправљању и филтрирању наизменичне компоненте напона једносмерног међукола.



Слика 5.2.: Претварач са коришћењем валовитости напона једносмерног међукола.

Средња струја диоде *D6* и потребан капацитет спрежног кондензатора за одређену струју оптерећења дати су следећим релацијама.

$$I_{1AV} = \frac{\Delta E_{DC} - U_0}{T_0 / 2} C_1 \quad (5.9)$$

$$C_1 \geq \frac{T_0 I_0 v}{2(\Delta E_{DC} - U_0)} = 0.71 \frac{T_0 I_0}{\Delta E_{DC} - U_0} \quad (5.10)$$

- где је: - I_0 - средња струја потрошача
 - U_0 - напон потрошача
 - ΔU_0 - дозвољена валовитост напона потрошача

Помоћни извори напајања

- T_0 - период мрежне учестаности
- v - степен сигурности који узима у обзир могуће смањење улазног напона

Ефективна струја кондензатора $C1$ је:

$$I_{c1RMS} = \frac{1.42\pi I_0}{\sqrt{2}} \cong \pi I_0 \quad (5.11)$$

Снага дисипације паралелне зенер диоде је:

$$P_{ZD} = U_0 (I_0 1.7 - I_{0\min}) \quad (5.12)$$

при чему је предпостављено повећање напона 20% , и минимална струја потрошача.

Инверзни напон диода $D1$, $D2$ је:

$$U_{RD1} = U_0 - 0.7 \quad U_{RD2} = U_0 + 0.7 \quad (5.13)$$

Средња и ефективна струја диода је:

$$I_{DAV} = 1.42 I_0 \quad I_{RMS} \cong \frac{\pi}{2} I_0 \quad (5.14)$$

5.1.2) Помоћно напајање на бази ефеката комутације

У претходном одељку видели смо могућност реализације помоћног напајања коришћењем наизменичног мрежног напона или валовитости напона једносмерног међукола. Поред ових ефеката код погонских претварача можемо уочити ефекте који су последица комутације полупроводничких прекидача у инверторском мосту. Ти ефекти су валовитост фазних напона према минус полу једносмерног међукола, валовитост струје мотора и валовитост струје једносмерног међукола.

5.1.2.1) Валовитост фазног напона

Напон између негативног пола једносмерног међукола и излаза инвертора је дефинисан следећом релацијом.

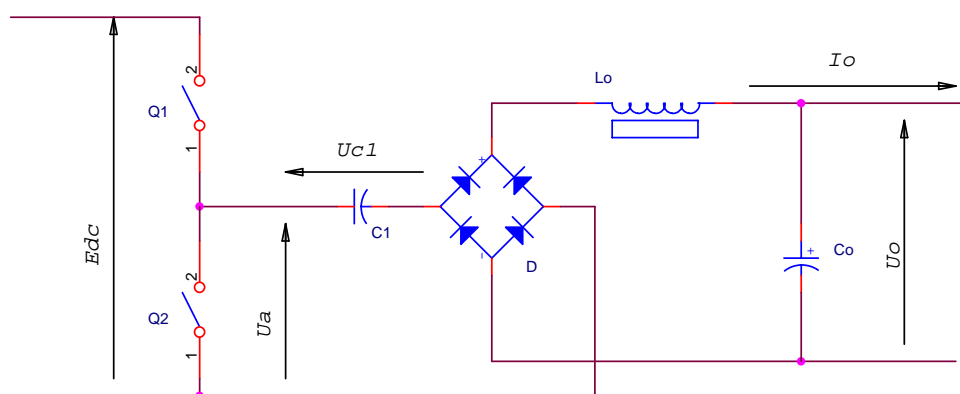
$$u_A = \begin{cases} E & 0 \leq t \leq t_{on} \\ 0 & t_{on} < t \leq T_k \end{cases} \quad (5.15)$$

где је: $t_{on} = mT_k$ - време провођења горњег прекидача инверторског моста

- m - индекс модулација

- T_k - период комутације

Време трајања дискретних вредности фазног напона зависи од тренутног индекса модулације. У спектру фазног напона постоји доминантна компонента на модулишућој учестаности и низ виших хармоника у околини комутационе учестаности. Компонента на модулишућој учестаности је променљива по амплитуди тако да нећемо разматрати њену примену у помоћном напајању.



Слика 5.3.: Мостни исправљач фазног напона.

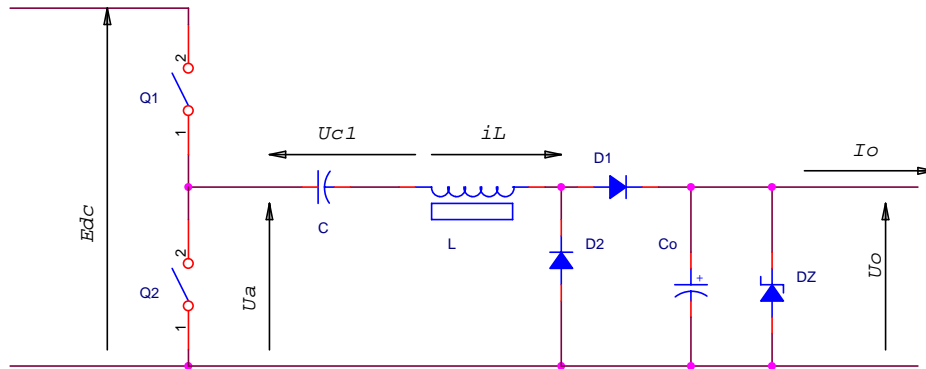
На слици 5.3 дата је шема пуно таласног исправљача са LC филтром за добијање помоћног напајања, исправљањем и филтрирањем наизменичне компоненте фазног напона на учестаности комутације.

Средња вредност исправљеног напона је дата следећом релацијом.

$$U_{AAV} = 2E(m - m^2) \quad (5.16)$$

Да се уочи велика зависност средње вредности напона од тренутног индекса модулације, што уједно представља велики недостатак. Поред тога постоји проблем галванског спрезања са минус полом једносмерног међукола, тако да ово решење нема велику практичну примену и неће се даље анализирати.

Друго решење је серијски резонантни исправљач фазног напона, слика 5.4. Следи детаљна анализа у временском домену на периоду комутације *IGBT* у инверторском мосту.



Слика 5.4.: Резонантни полуталасни исправљач фазног напона.

Предпоставимо да је укључен прекидач *Q1* у инверторском мосту, и да важи следеће:

$$C_o \rightarrow \infty \dots \Rightarrow U_o = const.$$

Напон и струја резонантног кола добијају се решавањем одговарајућих диференцијалних једначина, и решења су дати су следећим релацијама.

$$i_L = \begin{cases} \frac{E - U_o - 2kU_o}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \dots \dots \dots 0 \leq \omega_0 t \leq \pi. \\ \frac{E - 2U_o - 2kU_o}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \dots \dots \dots \pi \leq \omega_0 t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.17)$$

$$u_c = \begin{cases} (E - U_o - 2kU_o) \cos \omega_0 t + E - U_o \dots \dots \dots 0 \leq \omega_0 t \leq \pi. \\ (E - 2U_o - 2kU_o) \cos \omega_0 t + E \dots \dots \dots \pi \leq \omega_0 t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.18)$$

$$k = INT \left(\frac{t}{T_0} \right) \quad (5.19)$$

где је: *-k-* број периода осцилација од тренутка комутације прекидача *Q1*
-T₀- период осцилација

Из претходних релација уочава се да амплитуда осцилација опада за дискретне вредности из периода у период. Стационарно стање се успоставља када струја осцилаторног кола опадне на нулу, из чега се добија могући број осцилација.

$$k_{0on} = \frac{E}{2U_0} - 0.5 \quad (5.20)$$

Серијски резонантни претварачу прекидном режиму се моделује струјним извором, чија средња вредност струје зависи од параметара кола, улазног и излазног напона. Средња вредност струје којом се побуђује излазни филтар C_0 , мора бити једнака или већа од струје оптерећења. Пошто се ефективно користи само једна полупериода осцилација, средња вредност струје на једном резонантном периоду је дата следећом релацијом.

$$I_{AV(k)}^{on} = \frac{E - U_0}{\omega_0 L \pi} - \frac{2U_0}{\omega_0 L \pi} k \quad (5.21)$$

На периоду комутације прекидача инверторског моста, односно док је укључен горњи прекидач, може се дефинисати укупна средња струја.

$$I_{AV}^{on} = \frac{1}{T_k} \sum_{k=0}^{k_0} I_{AAV(k)}^{on} T_0 = \frac{T_0}{T_k} \left\{ \frac{E - U_0}{\omega_0 L \pi} k_{0on} - \frac{2U_0}{\omega_0 L \pi} \frac{k_0^2}{2} \right\} \quad (5.22)$$

Слична анализа се може спровести и за период док је укључен доњи прекидач. Ако је осцилаторни процес потпуно завршен за време t_{on} , почетно стање за решавање диференцијалних једначина је: $U_{C0} = E - U_0; i_{L0} = 0$

па су струја и напон осцилаторног кола дати следећим релацијама.

$$i_L = \begin{cases} -\frac{E - U_0 - 2kU_0}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \dots\dots\dots 0 \leq \omega_0 t \leq \pi. \\ \frac{E - 2U_0 - 2kU_0}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \dots\dots\dots \pi \leq \omega_0 t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.23)$$

$$u_c = \begin{cases} (E - U_0 - 2kU_0) \cos \omega_0 t \dots\dots\dots 0 \leq \omega_0 t \leq \pi. \\ (E - 2U_0 - 2kU_0) \cos \omega_0 t - U_0 \dots\dots\dots \pi \leq \omega_0 t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.24)$$

Средња струја на једном периоду осцилација је:

$$I_{AV(k)}^{off} = \frac{E - 2U_0}{\omega_0 L \pi} - \frac{2U_0}{\omega_0 L \pi} k \quad (5.25)$$

На периоду комутације прекидача $Q2$ инверторског моста добија се средња вредност струје:

$$I_{AV}^{off} = \frac{1}{T_k} \sum_{k=0}^{k_0} I_{AV(k)}^{off} T_0 = \frac{T_0}{T_k} \left\{ \frac{E - 2U_0}{\omega_0 L \pi} k_{0off} - \frac{2U_0}{\omega_0 L \pi} \frac{k_0^2}{2} \right\} \quad (5.26)$$

Ако се осцилације заврше пре комутације прекидача, односно ако је радни режим прекидан, максимална струја резонантног кола је :

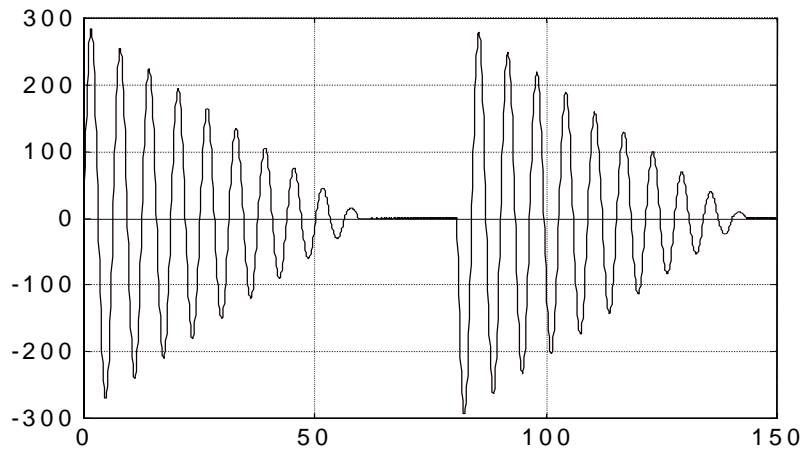
$$I_{Lm} = \frac{E - U_0}{\omega_0 L} \quad (5.27)$$

Услов прекидног режима је :

$$t_{on} \geq k_{0on} T_0 \dots \dots \dots t_{off} \geq k_{0off} T_0 \quad (5.28)$$

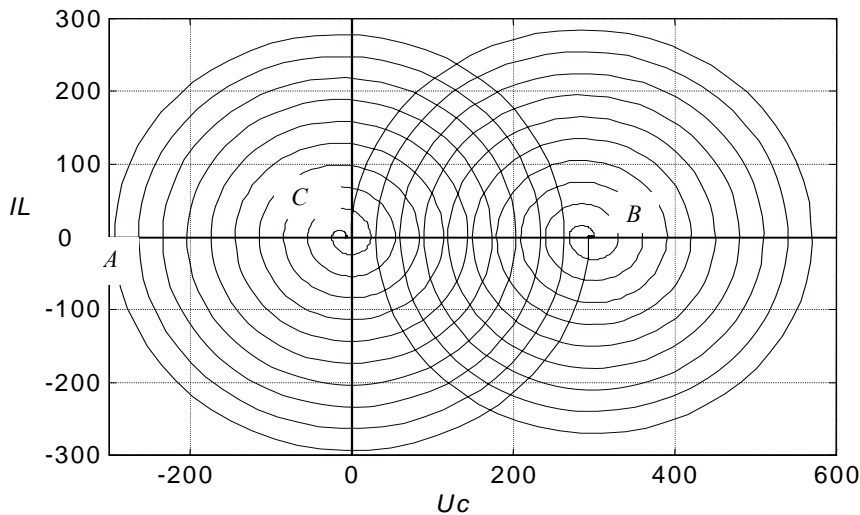
где је: $k_{0on} = k_{0off}$ - пун број осцилација за период t_{on} , t_{off} респективно

У случају да је режим непрекидан, односно да комутација наступи пре завршетка резонантног прелазног процеса, анализа се јако усложњава. До квалитативних резултата се може доћи анализом у фазној равни. Циљ анализе је да се утврди очекивана максимална вршна вредност струје резонантног кола.



Слика 5.5.: Струја осцилаторног кола у прекидном режиму.

Центри ротације су константни, и не зависе од почетне вредности променљиве. Имају вредности $c1 = (0, E - U_0)$; $c2 = (0, E)$ $c3 = (0, -U_0)$; $c4 = (0, 0)$, за позитивну и негативну полупериоду осцилација, за време t_{on} , t_{off} респективно. На слици 5.6 дат је фазни дијаграм за непрекидни радни режим. Са слике 5.6 и дефинисаних центара ротације може се оценити колика се максимална вршна струја резонантног кола може очекивати.



Слика 5.6.: Фазни дијаграм резонантног кола.

Очекивана вршна струја је дате следећом релацијом.

$$i_{LMAX} = 2 \frac{E - U_0 - 2kU_0}{\omega_0 L} \quad (5.29)$$

Претходни проблем се јавља услед велике промене односа времена укључења горњег и доњег прекидача, зависно од тренутног индекса модулације. Са друге стране средња струја која се унектује у C филтар зависи од радног режима па је потребно осцилаторно коло димензионисати тако да у најгорем случају даје потребну средњу струју за напајање потрошача, релација 5.30.

$$I_{AV}^{on} + I_{AV}^{off} \geq I_{0max} \quad (5.30)$$

Осцилаторно коло се може димензионисати анализом расподеле енергије осцилаторног кола при комутацији. Посматрајмо период кад је укључен прекидач $Q2$ инверторског моста. На почетку процеса енергија резонантног кола је садржана у кондензатору C .

$$W_{coff} = \frac{1}{2} (E - U_0)^2 C \quad (5.31)$$

Ако се занемаре губици на диодама и прекидачу, на крају процеса та енергија је потпуно предата потрошачу.

$$U_0 \ll E \quad \Rightarrow \quad W_{Con} \cong W_{Coff} \quad (5.32)$$

Укупна енергија која се предаје потрошачу на периоду комутације је:

$$2W_{Coff} = U_0 I_0 T_k \quad (2.33)$$

Из овог се добија потребан капацитет кондензатора за максималну струју оптерећења и минимални напон једносмерног међукола.

$$C = \frac{T_k U_0}{(E_{\min} - U_0)^2} I_{0\max} \quad (5.34)$$

Резонантна учестаност се добија из услова 5.28 који се стриктно не може испоштовати али се усваја нека минимална вредност индекса модулације, реда 10%. Узевши то у обзир добија се потребна резонантна учестаност.

$$T_0 \leq \frac{t_{on\min}}{k_{on}} = \frac{t_{off\min}}{k_{off}} \quad (5.35)$$

Потребна индуктивност осцилаторног кола је:

$$L = \frac{1}{C} \left(\frac{T_0}{2\pi} \right)^2 \quad (5.36)$$

У циљу исправног димензионисања елемената помоћног напајања потребно је срачунати струје и напоне елемената резонантног кола. Као што је претходно напоменуто у непрекидном режиму је тешко тачно израчунати напоне и струје. Међутим може се помоћу фазног дијаграма оценити колика се максимална вредност може очекивати и на основу тога изабрати компоненте. Са фазног дијаграма може се уочити да су вршна вредност напона и струје осцилаторног кола двоструко већа него у случају прекидног режима.

Максимална вредност напона резонантног кондензатора у прекидном режиму је:

$$U_{CMAx} = 2E - 2U_0 - 2kU_0 = 2E - 2U_0|_{k=0} \quad (5.37)$$

Са фазног дијаграма можемо оценити вршну вредност напона у непрекидном режиму, која је дата следећом релацијом.

$$U_{CMAx} = 3E - 3U_0 - 2kU_0 = 3E - 3U_0|_{k=0} \quad (5.38)$$

При овоме је предпостављен најтежи случај, када комутација прекидача $Q1$ наступа одмах по истеку само једне периоде резонантне осцилације, тачка A на фазном дијаграму.

При томе се следећи осцилаторни процес потпуно завршава, па следећа комутација прекидач $Q2$ наступа у тачки B .

Максимални напон на резонантној индуктивности је:

$$U_{LMAX} = 2E - 3U_0 - 2kU_0 = 2E - 3U_0 \Big|_{k=0} \quad (5.39)$$

Максимална струја резонантне индуктивности је при непрекидном режиму, и може се оцилити са фазног дијаграма, слика 5.6.

$$I_{LMAX} = 2 \frac{E - U_0 - 2kU_0}{\omega_0 L} = 2 \frac{E - U_0}{\omega_0 L} \Big|_{k=0} \quad (5.40)$$

Однос вршне струје резонантног кола и средње струје оптерећења у непрекидном режиму је јако висок и дат је следећом релацијом. Максимална вредност зависи од броја осцилација у једном циклусу и и најкритичнији случај је ако важи $K_{on} = 9$.

$$\frac{I_{LMAX}}{I_0} \cong \frac{\pi k_{on}^2}{k_{on}^2 - \sum_{k=0}^{k_{on}} k} \cong 7 \Big|_{k=9} \quad (5.41)$$

Ефективна струја осцилаторног кола на периоду комутације се може рачунати по следећој релацији.

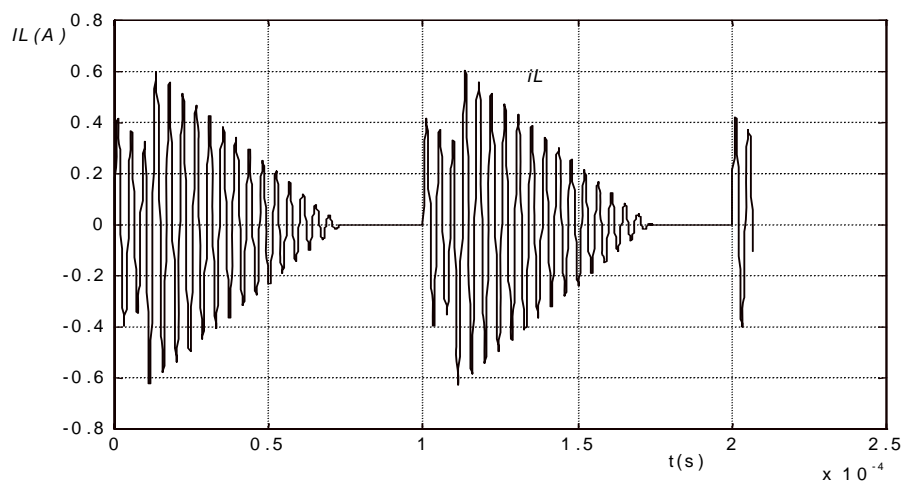
$$I_{LRMS}^2 = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} i_L^2 dt = \frac{1}{T_k} \int_0^{ton} i_{Lon}^2 dt + \frac{1}{T_k} \int_{ton}^{T_k} i_{Loff}^2 dt \quad (5.42)$$

Заменом релација 5.17; 5.19 и 5.23 у претходни израз добија се:

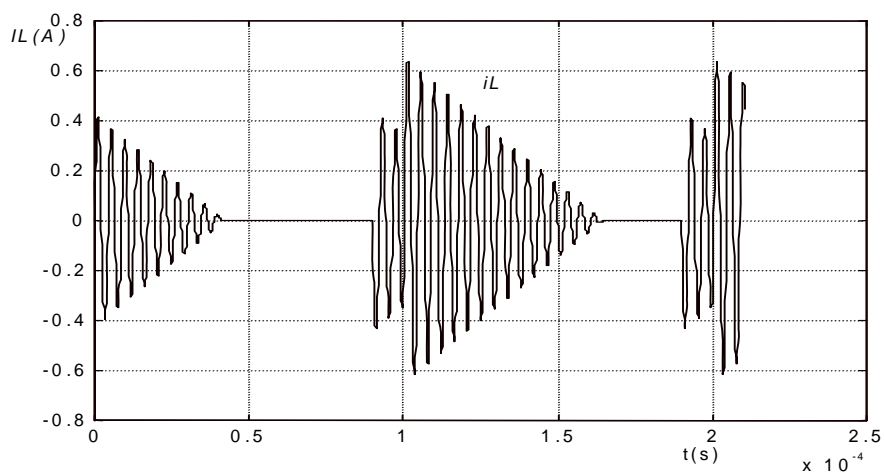
$$I_{LRMS}^2 = \frac{1}{T_k} \frac{T_0}{4(\omega_0 L)^2} \left(\begin{aligned} & \left((2E^2 - 5U_0^2 - 6U_0 E)(k_{on} + k_{off}) + (12U_0^2 - 8U_0 E) \left(\sum_{k=0}^{kon} k + \sum_{k=0}^{koff} k \right) \right) \\ & + 8U_0^2 \left(\sum_{k=0}^{kon} k^2 + \sum_{k=0}^{koff} k^2 \right) \end{aligned} \right) \quad (5.43)$$

Ради верификације претходне анализе начињена је симулација у *Matlab*-у за две карактеристичне вредности индекса модулације. На следећим сликама дати су таласни облици струје и напона резонантног кола за дате индексе модулације.

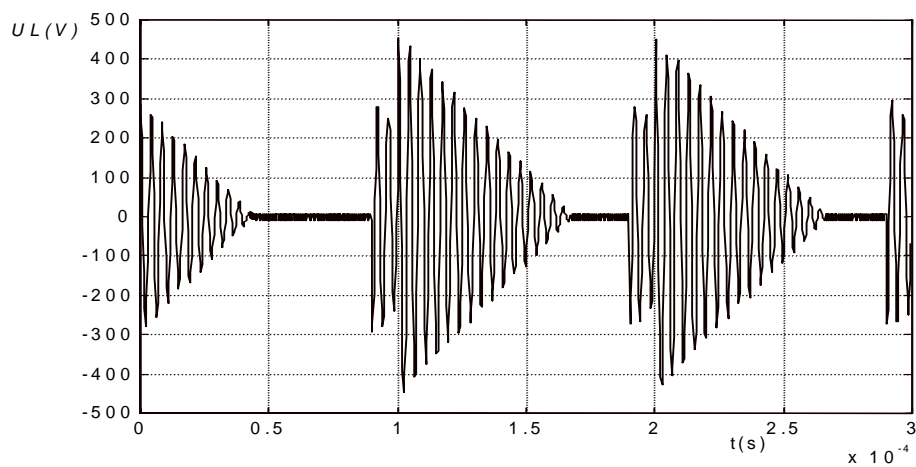
Помоћни извори напајања



Слика 5.7.: Струја осцилаторног кола за индекс модулације $m=0.1$



Слика 5.8.: Струја осцилаторног кола за индекс модулације $m=0.9$

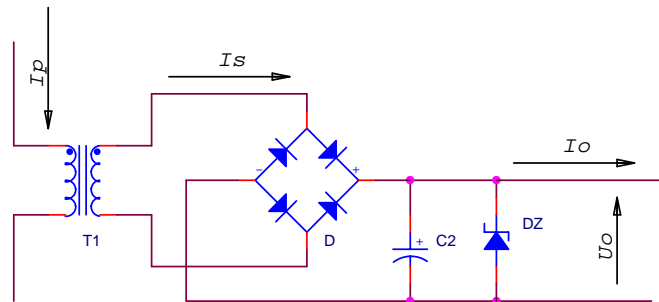


Слика 5.9.: Напон резонантне индуктивности за индекс модулације $m=0.9$

5.1.2.2) Валовитост струје

У претходном одељку видели смо могућности за коришћење валовитости напона средње тачке инверторског моста за рад помоћног напајања. Поред тог паразитног ефекта код погонског претварача можемо уочити валовитост струје једносмерног међукола и валовитост струје мотора.

Коришћење валовитости струје захтева употребу струјних трансформатора са процепом или компезацијом нискофреквентне компоненте. Наизменична компонента струје на учестаности комутације пресликана на секундар трансформатора треба да се исправи и филтрира одговарајућим филтром.



Слика 5.10.:Претварач са исправљањем валовитости струје.

Ваздушни процеп мора бити довољан да спречи засићење трансформатора у најтежем режиму. У анализи која следи занемарује се магнетни отпор језгра трансформатора. Максимална индукција у језгру трансформатора је дата следећом релацијом.

$$B_{\max} = B_{DC} + B_{AC} = B_{DC} (1 + k_1) \leq B_{SAT} \quad B_{ACx} = k_1 B_{DC} \quad (5.44)$$

где је: $-B_{AC}$ - наизменична компонента индукције

$-B_{DC}$ - једносмерна или нискофреквентна компонента индукције

$-B_{SAT}$ - индукција засићења магнетног кола

$-k_1$ - коефицијент који се усваја зависно од положаја радне тачке на кривој магнећења

$$i_p = I_{DC} + i_{AC} = I_{DC} + \sum_{k=0}^{\infty} i_k(t) \quad (5.45)$$

$$B_{DC} = \mu_0 H_{DC} = \mu_0 \frac{N_p I_{DC}}{l_0} \quad (5.46)$$

где је: $-N_p$ - број навојака примарног намотаја

$-\mu_0$ - релативна пермибилност вакуума

$-l_0$ - дужина ваздушног процеп

Потребан ваздушни процеп је дат следећом релацијом.

Помоћни извори напајања

$$l_0 = \mu_0 \frac{(1+k_1)N_P I_{DC}}{B_{SAT}} \quad (5.47)$$

Број навојака секундарног намотаја добија се по услову максималне вредности компоненте индукције која потиче од напона на секундарном намотају.

$$N_P = \frac{(1+k_1) \int_0^{t1} u_p dt}{2k_1 B_{SAT} S_{fe}} \quad (5.48)$$

У најгорем случају има се:

$$\int_0^{t1} u_p dt = \frac{U_0 T}{2n} \quad (5.49)$$

где је: $-T-$ период понављања наизменичне компоненте примарне струје
 $-n-$ преносни однос трансформатора
 $-S_{fe}-$ ефективни попречни прсек магнетног кола

Преносни однос се усваја по критеријумо потребне исправљене струје, односно потребне струје потрошача.

$$I_{0max} \leq |i_{ACS}|_{AV} \quad i_{ACS} = k_\mu \frac{1}{n} i_{ACP} \quad (5.50)$$

$$n \leq k_\mu \frac{|i_{ACP}|_{AV}}{I_{0max}} \quad (5.51)$$

где је: $-i_{ACS}-$ струја секундарног намотаје
 $-i_{ACP}-$ наизменична компонента струје примарног намотаја
 $-k_\mu-$ коефицијент који узима у обзир струју магнећења трансформатора

Због ваздушног зазора струја магнећења је повећана, услед чега се смањује преликана струја на секундар. Потребна величина струјног трансформатора, односно AP фактор трансформатора може се добити по следећој релацији.

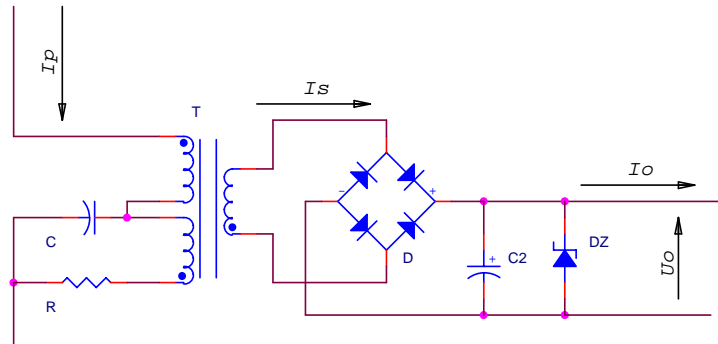
$$AP = 76.37 \left(\frac{1+k_1}{k_1} \frac{U_0 T}{4nB_{SAT}} (I_{PRMS} + nI_{SRMS}) \right)^{1.143} \quad (5.52)$$

$$J = 4.5 AP^{-0.125} [A/mm^2] \quad (5.53)$$

где је: $-AP-$ геометријска карактеристика феритног магнетног кола, [35]
 $-J-$ дозвољена густина струје примарног и секундарног намотаја
 $-I_{PRMS}, I_{SRMS}-$ ефективна струја примарног и секундарног намотаја

Ефективна струја примара и секундарна зависе од конкретне примене и таласног облика примарне струје.

Због извесних недостатака, предложено решење са ваздушним процепом није ефикасно и може се применити метод компензације једносмерне компоненте примарне струје. На следећој слици може се видети предлог компензације примарне струје са компензационим примарним намотајем.



Слика 5.11.: Струјни трансформатор са компензационим примарним намотајем.

Трансформатор је са два примарна намотаја који се везују у опозицију. Кроз један намотај протиче укупна струја, док кроз други опозициони намотај тече само једносмерна компонента примарне струје. Из тог разлога укупна магнетнобудна сила је последица само наизменичне компоненте примарне струје и нема померања радне тачка на кривој магнећења. Компензациона струја се издваја паралелним RC филтром.

$$i_R(s) = i_P(s) \frac{1}{1 + RCs} \quad (5.54)$$

Учестаност пола филтра треба изабрати нижу од учестаности наизменичне компоненте примарне струје. Ако је учестаност пола у области учестаности комутације долази до делимичног компензовања и наизменичне компоненте на учестаности комутације и смањења пресликане секундарне струје.

$$C = \frac{1}{R\omega_p} = (4 \div 10) \frac{T}{2\pi R} \quad (5.55)$$

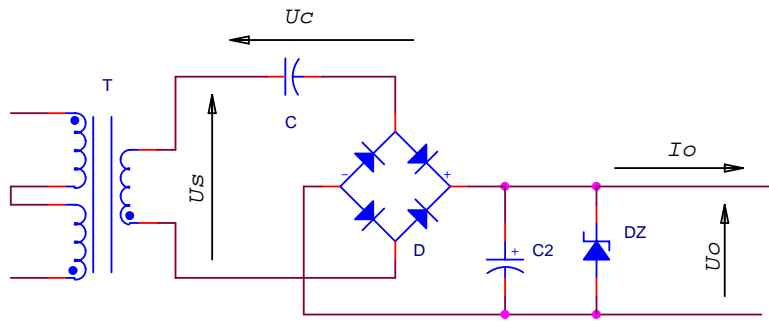
Отпорник који је део компензационог кола може се користити као шант отпорник за мерење једносмерне компоненте струје једносмерног међукола, односно за мерење оптерећења погонског претварача. Снага дисипације на компензационом отпорнику је:

$$P_D = I_{DC}^2 R \quad (5.56)$$

Трансформатор је феритни, торусни са неколико навојака примарног намотаја и потребним бројем секундарних намотаја. Димензионисање се по релацији 5.44 при чему се узима у обзир да нема једносмерне компоненте индукције.

Поред једносмерне компоненте примарне струје која изазива померање радне тачке на кривој магнећења, постоји проблем једносмерне компоненте секундарног напона. На слици 2.14 можемо уочити да је оптерећење трансформатора мостни исправљач са капацитивним

филтром, са кондензатор C_2 довољно великог капацитета, да се може сматрати да је напон C_0 константан.



Слика 5.12.: Струјни трансформатор са компезацијом једносмерне компоненте секундарног напона.

Напон који се појављује на наизменичној страни исправљачког моста зависи од знака секундарне струје и вредности исправљеног напона. Дата зависност може се описати следећом релацијом.

$$u_s = U_0 \operatorname{sgn}(i_s) \quad (5.57)$$

$$i_s(t) = \begin{cases} I_1 & 0 \leq t \leq T_1 \\ -I_2 & T_1 < t \leq T \end{cases} \quad T = T_1 + T_2 \quad (5.58)$$

где је: $-T_1, T_2$ - време за које је секундарна струја позитивна односно негативне

Средња вредност напона секундара у том случају је:

$$U_{SAV} = U_0 \frac{T_1 - T_2}{T} \quad (5.59)$$

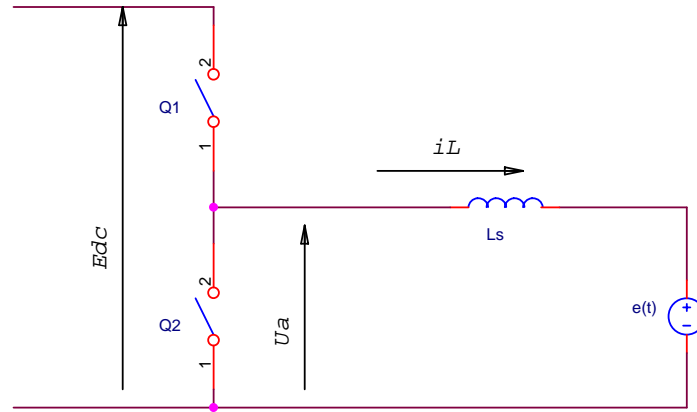
Времена T_1, T_2 у општем случају нису једнака, што значи да средња вредност напона није једнака нули. Услед тога јавља се једносмерна компонента струје магнетнења која линеарно расте из циклуса у циклус. У тренутку кад се та струја изједначи са струјом диоде која је проводна, наступа искључење диоде. Струја магнетнења остаје константна до укључења друге диоде, када почиње пад струје магнетнења. Последица је промена трајања провођења диода и промена средње вредности исправљена струје. Стационарно стање наступа када средња вредност секундарног напона буде једнака нули. При томе се радна тачка помера и може доћи до засићења магнетног кола. Дати проблем се може отклонити компезационим кондензатором који се везује редно између секундарног намотајем трансформатора и исправљача. Сада се средња вредност напона која се појављује због разлике у траја провођења секундарних диода компезује средњом вредношћу напона на кондензатору.

За рад оваквог типа помоћног напајања могу се користити струја једносмерног међукола и излазне струје инвертора односно струје мотора. Струја једносмерног кола у спектралном саставу има једносмерну компоненту која је сразмерна активној снази и низ виших хармоника који су последица комутације струје у гранама инвертора. Као што је претходно речено, применом струјног трансформатора са компезацијом једносмерне компоненте може се добити помоћно напајање потребно за рад управљачког кола инвертора. У случају коришћења валовитости струје једносмерног међукола постоји проблем велике

Помоћни извори напајања

зависности напона помоћног напајања од оптерећења погона и индекса модулације, односно брзине. Све то отежава реализацију и поуздан рад у свим радним условима.

Поред валовитости струје једносмерног међукола за рад помоћног напајања може се користити валовитост струје мотора. У општем случају валовитост струје мотора је независна од оптерећења погона. Зависност исправљене секундарне струје од индекса модулације можемо анализирати на хипотетичком моделу инвертора, следећа слика.



Слика 5.13.:Хипотетички модел инвертора.

Валовитост струје мотора може се дефинисати следећом релацијом.

$$\Delta i(m) = T \frac{E}{L} (m - m^2) \quad (5.60)$$

Ако предпоставимо да је модулација синусна и регуларну, добија се:

$$m(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M \sin(\omega_e t) \quad \Delta i(t) = \frac{TE}{4L} \left(1 - \frac{M^2}{2} + \frac{M^2}{2} \cos(2\omega_e t) \right) \quad (5.61)$$

Средња вредност полуталасно исправљене струје не периоду комулације је дата следећом релацијом.

$$|\Delta i|_{AV} = \frac{\Delta i(t)}{8} = \frac{TE}{32L} \left(1 - \frac{M^2}{2} + \frac{M^2}{2} \cos(2\omega_e t) \right) \quad (5.62)$$

$$M = \begin{cases} \frac{\omega_e}{\omega_n} & \dots \omega_e \leq \omega_n \\ 1 & \dots \omega_e > \omega_n \end{cases} \quad (5.63)$$

где је ω_n - номинална угаона брзина.

Средња вредност пуноталасно исправљене струје на периоду модулишућег сигнала је:

Помоћни извори напајања

$$|\Delta i|_{AV} = \frac{TE}{32L} \left(1 - \frac{M^2}{2} \right) \quad (5.64)$$

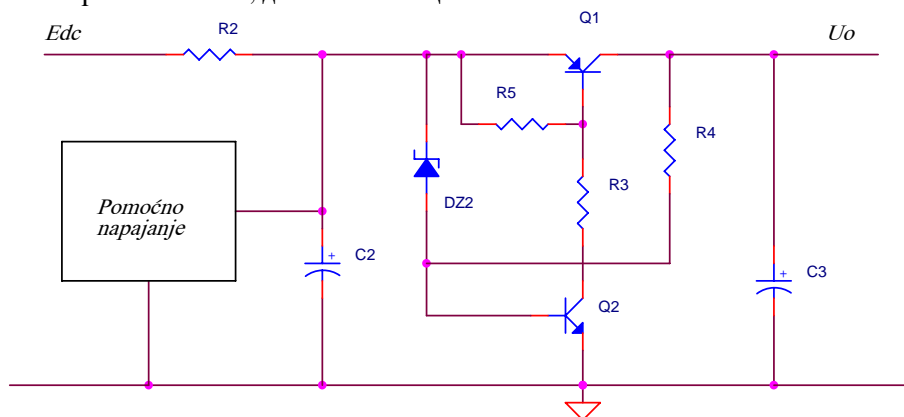
Најтежи случај је када је индекс дубине модулације $M=1$, и за тај случај се мора димензионисти напајање.

$$I_{0\max} \leq \frac{TE}{32L} \frac{1}{n} \quad (5.65)$$

где је: n - преносни однос струјног трансформатора

2.1.3) Стартно коло

Код свих помоћних извора напајања који користе неки од паразитних ефеката рада инвертора, видели смо да није могућ самосталан старт. Наиме, за рад помоћног напајања потребан је рад инвертора, а да би радио инвертор потребно је помоћно напајање. Проблем се може решити стартним колом, датим на слици 5.14.



Слика 5.14.: Стартно коло.

Стартно коло се састоји од кондензатора великог капацитета $C2$, који се пуни из једносмерног међукола преко отпорника велике отпорности $R2$. Напон потрошача се добија преко транзистора $Q1$ који се укључује одговарајућим дискретним компаратором са јаком позитивном повратном спрегом, која обезбеђује довољно широк хистерезис. У тренутку кад се успостави напон једносмерног међукола, почиње пуњење кондензатора $C2$ преко отпорника $R2$. При томе су транзистори $Q2$ и $Q1$ искључени. Када напон на кондензатору $C2$ достигне вредност $U_0 = U_Z + U_{be}$ укључује се транзистор $Q2$ а потом и $Q1$, преко кога се пуни кондензатор $C3$.

Услед пуњења кондензатора $C3$ напон на кондензатору $C2$ опада на вредност дату релацијом 5.66.

$$U_{C3} \cong U_{C2} \sqrt{\frac{C2}{C2 + C3}} = U_{0ST} \quad (5.66)$$

Однос капацитета $C2$ и $C3$ мора бити већи од 10 , да би напон помоћног напајања у току старту био довољан за регуларан рад контролног кола погонског претварача. Успостављањем напона на кондензатору $C3$ почиње са радом контролно управљачко коло, а нешто касније почиње и комутација прекидачких транзистора у инверторском мосту. За време док не почне комутација прекидачких транзистора, односно док се не успостави рад помоћног напајања контролно управљачко коло се напаја из кондензатора $C2$. Максимално дозвољено време старта помоћног напајања се добија из услова да напон на кондензатору $C2$ и $C3$ буде већи од минимално дозвољеног напона за рад контролног кола. Максимално време старта је дато следећом релацијом.

$$\Delta T \cong \left(U_{ost} \sqrt{\frac{C2}{C2 + C3}} - U_{0min} \right) \frac{C2}{I_0} \quad (5.67)$$

где је: $-U_{ost}$ - напон старта помоћног напајања (типично 15-16 V)

$-U_{0min}$ - минимални дозвољени напон помоћног напајања и дефинисан је поднапонском заштитом побудних кола прекидачких транзистора

$-I_0$ - струја оптерећења помоћног извора

Отпорник $R2$ се бира довољно велике отпорности да снага дисипације буде мала. Максимална отпорност је дефинисана струјом цурања стартног кола. Струја отпорника мора бити за ред величине већа него струја цурања, да би био могућ старт. Кондензатор $C2$ би требао бити квалитетан са малом струјом цурења.

$$I_{R2} \cong \frac{E_{DC} - U_0}{R_2} \gg I_{OSS} \quad (5.68)$$

где је: $-I_{oss}$ - укупна струја цурења кондензатора $C2$, транзистора $Q1$ и диоде $DZ2$

Време подизања стартног кола је:

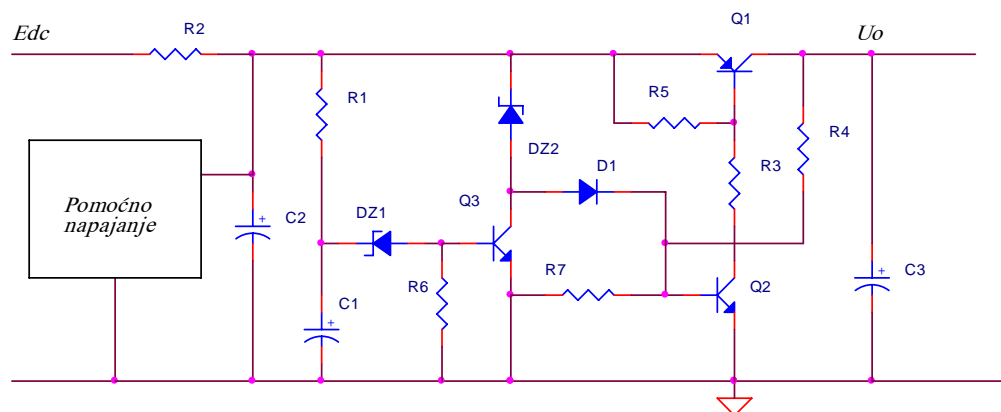
$$\Delta T_{ST} = C_2 \frac{\Delta U_0}{I_{R2} - I_{OSS}} \cong C_2 \frac{U_0}{I_{R2}} \quad (5.69)$$

У случају да у току рада погонског претварача дође до реаговања неке од заштита, преоптерећење, превисока температура или нерегуларан напон једносмерног међукола, контролно коло ће искључити инвертор. Када заштитно коло искључи инвертор, са радом престаје и помоћно напајање, услед чега долази до ресетовања процесора и губитка информације о хаваријском стању. После поновног подизања стартног кола а потом и помоћног напајања, инвертор почиња са радом. При томе квар није отклоњен, па поново реагује одговарајућа заштита. Процес се понавља са периодом подизања стартног кола, најчешће док не дође до деструктивног отказа претварача. Из тог разлога стартно коло се мора модификовати. Модификовано коло је дато на слици 5.15. Модификација се састоји у додавању кола за блокаду које се активира када се заврши при старт помоћног напајања. Време за које је дозвољен старт је:

$$T_B = \frac{C_1(V_{be} + V_{z1})}{\frac{E_{DC}}{R_1} - I_{bss}} \quad (5.70)$$

где је: $-I_{bss}$ - струја цурања базе транзистора $Q3$

Помоћни извори напајања

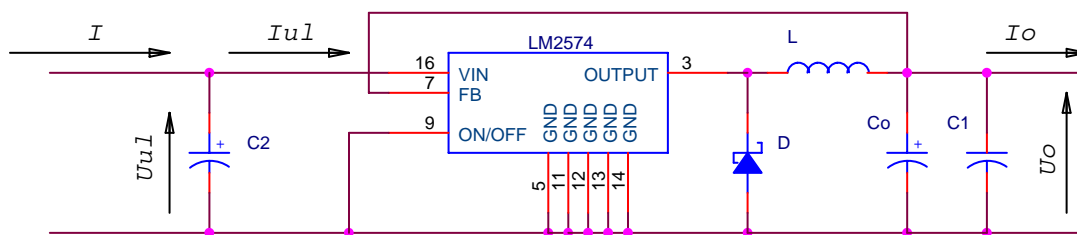


Слика 5.15.: Модификовано стартно коло.

По истеку времена дозвољеног старта транзистор $Q3$ постаје проводан и онемогућава поновно стартовање, све док се не испразни кондензатор $C2$ односно док постоји напон једносмерног међукола. Овакво стартно коло може се применити у свим случајевима где се за рад помоћног напајања користи неки паразитни ефекат, који је везан за рад енергетског дела погонског претварача.

2.1.4) Статичка стабилност

Помоћна напајања која су претходно анализирана можемо сврстати у категорију извора са меком напонском карактеристиком, где напон јако зависи од струје оптерећења. Због велике зависности напона од струје оптерећења потребно је додатно коло за регулацију напона. За мање снаге то може да буде редни линеарни регулатор или додатна паралелна зенер диода. За веће снаге потребно је применити прекидачки регулатор у циљу смањења дисипације. То може бити прекидачки регулатор типа *LM25xx* [36] или сличан, са типичном топологијом која је показана на следећој слици.



Слика 5.16.: Прекидачки *BUCK* регулатор

Међутим детаљнија анализа показује да је такав систем статички нестабилан. То је последица негативне динамичке улазне отпорности свих прекидачких *DC/DC* регулатора. При томе се сматра да је улазна снага константана, односно да губици не зависе од улазног напона. Улазно излазне карактеристике су дате следећим релацијама.

$$I_{ul} = \frac{U_0 I_0}{\eta U_{ul}} \quad I = \frac{E_{DC} - U_{ul}}{Z_0} \quad (5.71)$$

Диференцијална једначина која описује стање кондензатора *C2* има облик:

$$C_2 \frac{dU_{ul}}{dt} = I - I_{ul} \quad (5.72)$$

Линеаризацијом у околини радне тачке добија се следећа релација.

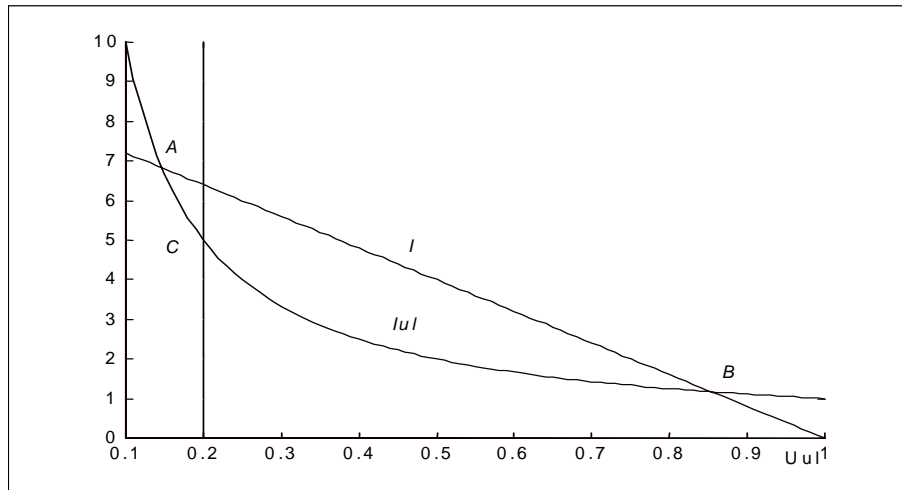
$$C_2 \frac{d(\Delta U)}{dt} = \frac{\partial I}{\partial U} \Delta U - \frac{\partial I_{ul}}{\partial U} \Delta U = a \Delta U \quad (5.73)$$

$$C_2 \frac{d(\Delta U)}{dt} + \left(\frac{\partial I_{ul}}{\partial U} - \frac{\partial I}{\partial U} \right) \Delta U = 0 \quad (5.74)$$

Услов стабилности датог система је дефинисан следећом релацијом.

$$\frac{\partial I}{\partial U} < \frac{\partial I_{ul}}{\partial U} \quad (5.75)$$

Помоћни извори напајања



Слика 5.17.: Статичка карактеристика прекидачког регулатора и извора са меком напонском карактеристиком.

Са претходне слике можемо уочити да су могуће две радне тачке од којих је једна стабилна а друга нестабилна. Стабилна радна тачка (B) окарактерисана је виским напонем, већим од половине номналног напона, што најчешће бије дозвољено. Додавањем паралелне зенер диоде формира се вештачка стабилна радна тачка (C). Међутим постоји и четврата радна тачка која је стартна тачка у којој се систем налази на почетку процеса старта. Да би систем стигао у стабилну тачку C мора проћи кроз радну тачку, што није могуће без додатног стартног кола. Све ово додатно отежава реализацији оваквог типа напајања, па треба избегавати комбинацију прекидачког регулатора и помоћног напајања са меком напонском карактеристиком.

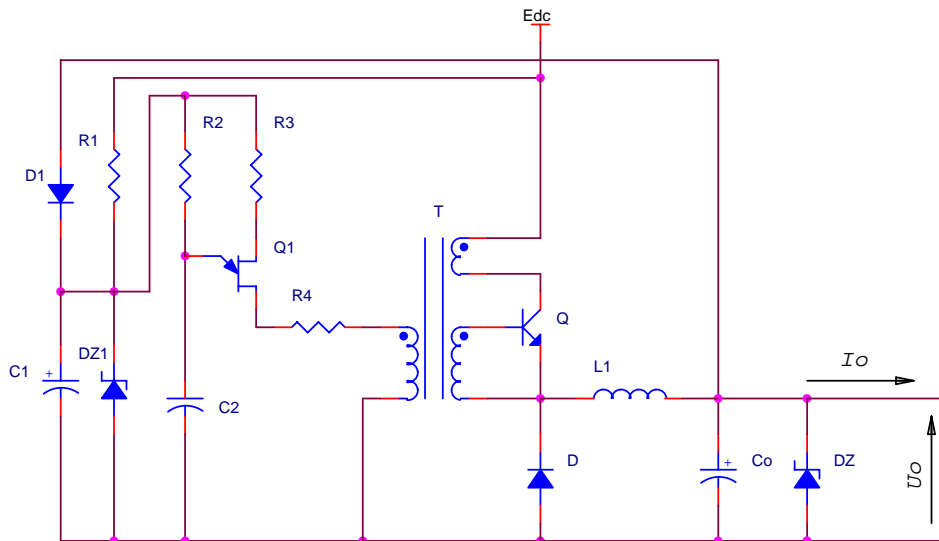
5.2) Аутономни помоћни извори напајања

У претходним поглављима анализирани су могућности за реализацију помоћних напајања, чији се рад заснива на неком паразитном ефекту рада погонског претварача. Друга категорија помоћних напајања су независна напајања, која раде независно од погонског претварача. Претварачи овог типа су најчешће директни спуштачи напона, чији је принцип рада добро познат. Прекидачки транзистор је најчешће *VJT* или *MOSFET* транзистор. Свака од ових апликација захтева побудно коло које може бити део затворене регулационе контуре по излазном напону. У даљем тексту биће анализирани нека типична решења таквих претварача. Задатака ових помоћних претварача је да обезбеде напајање контролно управљачког кола погонског претварача, типично $15V$ при струји оптерећења $50-100mA$. Заједничка референтна тачка је минус пол једносмерног међукола.

Детаљи дизајна самог помоћног претварача биће дати на крају као генерализација свих предложених решења, која се разликују по побудном колу, док је принцип рада исти за сва решења.

5.2.1) Претварач са *VJT* са базнопропорционалним управљањем

Типична топологија је дата на слици 5.18. Састоји се од прекидачког биполарног транзистора, побудног заситљивог трансформатора са позитивном струјном повратном спрегом и импулсног генератора са *UJT* транзистором. Радни режим је прекидан, тако да се регулација излазног напона остварује паралелном зенер диодом.



Слика 5.18.:Претварач спуштачнапона са *VJT* и самоосцилујућим побудним КОЛОМ.

Овакав тип претварача ради са константном ширином импулса и константном учестаношћу комутације. Ширина импулса је дефинисана индукцијом zasiћења побудног трансформатора и напонем база емитер, релација 5.76.

$$t_{on} = \frac{B_{SAT} S_{fe} n_2}{V_{bes}} \quad (5.76)$$

Помоћни извори напајања

где је: $-B_{SAT}$ - индукција засићења побудног трансформатора
 $-n_2$ - број навојака на базном намотају
 $-S_{fe}$ - ефективни пресек феритног језгра
 $-V_{bes}$ - напон засићења базног кола

Импулсни генератор је реализован са једноспојним транзистором, чији је рад детаљно описан у [1]. Отпорник R_4 је потребан да ограничи струју пражњења кондензатора C_2 и има вредност реда 100Ω . У овом случају може бити и мање вредности због расипне индуктивности побудног трансформатора. Отпорник R_3 се користи за температурну стабилизацију и има приближну вредност дату следећом релацијом.

$$R_3 \cong 0.34 \frac{R_{BB}}{U_{BB}} + R_4 \frac{1-\eta}{\eta} \quad (5.77)$$

где су: $-R_{BB}$; U_{BB} ; η - параметри транзистора [36, 1]

Период осциловања је:

$$T \cong C_2 R_2 \ln \frac{U_{BB} - U_V}{U_{BB} - U_P} \quad (5.78)$$

Отпорник R_2 мора бити у границама које обезбеђују стабилан рад импулсног генератора.

$$\frac{U_{BB} - U_V}{I_V} \leq R_2 \leq \frac{U_{BB} - U_P}{I_P} \quad (5.79)$$

где су: $-U_P$; U_V ; I_P ; I_V -параметри транзистора [36, 1]

Отпорник R_1 и кондензатор C_1 су компоненте за иницијални старт импулсног генератора. Отпорник R_1 се бира тако да може обезбедити потребну стартну базну струју.

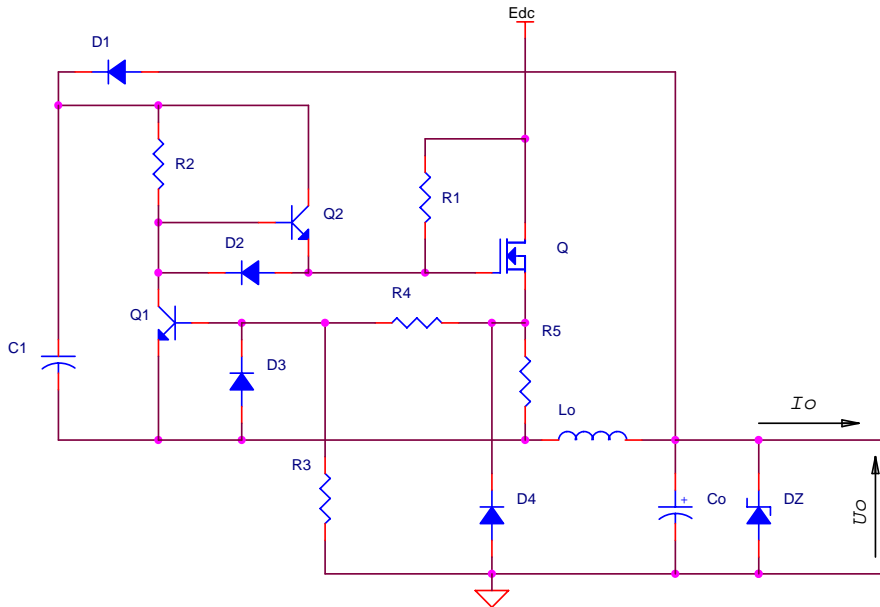
$$R_1 \leq 20R_{BB} = 100 \div 200K\Omega \quad (5.80)$$

5.2.2) Самоосцилујући претварач са MOSFET транзистором без повратне спреге по напону

Самоосцилујући претварачи су претварачи код којих не постоји повратна спрега по излазном напону и радна учестанос најчешће зависи од оптерећења и улазног напона. На слици 5.26 може се видети решење са дискретним управљачким колом у режиму струјног програмирања струје пригушнице L_0 , у непрекидним режиму. Као прекидачки транзистор користити се *VMOSFET* транзистор. Предност употребе *VMOSFET* транзистора је велика брзина комутације и једноставније побудно коло.

Предпоставимо да је укључен прекидачки транзистор Q . Транзистор $Q1$ је искључен а транзистор $Q2$ укључен преко отпорника $R2$. Напон база-емитер транзистора $Q1$ је дефинисан следећом релацијом, али је због диоде $D3$ ограничен на вредност: $U_{BE1} = -0.7V$

$$U_{BE1} = R_5 I_0 - E_{dc} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \quad (5.81)$$



Слика 5.19.: Самоосцилујући претварач спуштач напона

Порастом струје индуктивности L_0 расте и напон база емитер транзистора $Q1$. Кад тај напон достигне праг укључења, транзистор $Q1$ се укључује а потом се искључују транзистор $Q2$ и главни прекидачки транзистор Q . Струја при којој се искључује транзистор Q је дата следећом релацијом.

$$I_{L_{max}} = \left(0.6 + E_{dc} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \frac{1}{R_5} \quad (5.82)$$

По искључењу транзистора Q наступа укључењу повратне диоде $D4$, напон база емитер транзистора $Q1$ се повећава и транзистор залази у засићење. Напон на отпорнику $R5$ је:

$$U_{R5} = R_5 I_L \quad (5.83)$$

док је напон база емитер ограничен отпорником $R4$ на напон директно поларисаног споја база емитер $U_{BE1} = 0.7V$. Кад напон на отпорнику $R5$ опадне испод прага провођења, транзистор $Q1$ се искључује, док се транзистор $Q2$ укључује преко отпорника $R2$ и пуни капацитет гејт сорс главног прекидачког транзистора.

Струја при којој се укључује транзистор Q је:

$$I_{L\min} = \frac{0.7}{R_5} \quad (5.84)$$

По укључењу транзистора Q почиње пораст струје пригушнице и процес се периодично понавља. Период осциловања је дефинисан следећом релацијом.

$$T = 2(I_0 - I_{L\min}) \frac{E_{dc}}{U_0(E_{dc} - U_0)} L_0 \quad (5.85)$$

где је : $-I_0$ - средња струја оптерећења на нивоу U_0

$-I_{L\min}$ - минимална струја пригушнице

$-U_0$ - напон на оптерећењу

$-E_{dc}$ - напон једносмерног међукола

$-L_0$ - индуктивност пригушнице

$-T$ - период осциловања

Ради минимизације потребне индуктивности за дефинисану учестаност комутације потребно је изабрати што мању минималну струју пригушнице.

$$I_{L\min} = 0.1 \div 0.2 I_0 \quad (5.86)$$

5.87. Средња струја оптерећења је функционално зависна од улазног напона по релацији

$$I_0 = \left(0.7 + E_{dc} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \frac{1}{2} \right) \frac{1}{R_5} \quad (5.87)$$

Вредност отпорника $R3$, $R4$ бира се тако да при минималном очекиваном улазном напону добијемо потребну средњу струју пригушнице. Отпорник $R5$ бира се на основу

Помоћни извори напајања

жељене минималне струје пригушнице, релација 5.84. Највећа средња струја је при максималном улазном напону.

$$I_{0\max} = 0.25I_0 \left(0.7 + 3.6 \frac{E_{dc\max}}{E_{dc\min}} \right) \quad (5.88)$$

Потребна индуктивност се добија по релацији 5.85, зависно од жељене комутационе учестаности, која за може бити реда $20 - 300 \text{ KHz}$, зависно од карактеристика изабраног транзистора Q и диоде $D4$.

Вршна и ефективна струја пригушнице је дата следећим релацијама.

$$I_{L\max} = 2I_{0\max} - I_{L\min} \quad (5.89)$$

$$I_{LRMS} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{I_{L\max}^2 + I_{L\min}^2 - I_{L\min} I_{L\max}} \quad (5.90)$$

Ефективна и средња вредност струје прекидачког транзистора је:

$$I_{pRMS} = I_{L\max} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad I_{pAV} = I_{L\max} \frac{D}{2} \quad (5.91)$$

Ефективна и средња вредност струје прекидачке диоде $D4$ је:

$$I_{DRMS} = I_{L\max} \sqrt{\frac{1-D}{3}} \quad I_{DAV} = I_{L\max} \frac{1-D}{2} \quad (5.92)$$

Изазни напон се регулише паралеленом зенер диодом $D5$. Највећа дисипација је при максималном улазном напону и неоптерећеном излазу.

$$P_{D5\max} = U_0 \left(I_{0\max} - \frac{U_0 - U_{01}}{R_6} \right) \quad (5.93)$$

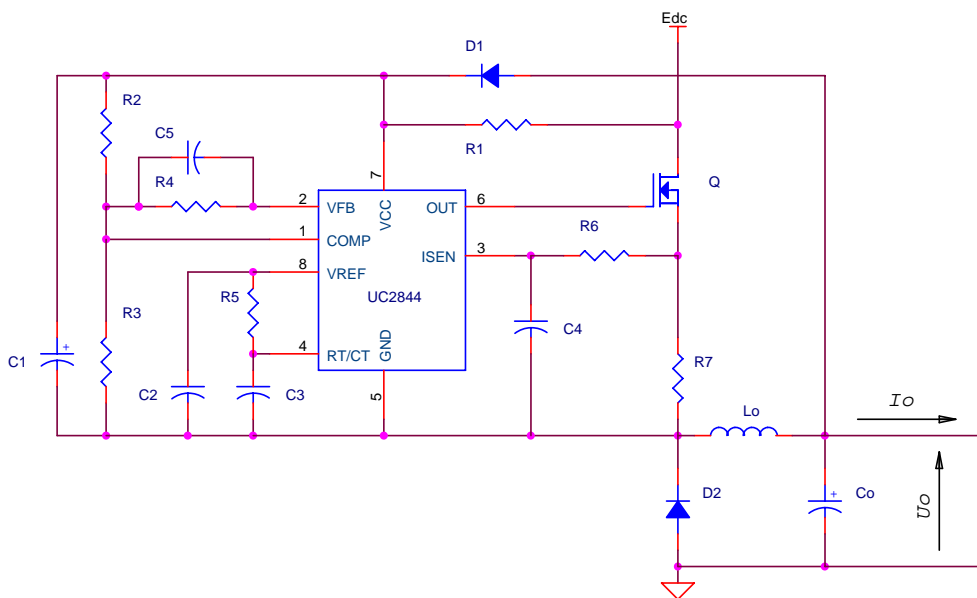
5.2.3) Претварач са MOSFET транзистором и повратном спрегом по напону

На следећој слици дато је решење помоћног напајања се интегрисаним регулатором UC2844, које ради у режиму струјног програмирања. Побудно коло и прекидачки транзистор су спрегнути директно, а веза са излазним напonom је остварена преко запречне диоде (*charge pump diode*) преко које се добија напајање за контролно коло и регулише излазни напон.

Предпоставимо да је укључена повратна диода D2 и *charge pump dioda* D1. Напон на кондензатору C1 је приближно једнак излазном напону, ако се занемари пад напона на директно поларисаној диоди D1. Укључењем транзистора Q искључују се диоде D2 и D1. За време док је транзистор Q укључен побудно коло се напаја из кондензатора C1. По искључењу транзистора Q поново се укључују диоде D2 и D1, па се кондензатор C1 допуњава преко диоде D1. Повратна спрега је затворена по напону кондензатора C1 који је приближно једнак излазном напону.

У циљу смањења габарита пригушнице L_0 и губитака искључења диоде D1 потребно је да се оствари прекидан радни режим, критеријум 5.94.

$$L_0 \leq \frac{U_0}{2I_{0\max}} (1 - D_{\max}) T_s \quad (5.94)$$



Слика 5.20.: Претварач спуштач напона са интегрисаним регулатором у пливајућем споју.

Учестаност осциловања интерног осцилатора је константна и дефинисана је са следећом релацијом.

$$T_s = \frac{R_5 C_3}{1.72} \quad (5.95)$$

Зависност фактора испуне од оптерећења је:

$$D = \sqrt{\frac{U_0 I_0 2L_0}{E(E-U_0)T_s}} \quad (5.96)$$

Највећи фактор испуне биће на граници прекидног режима при највећем оптерећењу.

$$D_{\max} = \frac{U_0}{E_{DC \min}} \quad (5.97)$$

Вршна струја пригушнице и прекидач Q је дата следећом релацијом.

$$I_{\max} = \frac{(E - U_0)DT_s}{L_0} \quad (5.98)$$

Ефективна и средња вредност струје прекидачког транзистора је:

$$I_{pRMS} = I_{\max} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad I_{pAV} = I_{\max} \frac{D}{2} \quad (5.99)$$

Ефективна и средња вредност струје прекидачке диоде је:

$$I_{DRMS} = I_{\max} \sqrt{\frac{D_1}{3}} \quad I_{DAV} = I_{\max} \frac{D_1}{2} \quad (5.100)$$

$D_1 = \frac{t_x}{T_s}$ - фактор испуне повратне диоде, где је t_x време провођења повратне диоде

Зависност фактора испуне повратне диоде од струје оптерећења је:

$$D_1 = \frac{2I_{op}}{I_{\max}} - D(I_{op}) \quad (5.101)$$

Ефективна и средња вредност струје пригушнице је:

$$I_{LRMS} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{3}} \sqrt{D + D_1} \quad I_{LAV} = I_{op} \quad (5.102)$$

Кондензатор C_0 се мора изабрати по критеријуму дозвољене валовитости излазног напона и ефективне струје на учестаности комутације. За грубу процену потребне капацитивности може послужити релација 5.103.

$$C_0 \geq \frac{U_0 T_s^2 (1-D)}{L_0 8 \Delta u_C} \quad (5.103)$$

Доминантна компонента валовитости потиче од серијске отпорности кондензатора и може се оценити по следећој релацији.

$$\Delta u_{0r\max} \cong ESR \cdot \frac{U_0}{L_0} (1-D) T_s \quad (5.104)$$

$$\Delta u_0 = \Delta u_C + \Delta u_{0r\max} \quad (5.105)$$

Ефективна струја филтарског кондензатора C_0 је максимална при гранично прекидном режиму који насупа при максималној струји оптерећења и минималном улазном напону.

$$I_{C2RMS} = \frac{I_{0\max}}{\sqrt{3}} \quad (106)$$

Отпорницима $R1$ и $R2$ у колу повратне спреге дефинише се излазни регулисани напон, дат следећом релацијом.

$$U_0 = 2.5 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (5.107)$$

Синтеза параметара регулатора напона је доста једноставне пошто се користи регулатор P типа, чије је појачање дефинисано по следећој релацији.

$$k_p = \frac{R_4 (R_3 + R_2)}{R_2 R_3} \quad (5.108)$$

Потребно појачање се може добити на основу очекиване грешке регулације. Максимална грешка стационарног стања је дата у следећој релацији из које се добија потребно појачање.

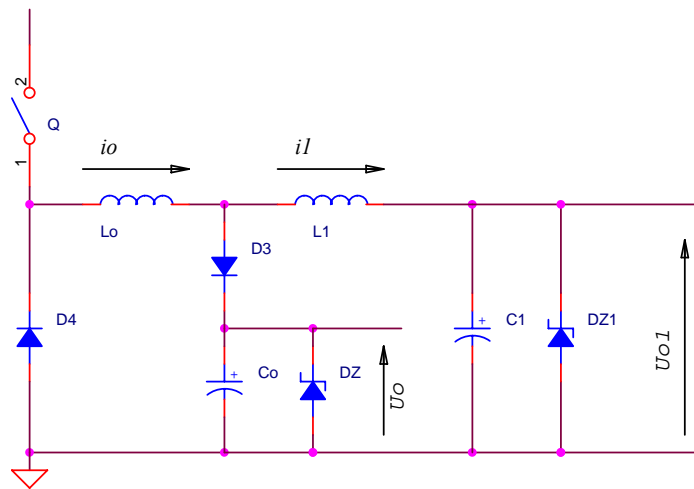
$$e_{\max} = \frac{3}{k_p} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \Rightarrow k_p \geq \frac{3}{e_{\max}} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (5.109)$$

Међутим у овом случају регулатор регулише напон на кондензатору $C1$ који се разликује од излазног напона, па може очекивати грешка регулације до 5%. За смањење осетљивости на високим учестаностима може се унети додатни пол додавањем кондензатор $C5$ паралелно отпорнику у повратној спреси за дефинисање појачања.

5.2.4) Претварач спуштач напона са два напонска нивоа

За напајање контролно управљачких кола код погонског претварача потребан је напон $U_0=15V$, који се може добити неком од претходно описаних метода. Поред тога потребан је напон $U_0=3.3-5V$, за напајање микропроцесора, при струји оптерећења $10-150mA$. За мање струје оптерећења тај напон се може добити помоћу линеарног серијског или паралелног регулатора. Међутим у случају веће струје оптерећења, реда $50-150mA$ јавља се проблем допунске дисипације на регулационом колу. Једно решење је употреба прекидачког регулатора напона. Друго решење је дизајн двоструког директног спуштача напона са два напонска нивоа. Предлог решења је дат на слици 5.21.

У анализи се предпоставља да је струја оптерећења на нивоу U_0 доста мања од струје оптерећења на нивоу U_{o1} , што у принципу и јесте случај код погонских претварача мале снаге. Такође предпостављамо да се ради о прекидном режиму.



Слика 5.21.: Претварач напона са два напонска нивоа.

За време док је укључен прекидач Q струја пригушница L_0 и L_1 су дате следећом релацијом.

$$i_0 = \frac{E_{dc} - U_0}{L_0} t \quad i_1 = \frac{U_0 - U_{o1}}{L_1} t \quad (5.110)$$

У тренутку кад се искључи прекидач Q струје су:

$$I_{0m} = \frac{E_{dc} - U_0}{L_0} t_{on} \quad I_{1m} = \frac{U_0 - U_{o1}}{L_1} t_{on} \quad (5.111)$$

Услед укључења повратне диоде струја пригушнице L_0 опада, док струја пригушнице L_1 и даље расте јер је диода D_3 укључена.

$$i_0 = I_{0m} - \frac{U_0}{L_0} t \quad i_1 = I_{1m} + \frac{U_0 - U_{o1}}{L_1} t_{on} \quad i_D = i_0 - i_1 \quad (5.112)$$

У тренутку t_1 струје i_0, i_1 су једнаке, па се диода $D3$ искључује и струје i_0, i_1 опадају до нуле.

$$i_0 = i_1 = I_{0m} - \frac{U_0}{L_0} t_1 - \frac{U_{01}}{L_0 + L_1} t \quad (5.113)$$

Да би диода $D3$ била укључена за време док је укључен прекидач Q потребно је да буде испуњен следећи услов.

$$\frac{di_0}{dt} > \frac{di_1}{dt} \Rightarrow \frac{E_{dc} - U_0}{L_0} > \frac{U_0 - U_{01}}{L_1} \quad (5.114)$$

Однос индуктивности пригушница при коме се обезбеђује нормалан рад треба изабрати за најтежи радни режим, при најмањем улазном напону.

$$\frac{E_{dc \min} - U_0}{U_0 - U_{01}} > \frac{L_0}{L_1} \quad (5.115)$$

Приближна индуктивност пригушница може се добити ако се занемари струје оптерећења на нивоу U_{01} у односу на струју оптерећења на нивоу U_0 . Средња струја диоде $D3$ је:

$$I_{DAV} \cong D^2 T_s \left(\frac{E_{dc} - U_0}{L_0} - \frac{U_0 - U_{01}}{L_1} \right) \quad (5.116)$$

Средња струја диоде мора бити већа од највеће очекиване струје оптерећења на нивоу U_0 . Укупна индуктивност се добија по услови прекидности струје.

$$L_e = L_0 + L_1 \leq \frac{U_0}{2I_{0\max}} (1 - D_{\max}) T_s \quad (5.117)$$

где је: $-D_{\max}$ - максимални фактор испуне

$-I_{0\max}$ - укупна струја оптерећења на нивоу U_0 и U_{01}

$-T_s$ - период комутације

Потребне индуктивности се добијају решавањем претходних релација.

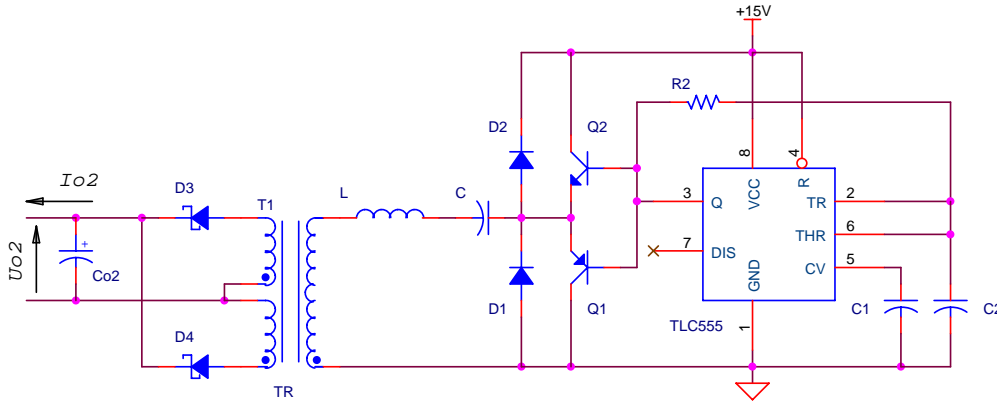
$$L_0 = \frac{L_e I_{DAV} + D^2 T_s (E_{dc} - U_{01})}{2I_{DAV}} \pm \sqrt{\frac{(L_e I_{DAV} + D^2 T_s (E_{dc} - U_{01}))^2}{4I_{DAV}^2} - \frac{L_e D^2 T_s (U_0 - U_{01})}{I_{DAV}}}$$

$$L_1 = L_e - L_0 \quad (5.118)$$

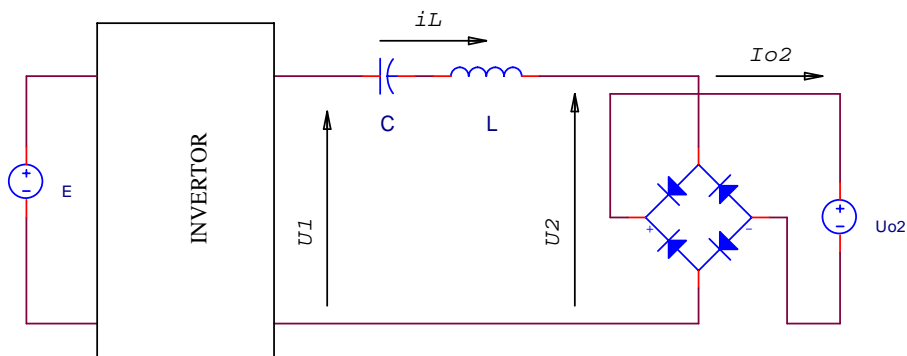
Разлика између струје оптерећења и средње струје пригушница апсорбује се са паралелним зенер диодама, које регулишу напоне U_0 и $U_{0,1}$

5.2.5) Помоћно галвански изоловано напајање

У неким случајевима потребно је обезбедити и напоне који су галвански раздвојени од енергетског дела претварача. При томе је потребна релативно мала снага, реда неколико W . То су најчешће напајања за галвански раздвојену серијску везу или за напајање неког мерног претварача који мора бити изолован од погонског претварача. У том случају може се дизајнирати допунско галвански изоловано напајање које ће бити прикључено на напон добијен неком претходно описаном методом. Предложено решење је серијски резонантни полумостни претварач, слика 5.22.



Слика 5.22.: Полумости резонантни претварач са галванским раздвајањем.



Слика 5.23.: Евивалентно коло

Анализа се може спровести по методи синусне апроксимације, која је применљива у случају да је комутациона учестаност у околини резонантне. Еквивалентно коло је дато на слици 5.23 и састоји се од два нелинеарна елемента и линеарног резонантног кола.

Карактеристична импеданса је:

$$Z_0 = \omega_0 L \quad (5.118)$$

Инвертор је моделован напонским извором чији је напон дат следећом релацијом

$$U_1 = \frac{4}{\pi} E \quad (5.119)$$

Помоћни извори напајања

где је: E - амплитуда напона инвертора зависно да ли је мостна или полу мостна топологија.

Исправљач се моделује првим хармоником напона који се пресликава са напона оптерећења на назменичну страну исправљача и у фази је са струјом резонантног кола.

$$U_2 = \frac{4}{\pi} U_{01} \quad (5.120)$$

где је: U_{01} - напон оптерећења

Струја исправљача је простопериодична и има вршну вредност:

$$I_2 = \frac{\pi}{2} I_0 \quad (5.121)$$

где је: I_0 - струја оптерећења

Еквивалентни отпор којим се моделује исправљач је:

$$R_E = \frac{U_2}{I_2} = \frac{8}{\pi^2} R_0 \quad (5.122)$$

Сада можемо добити еквивалентну функцију преноса датог претварача.

$$U_{01}(E, \omega) = \frac{U_0/2}{\sqrt{1 + \left(\frac{Z_0}{R_E} \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (5.123)$$

где је: ω_0 - резонантна учестаност

ω - комутациона учестаност

Z_0 - карактеристична импеданса кола

U_0 - улазни напон

U_{01} - излазни напон

Због толеранције параметара компоненти побудног и резонантног кола долази до одступања комутационе од резонантне учестаности што изазва промену напона на оптерећењу. Веза између одступања учестаности и промене напона дата је следећом релацијом.

Помоћни извори напајања

$$Z_0 = R_E \frac{1}{|\Delta\omega|} \sqrt{\frac{2\Delta u - \Delta u^2}{(1 - \Delta u)^2}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{01}}{I_0} \frac{1}{|\Delta\omega|} \sqrt{\frac{2\Delta u - \Delta u^2}{(1 - \Delta u)^2}} \quad (5.124)$$

где је: $-\Delta\omega$ - очекивано одступање учестаности комутације од резонантне учестаности, типично ± 0.2 (20%)

$-\Delta u$ - дозвољено одступање напона на оптерећењу

За усвојену резонантну учестаност и из претходне релације добијену карактеристичну импедансу, може се добити потребна индуктивност резонантне пригушнице. Потребан капацитет резонантног кондензатора је:

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad (5.125)$$

Вршна струја прекидача и резонантног кола је :

$$I_{\max} = \frac{\pi}{2} I_{0p} \quad (5.126)$$

где је: $-I_{0p}$ - струја оптерећења преликана на примарну страну

Ефективна струја резонантног кола је:

$$I_{LRMS} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{0p} \quad (5.127)$$

Вршна, ефективна и средња струја исправљачких диода је:

$$I_{D\max} = \frac{\pi}{2} I_0 \quad I_{DRMS} = \frac{\pi}{4} I_0 \quad I_{DAV} = \frac{I_0}{2} \quad (5.128)$$

У претходној анализи занемарен је утицај струје магнећења трансформатора, што у доводи до одступања од теоријски добијене функције преноса, посебно у области ниских комутационих учестаности. Међутим у пракси одступање комутационе учестаности није веће од 20% па струја магнећења није толико битна.

Предложено решење је доста једноставно и поуздано. Трансформатор се може начинити као планарни, и као такав може бити врло малих димензија и ниске производне цене.

6) Електромагнетна компатибилност погонских претварача

Сметње које генеришу енергетски претварачи, у околни простор се преносе путем зрачења (радијација) и провођењем (кондукција). Кондукционе сметње преносе се преко проводника који могу бити улазни напојни водови, излазни водови за напајање потрошача и вод за уземљење претварача и потрошача.

Кондукционе сметње можемо поделити на више хармонике улазне струје и високофреквентне сметње које потичу од комутационих процеса у претварачу.

Ињектовање виших хармоника у дистрибутивну мрежу повезано је са низом негативних појава као што је повећање губитака у дистрибутивним трансформаторима, повећано напрезање изолације напојних водова, смањење расположивог капацитета преносне и дистрибутивне мреже, сметње у раду командно телекомуникационих уређаја и слично. Крајем осамдесетих година прошлог века почиње масовнија примена енергетских претварача, па проблем постаје све израженији. Типични енергетски претварачи су прекидачки извори напајања (*TV* и видео апарати, телефонске централе), и погонски претварачи за регулацију електромоторних погона у индустрији или домаћинству. Распон снаге може бити од неколико вати (аудио видео опрему), неколико киловата (погонски претварачи малих и средњих мотора), па до највећих снага реда неколико стотина колвата за велике индустријске погоне. Међутим и поред мале снаге, укупна инсталисана снага је велика јер је број инсталисаних уређаја велики. Из тог разлога међународне и националне установе за стандардизацију биле су принуђене да донесу пропис о дозвољеном садржају виших хармоника струје коју конзумира потрошач. Са друге стране пројектанти и произвођачи енергетских претварача покушавају да задовоље прописе са што мање улагања, и што једноставнијим решењем претварача.

6.1) *Кондукционе сметње на високим учестаностима*

Кондукционе сметње на високим учестаностима настају услед комутације енергетских прекидача, при чему долази до брзе промене напона и струја у појединим гранама кола. То доводи до генерисања капацитивних струја кроз паразитне капацитивности и напона услед индуктивне и галванске везе међу појединим деловима претварача. Брзина промене напона и струја је доста велика, па се јављају хармонијске компоненте у опсегу неколико *MHz*.

Ниво сметњи које се појављују ван претварача мора се ограничити у складу са одговарајућим нормама. Решењу тог проблем се приступа на два начина. Напре се избором одговарајуће топологије и конфигурације претварача смањује ниво генерисаних сметњи на најмању могућу меру. Потом се приступа дизајну одговарајућег *EMI* филтра који има за циљ да пресече пут генерисаним сметњама, и исте затвори у оквиру претварача.

6.1.1) *Генерисање и пренос кондукционих сметњи*

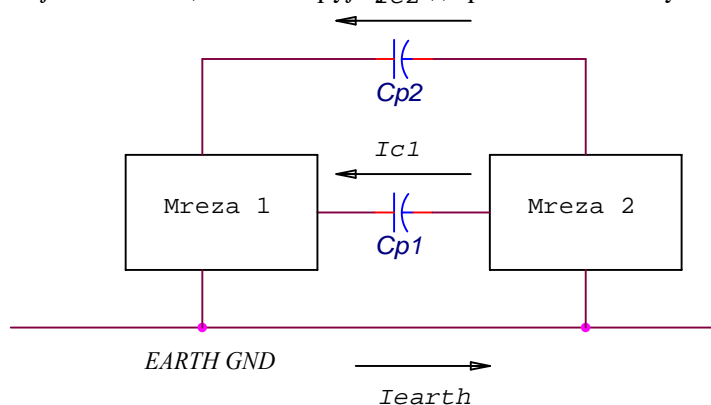
Као што је речено, *EMI* се генеришу услед комутације енергетских прекидача, односно брзе промене струја и напона у појединим деловима кола енергетског претварача. Кондукционе сметње могу се генерисати и пренети до улаза/излаза претварача на три начина:

- капацитивно,

- индуктивно,
- преко заједничке импедансе.

Капацитивни пренос

Овај начин преноса сметњи је у пракси нај заступљенији. Јавља се као последица паразитних међусобних капацитивности појединих грана неке мреже. На слици 6.1 објашњено је како се јавља капацитивна струја услед промене напона у неком делу кола.



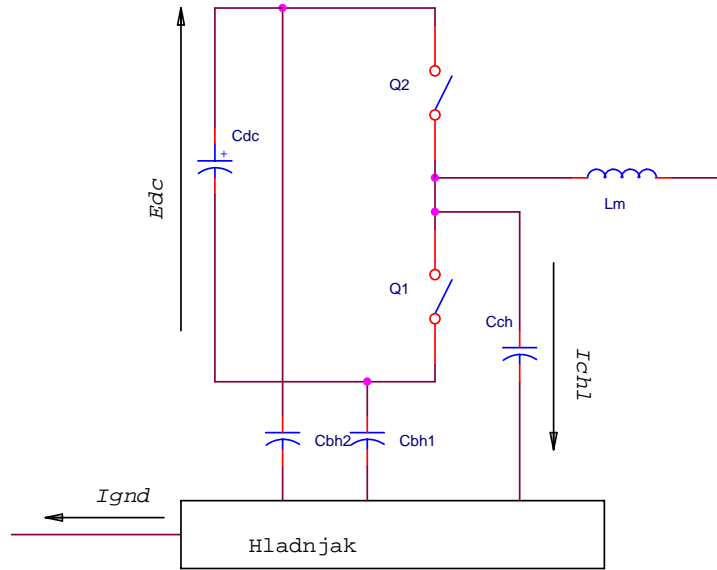
Слика 6.1.:Капацитивна струја између два дела електричног кола.

На слици 6.2. дат је пример како долази до појаве капацитивних струја преко паразитног капацитета транзистора према хладњаку који је уземљен. Напон површине транзистора је сложено периодична временски завина функција, са стрмим узлазним и силазним ивицама, што изазива велике капацитивне струје. Код трофазних транзисторских инвертора брзина пораста напона кућишта транзистора према уземљењу може бити реда

$$\frac{dU_p}{dt} \cong 2 \div 5 [KV/\mu s].$$

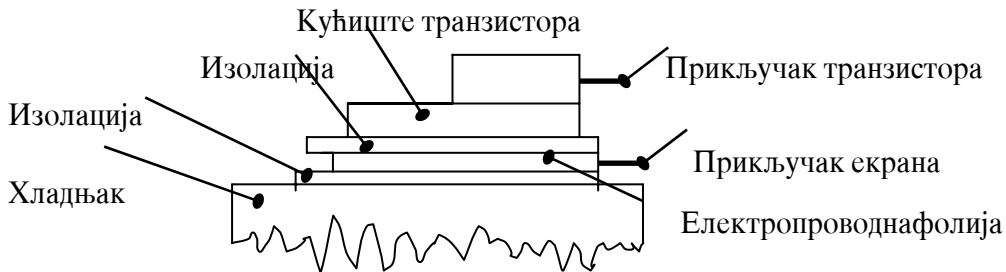
Струја која се при томе јавља има износ $i_{cp} = C_p \frac{dU_p}{dt} \cong 2 \div 5 [mA/pF] \cdot C_p [pF]$.

Капацитивности које се могу очекивати су реда неколико десетина pF , па се јављају струје неколико десетина mA . Ова струја се може смањити ако се смањи брзина пораста напона транзистора или ако смањимо паразитну капацитивност.



Слика 6.2.: Појава капацитивне струје преко паразитног капацитета транзистора према хладњаку који је уземљен.

Смањење брзине пораста напона доводи до повећања комутационих губитака на енергетским прекидачима, па се тражи компромис између нивоа сметњи и комутационих губитака. У новије време разматрају се могућности примене претварача са резонантним међуколом, односно са меком комутацијом.



Слика 6.3.: Екранизација проводне површине транзистора.

Паразитне капацитивности су капацитивности транзистора и диода према хладњаку који је уземљен. Ако се хладњак изолије помоћу одстојника довољне дужине капацитивност према уземљењу биће занемариво мала. Међутим то је најчешће тешко изводљиво због проблема техничке природе, па се ретко користи. Паразитна струја може се пресећи коришћењем екрана који се ставља између транзистора и хладњака, који је повезан на негативан пол напона једносмерног међукола, слика 6.3. Недостатак је повећање термичке отпорности транзистора према хладњаку, услед чега се смањује ефикасност хлађења транзистора. У пракси се користи само у случајевима где се ради о доста високим напонима и строгим захтевима по питању паразитних струја.

Индуктивни пренос

Поред претходно описаног начина генерисања и преноса сметњи, у енергетским претварачима се појављује индуктивни пренос и генерисања сметњи. Наиме, приликом комутације прекидачких транзистора долази до брзе промене струје кроз поједине делове електричног кола. Услед индуктивне спреге и велике брзине промене струје, у другим деловима кола појављује се напон односно струје које се затварају преко улазних или сигналних водова. Из релације 6.1 види се да је могуће смањењем међусобне индуктивности смањити ниви индукованог напона у другом делу кола. У пракси се исправним избором геометрије водова проблем индуктивног преноса може делимично решити.

$$u_2 = L_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (6.1)$$

где је: $-L_{12}$ - међусобна индуктивност примарне и секундарне контуре
 $-i_1$ - струја у примарној контури, која се комутује и представља извор сметњи
 $-u_2$ - напон који се индукује у секундарном колу, које може бити неко сигнално коло или коло уземљења

Индуктивна спрега се може у неким сличајевима елиминисати или довољно смањити оптималним избором геометрије кола. То се постиже паралелним вођењем одлазних и повратних проводника кроз које се комутује струја, вођење сигналних и енергетских водова под углом који је близак правом углу. О томе је потребно посебно водити рачуна приликом дизајна *PCB*-а, ако се ради о великим струјама и великим брзинама промене. По потреби може се применити оклапање - екранизација као метода смањења паразитне индуктивне спреге између појединих делова претварача.

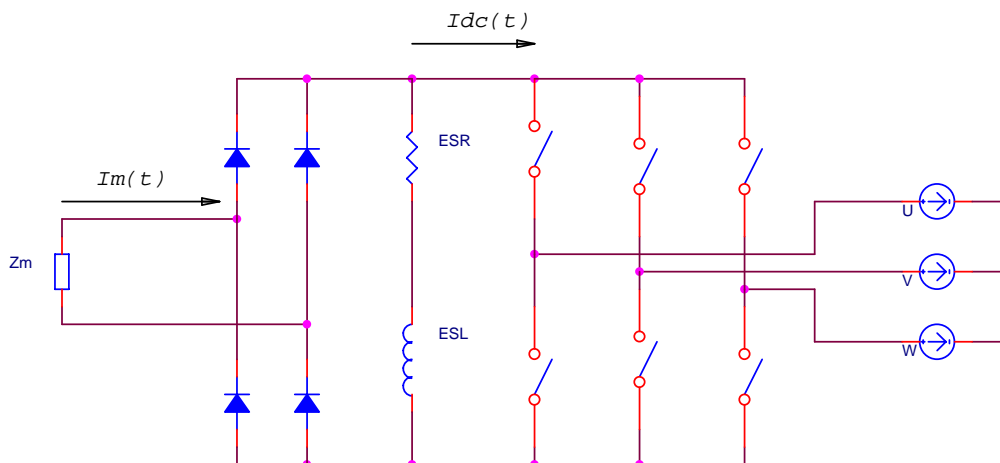
Пренос преко заједничке импедансе

Отпорни пренос кондукционих сметњи се јавља у случају заједничке паразитне импедансе за два електрична кола. Типичан пример паразитне импедансе је еквивалентна серијска отпорност кондензатора (*ESR*), услед које се јавља валовитост напона и генерисање симетричних сметњи на високим учестаностима, које се преносе у напојне водове.

На слици 6.4. дат је пример појаве симетричних *VF* сметњи код погонског претварача услед несавршености кондензатора у једносмерном међуколу. Струја која се јавља у улазном воду зависи од импедансе напојног вода и таласног облика струје једносмерног међукола, по релацији 6.2.

$$i_m(s) = -i_{DC}(s) \frac{Z_{DC}}{Z_{DC} + Z_m} \quad (6.2.)$$

где је: $-Z_{DC}$ - комплексна импеданса једносмерног међукола
 $-Z_m$ - комплексна импеданса напојног вода

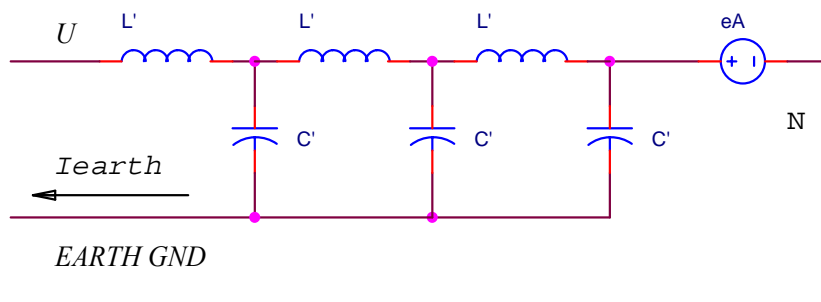


Слика 6.4.: Појава симетричних кондукционих сметњи у улазном воду услед несавршености кондензатора у једносмерном међуколу.

При овој је предпостављено да се у једносмерном међуколу користи електролитски кондензатор довољно великог капацитета, да се промена напона услед пуњења кондензатора може занемарити. Из релације 6.2 може се уочити да се струја улазног вода може умањити на два начина. Први начин је смањење импедансе кондензатора. То се постиже паралелном везом електролитског и полипропиленског кондензатора који има малу индуктивност и отпорност. Други начин је повећање импедансе мреже, што се постиже коришћењем нископропусног филтра у напојном воду, о чему ће бити више речи када буде говора о појави виших хармоника улазне струје исправљача.

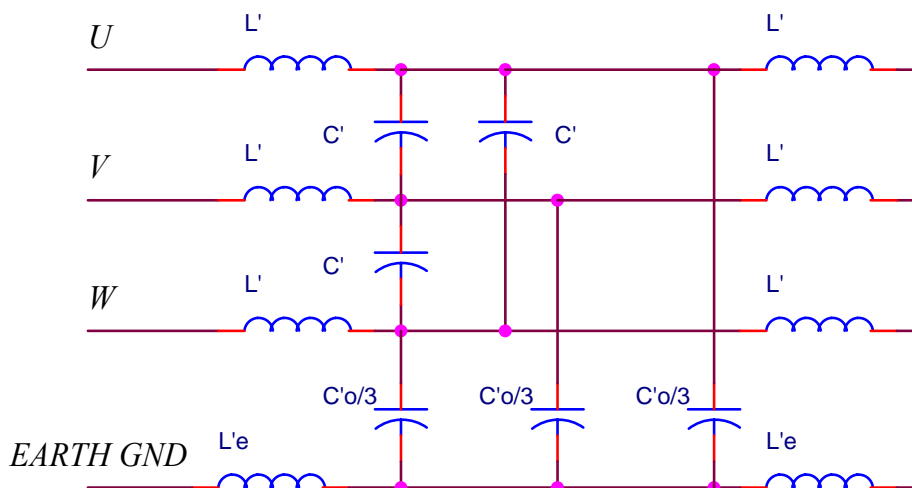
6.1.2) Спрега мотор-претварач

Код спреге погонског претварач и мотора, посебно ако је спрега преко релативно дугих водова проблем се усложњава. Наиме, постоји подужна капацитивност намотаја мотора према уземљењу, па је мотор у домену високих учестаности мрежа са расподељеним параметрима. Модел једне фазе мотора дат је на слици 6.5.



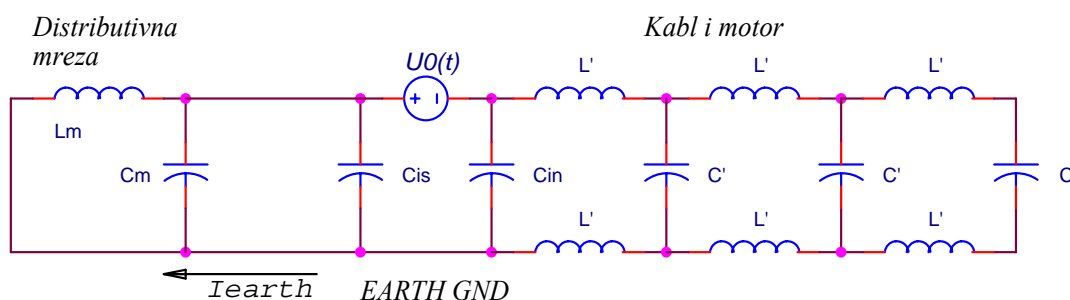
Слика 6.5.: Модел једне фазе мотора у домену високих учестаности.

У пракси веза претварача и мотора се остварује кабловима потребне дужине, зависно од физичке локација претварача и мотора. У том случају кабл се мора третирати као мрежа са расподељеним параметрима, слика 6.6.



Слика 6.6.: Модел кабла мотора са расподељеним параметрима.

На основу претходно датих модела појединих делова може се извршити синтеза модела целог погона за високе учестаности и асиметрични режим, слика 6.7.



Слика 6.7.: Потпуни асиметрични (*common mode*) модел погона за високе учестаности.

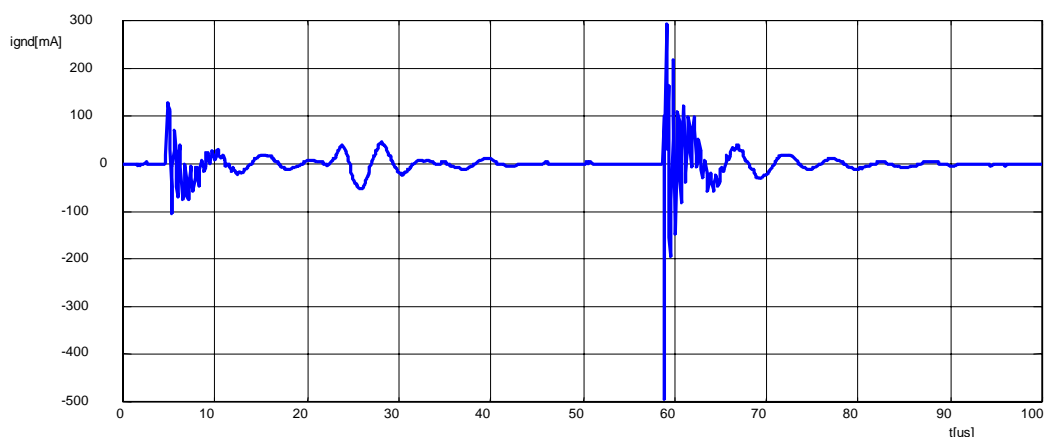
Струја $i_{GND}(t)$ је струја која се затвара преко уземљења и дистрибутивне мреже и представља високо фреквентну сметњу. У спектралном саставу имаће компоненте које потичу од комутације прекидача и компоненте које потичу од резонантних модова каблова и мотора. Познавајући подужне параметре каблова и мотора може се добити аналитичка релација која описује струју $i_{GND}(t)$, која представља кондукционе сметње које се преносе ван претварача.

Напон којим се побуђује дати модел је дефинисан следећом релацијом, [15, 16].

$$V_0(t) = \frac{E_{DC}}{6} \sum_{i=a,b,c} (2S(i) - 1) \quad (6.3)$$

где је: $-S(i)$ - стање прекидача одговарајуће фазе.

Амплитуда струје која се јавља кроз уземљење мотора и погонског претварача може бити реда неколико стотина $[mA]$ за моторе снаге реда неколико килowата.

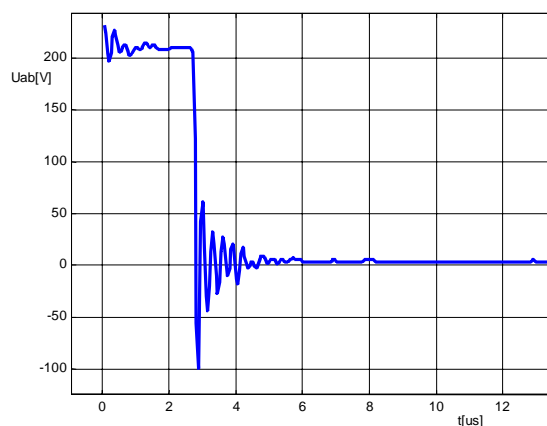
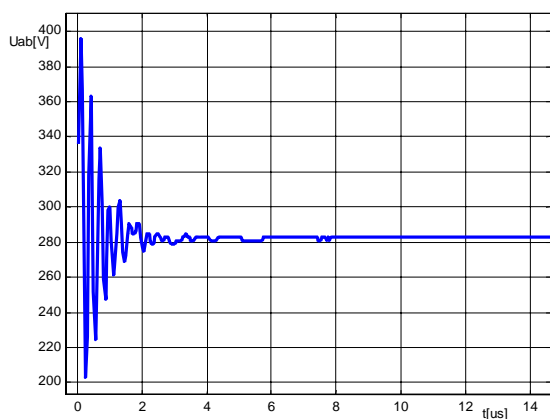


Слика 6.8.: Струје уземљења мотора и претварача без улазног *EMI* филтра.

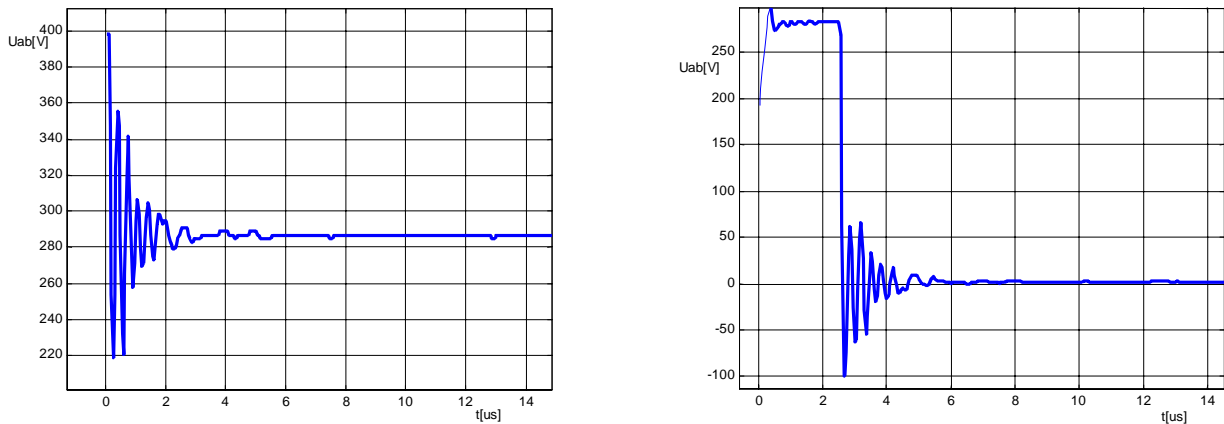
Асиметричне струје се затварају преко претварача, намотаја мотора, капацитивности намотаја према кућишту које је уземљено, капацитета спојних каблова према уземљењу, уземљења и дистрибутивне мреже и назад преко напајања до претварача. Уочимо да асиметричне струје, односно струје уземљења на високим учестаностима нису занемарљива и могу довести до проблема у раду околних уређаја, као што су рачунари, мерна и регулациона опрема, уређаји за телекомуникацију и сл.

Поред капацитивне струје уземљења (асиметричне) појављује се симетрична струја која се затвара преко симетричне (погонске) капацитета водова и мотора. Симетрична струја може изазвати повећање комутационих губитака инверторског моста.

Услед комутације енергетских транзистора у инвертору и паразитне капацитивности и индуктивности каблова којим се повезује мотор и претварач долази до појаве осцилација напона на терминалу мотора. Амплитуда напона може бити до два пута већа од напона једносмерног међукола. Тиме се смањује век трајања изолације мотора и генеришу сметње које се простиру преко уземљења мотора. На сликама 6.9 и 6.10 дати су таласни облици напона на мотору у тренутку комутације прекидача, за различите дужине кабла којим се повезује мотор са претварачем. Може се уочити пребачај напона реда *50-100%* при чему је учестаност осциловања реда *1MHz*. Појава осцилација терминалног напона мотора је посебно изражена у случају да се мотор и погонски претварач повезују кабловима дугим по неколико десетина или стотина метар. Овај проблем се може елиминисати интегрисањем мотора и погонског претварача у исто кућиште, чиме се елиминишу дуги спојни водови.



Слика 6.9.: Таласни облик терминалног напона мотора за кабл дужине $L = 2m$.

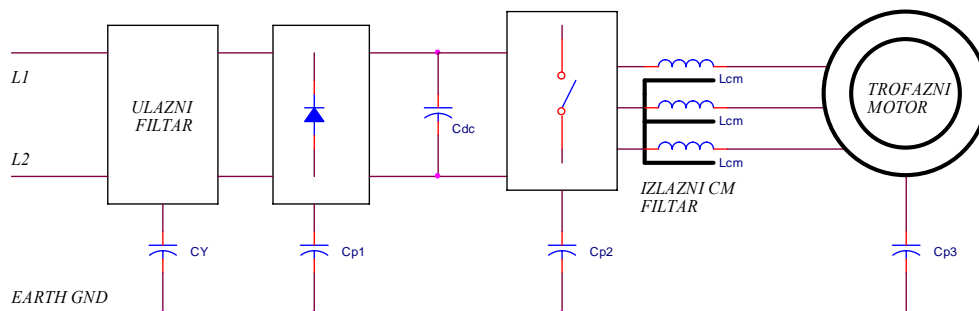


Слика 6.10.: Таласни облик терминалног напона мотора за кабл дужине $L=5m$.

6.1.3) ЕМИ филтри

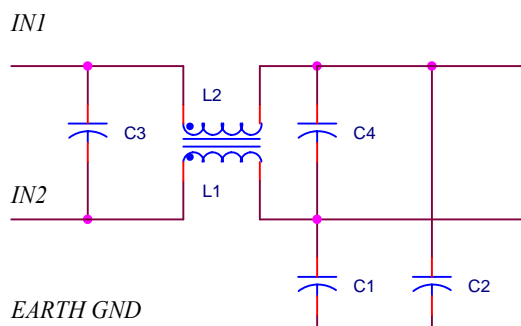
Пошто се генерисане сметње најчешће не могу смањити испод прописом дозвољеног нивоа мора се приступити дизајну одговарајућих филтара. Адекватним филтрирањем кондукционе сметње се затварају у оквиру претварача, и не дозвољава се продирање истих ван претварача. Са друге стране добрим филтрирањем спречава се продирање сметњи у претварач из мреже, чиме се повећава робусност претварача.

На слици 6.11 дат је принцип филтра за асиметричне сметње (*common mode*) код погонских претварача.



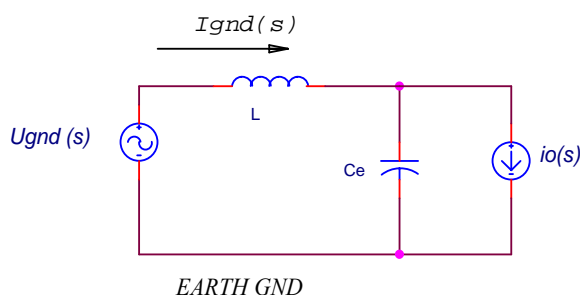
Слика 6.11.: Филтри за смањење нивоа кондукционих сметњи код погонског претварача.

Пригушница улазног *EMI* филтра је бифиларно мотана тако да је индуктивност за симетричне струје врло мала, приближно једнака индуктивности расипања. Индуктивност за асиметричне струје које се затварају преко једног вода и уземљења је доста велика и може бити реда неколико *mH*. Индуктивност $L1$, $L2$ и кондензатори $C1$, $C2$, $C3$, $C4$ формирају нископропусни филтар другог реда, којим се пресеца пут кондукционим асиметричним сметњама. Капацитет кондензатора $C1$, $C2$ је дефинисан стандардим [14]. У литератури се ови кондензатори срећу под ознаком *Y* кондензатори.



Слика 6.14.: EMI филтар за смањење нивоа симетричних и асиметричних сметњи у напојном воду и уземљењу претварача.

Кондензатори $C3, C4$ имају вредност неколико стотина nF и у пракси се срећу под именом X кондензатори. Имају улогу у формирању филтра за симетричне и асиметричне сметње. Због индуктивне спреге пригушница $L1, L2$ кондензатор $C4$ има улогу у формирању нископропусног филтра за асиметричне сметње.



Слика 6.15.: Еквивалентно коло EMI филтра.

Индуктивност пригушнице се рачуна зависно од потребног слабљења кондукционих сметњи [17]. Ако је индуктивна спрега добра онда важи: $L1=L2 \cong L12$. Кондензатори се бирају да важи: $C1=C2$ $C3=C4$. У том случају добија се еквивалентна шема дата на слици 3.15. Струја уземљења је дата следећом релацијом.

$$i_{GND}(s) = i_0(s) \frac{1}{LC_E s^2 + 1} + U_{GND}(s) \frac{C_E s}{LC_E s^2 + 1} \quad (6.4)$$

где је $-C_E = C_1 + \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}$ -еквивалентна капацитивност

$-i_{GND}(s)$ - струја уземљења

$-i_0(s)$ - струја кондукционих сметњи које потичу од претварача

$-U_{GND}(s)$ - напон улазне линије према уземљењу који зависи од типа дистрибутивне мреже. Најчешће је тај напон једнак напону напајања.

Претходно дате релације су теоријског карактера и у пракси је ситуација нешто сложенија. Наиме, пригушница није идеална, па се јавља индуктивност расипања, паразитна капацитивност између навојака пригушнице, и отпорност губитака у магнетном колу. Због тих паразитних ефеката функција преноса филтра има резонантна модове, услед којих

Филтар није довољно ефикасан. Проблем се решава редним везивањем две пригушнице, једне велике индуктивности и друге која има малу индуктивности и паразитну капацитивност између навојака. Тиме се може реализовати филтар са потребним слабљење симетричних и асиметричних компоненти сметњи.

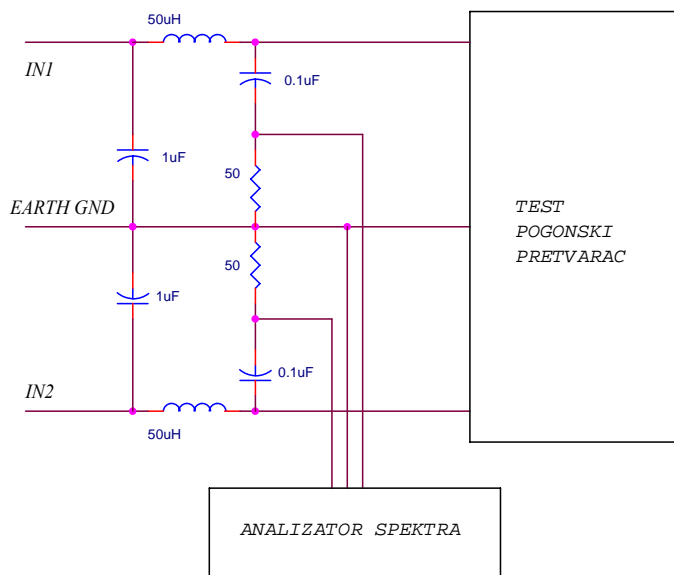
У случају када је веза мотора и погонског претварача остварена дугим кабловима, или је капацитет намотаја према кућишту мотора велики, мора се користити излазни филтар, ради елиминисања могућих негативних последица. То су повећан ризик од појаве резонансе, пренапон на претварачу и мотору, повећана вршна вредност струје прекидача инвертора итд. У тим случајевима мора се користити симетрична пригушница преко које се остварује веза инвертора и мотора.

6.1.4) Мерење кондукционих сметњи

За мерење нивоа кондукционих сметњи на улазу претварача се везује мерна мрежа (*LISN*) чија шема је дата на слици 6.18. Вредности елемената мерне мреже су дати на слици и дефинисани су одговарајућим прописом. Мерени напон U_{m1} , U_{m2} садржи информацију о нивоу кондукционих сметњи које се затварају преко улазних напојних водова и уземљења. Уобичајено је да се ниво сметњи обележава у логаритамским јединицама $dB\mu A$, $dB\mu V$, које се добијају по следећим релацијама:

$$U[dB\mu V] = 120 + 20 \log(U[V]) \quad I[dB\mu A] = 120 + 20 \log(I[A]) \quad (6.5)$$

Мерење симетричних и асиметричних сметњи, односно напона U_{m1} , U_{m2} врши се коришћењем анализатора спектра, који су повезани са рачунаром. То омогућава меморисање и анализу. Ако није задовољен *IEC* пропис о дозвољеном нивоу сметњи, мора се извршити синтеза параметара улазног филтра и поновити мерење [18].



Слика 6.18.: Мерење кондукционих сметњи.

6.2) Виши хармоници улазне струје

Код линеарних потрошача струја оптерећења је простопериодична величина са фазом која је дефинисана фактором снаге, односно природом оптерећења датог потрошача. При томе се предпоставља да је напон напајања потрошача простопериодичан и има константну амплитуду и учестаност. У последње време све више се користе разне врсте енергетских претвараача који су по природи нелинеарни потрошачи. То су исправљачи, циклоконвертори и фазни регулатори. Последица њихове нелинеарности је фазни померај првог хармоника и појава виших хармоника струје која се узима из мреже.

Виши хармоници струје и напона мреже изазивју низ проблема, који могу довести до деструктивног отказа појединих делова дистрибутивног и преносног система:

- Појава паралелне резонансе пасивних компезатора реактивне снаге, и серијске резонансе између индуктивности мреже и кондензатора за поправку фактора снаге. У оба случаја последица је појава пренапона и општећење кондензаторских батерија,
- Повећање губитака код трансформатора и мотора,
- Појава валовитости момента код асинхронних мотора директно напајаних са мреже,
- Повећање реактивне снаге кондензаторских батерија,
- Појава сметњи при мерењу енергије,
- Појава интерференције и преслушавања са телекомуникационим водовима, и
- Повећање ефективне струје потрошача, чиме се смањује расположиви капацитет напојних водова.

Нека су напон и струја на улазу исправљача сложено периодични и дати следећом релацијом.

$$u(t) = \sum_{h=1}^{\infty} U_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (6.6)$$

Средња, односно активна снага исправљача је:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot u(t) \cdot dt = \sum_{h=1}^{\infty} U_h I_h \cos(\theta_h - \varphi_h) \quad (6.7)$$

Привидна снаге је:

$$S = U_{RMS} I_{RMS} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} U_h^2} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (6.8)$$

Хармонијска изобличења напона и струје дефинисани су следећом релацијом.

$$HDU_h = \frac{U_h}{U_{RMS}} \quad HDI_h = \frac{I_h}{U_{RMS}} \quad (6.9)$$

Укупно хармонијско изобличење напона и струје је дефинисано следећом релацијом.

$$THDU = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{U_{RMS}^2 - U_1^2}}{U_1} \quad THDI = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (6.10)$$

Фактор снаге потрошача је дефинисан односом активне и привидне снаге потрошача:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} U_h I_h \cos(\theta_h - \varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} U_h} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h}} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} (HDU_h * HDI_h * \cos \varphi_h)}{\sqrt{1 + (THDU)^2} \sqrt{1 + (THDI)^2}} \quad (6.11)$$

Ако се предпостави да је дистрибутивна мрежа “тврда” онда се може сматрати да важи: $HDU_h \cong 0$ $THDU \ll 1$. Сад је фактор снаге потрошача:

$$\lambda \cong \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + (THDI)^2}} \quad (6.12)$$

где су: $-\cos \varphi_1$ - фазни померај првог хармоника струје у односу на напон

$-THDI$ - тотално хармонијско изобличење струје исправљача

Из претходне релације види се утицај помераја првог хармоника и укупног изобличења струје на фактор снаге. Смањење фактора снаге значи повећање ефективне струје за исту пренету активну снагу, односно смањење преносне моћи дистрибутивне и преносне мреже. Ефективна струја нелинеарног потрошача, (исправљача) је:

$$I_{RMS} = \frac{P}{U_{RMS}} \frac{\sqrt{1 + (THDI)^2}}{\cos \varphi_1} = I_{A1} \frac{\sqrt{1 + (THDI)^2}}{\cos \varphi_1} \quad (6.13)$$

где је: $-I_{A1}$ - активна компонента струје првог хармоника

Да би избегли или умањили проблеме изазване вишим хармоницима улазне струје, донети су стандарди којим се ограничава дозвољени ниво виших хармоника зависно од реда хармоника, снаге потрошача, параметара мреже на који са прикључује потрошач и категорије потрошача. Ограничења су дефинисана следећим стандардима.

- IEC 1000-3-3
- IEC 1000-3-4
- IEEE 519-1992

Електромагнетна компатибилност погонских претварача

Под пропис *IEC 1000-3-2* спадају потрошачи који се прикључују на дистрибутивну једнофазну или трофазну мрежу и имају струју по фази мању од *16А*. У оквиру тог прописа постоје четири категорије (*Class A*, *Class B*, *Class C*, *Class D*) које се односе на различите уређаје и различито су дефинисана ограничења виших хармоника улазне струје. У следећој табели дати су претходно наведени прописи из стандарда *IEC 1000-3-2*.

Табела 6.1.: Дозвољени ниво виших хармоника улазне струје, стандард *IEC 1000-3-2*.

Ред хармоника	<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>	<i>D</i>
<i>n</i>	A_{RMS}		I_n [%]	mA/W
непарни хармоници				
3	2.30	3.45	$30*\lambda$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/ <i>n</i>
$15 \leq n \leq 39$	2.25/ <i>n</i>	3.375/ <i>n</i>	3	3.85/ <i>n</i>
парни хармоници				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	1.84/ <i>n</i>	2.76/ <i>n</i>	-	-

Где је: λ - фактор снаге

У категорију *Class A* спадају симетрични трофазни потрошачи, погонски претварачи са фазном регулацијом и сви остали потрошачи који нису у остале три категорије.

У категорију *Class B* спадаја преносни и ручни алат.

У категорију *Class C* спадају уређају за осветљење укључујући и новију генерацију са регулаторима осветљења.

У категорију *Class D* спадају уређају чија је активна снага у границама $75 - 600 [W]$ и то су најчешће диодни исправљачи са кондензатором великог капацитета у једносмерном колу.

Електромагнетна компатибилност погонских претварача

Табела 6.2.: Дозвољени ниво виших хармоника улазне струје, стандард *IEC 1000-3-4*.

Ред хармоника n	I_n [%]	Ред хармоника n	I_n [%]
3	21.6	21	≤ 0.6
5	10.7	23	0.9
7	7.2	25	0.8
9	3.8	27	≤ 0.6
11	3.1	29	0.7
13	2	31	0.7
15	0.7	33	≤ 0.6
17	1.2		
19	1.1	<i>parni harmonici</i>	$8/n$ ili 0.6

Под пропис *IEC 1000-3-4* спадају потрошачи који се прикључују на дистрибутивну једнофазну или трофазну мрежу и имају струју по фази већу од 16 А.

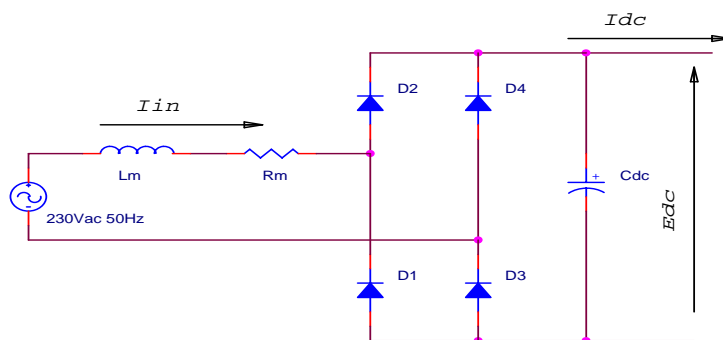
Табела 6.3.: Дозвољени ниво виших хармоника улазне струје, стандард *IEEE519-1992*.

I_{sc}/I_1	I_h [%] $h < 11$	I_h [%] $11 \leq h < 17$	I_h [%] $17 \leq h < 23$	I_h [%] $23 \leq h < 35$	I_h [%] $35 \leq h$	<i>THDI</i> [%]
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Где су: - I_{sc} - струја кратког споја на месту прикључења потрошача
 - I_1 - први хармоник струје потрошача

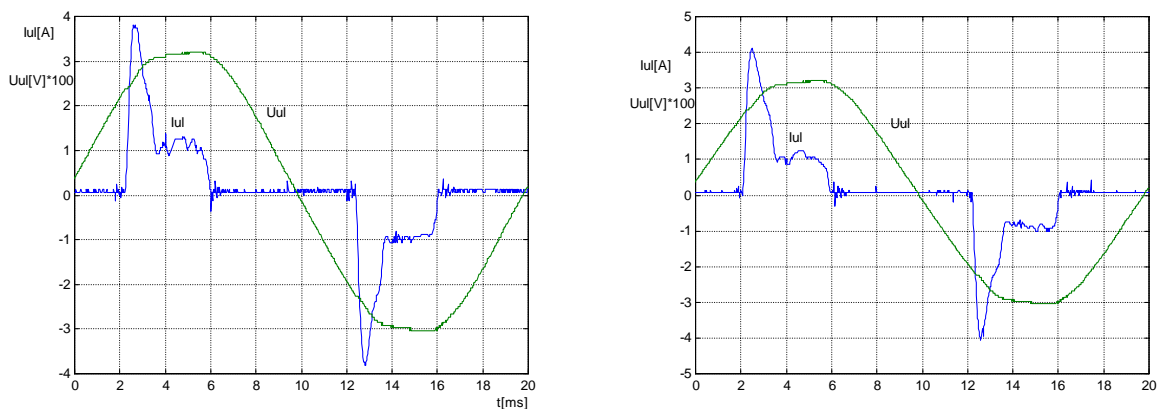
6.2.1) Диодни исправљачи - извор виших хармоника

Као што је речено у поглављу 2 и 3, за погонске претвараче мале снаге у пракси се користи диодни мостни исправљач са капацитивним филтром на излазу, слика 6.19.



Слика 6.19.: Диодни мостни исправљач са C филтром.

На следећим сликама дати су карактеристични таласни облици улазне струје напона погонског претварача са улазним диодним мостом.



Слика 6.20.: Снимак улазне струје типичног погонског претварача са простим диодним исправљачем

Може се уочити да је струја исправљача јако изобличена и садржи више хармонике реда до неколико KHz .

Други тип исправљача који се среће у пракси је исправљач са излазним LC филтром. Таласни облик улазне струје зависи од вредности индуктивности излазне пригушнице и струје оптерећења. За довољно велику индуктивност пригушнице струја једносмерног међукола ће бити непрекидна, док ће улазна струја имати исправљача бити квадратног таласног облика. Међутим ово нема практичну примену због великих димензија и цене пригушнице, па се прави компромис између цене, габарита и садржаја виших хармоника улазне струје. Код погонских претварача мале снаге пригушница у једносмерном међуколу се не користи.

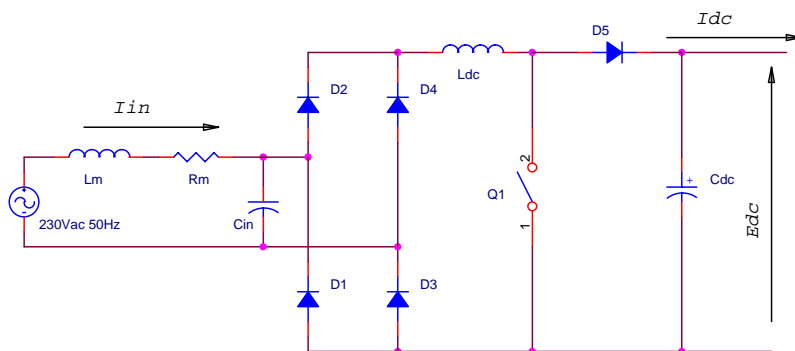
6.2.2) Методе за смањивање садржаја виших хармоника код погонских претварача

У општем случају постоје два начина филтрирања хармоника и поправке фактора снаге улазног исправљача. То пасивно и активно филтрирање улазне струје. Под пасивним филтрирањем подразумева се коришћење пасивних RLC мрежа које се везују на улаз исправљача у циљу смањења нивоа виших хармоника улазне струје. Међутим, пошто је учестаност виших хармоника ниска, пасивни филтри су гломазни и неефикасни. Посебан проблем је појава резонантних врхова у функцији преноса, па се у случају који разматрамо не користити.

Активно филтрирање подразумева пројектовање посебне класе претварача који се везују редно са улазним исправљачем. У том случају улазна струја је најчешће са врло малим садржајем виших хармоника и у фази са напонем. Улазни филтар је потребан да отклони сметње које потичу од комутације прекидача на високој учестаностима (типично $50-100$ KHz).

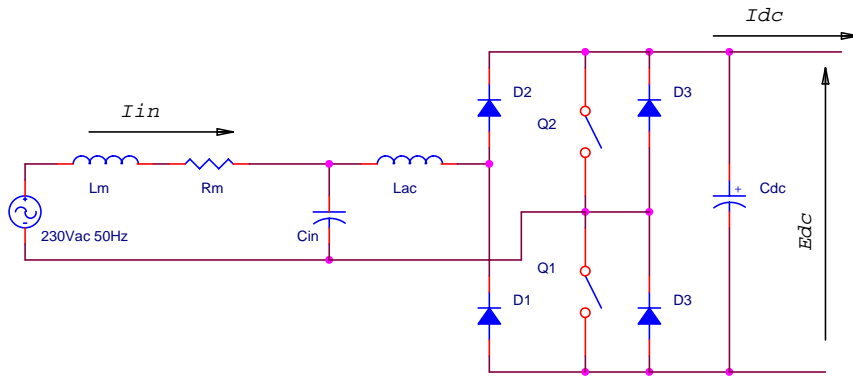
6.2.2.1) Активни исправљачи

Активни исправљачи су претварачи који имају могућност контроле таласног облика и фазног става улазне струје. С' обзиром на актуелност датог проблема, у литератури се може срести велики број различитих топологија активних исправљача. Због ограниченог простора у раду, биће само дат кратак приказ типичних топологија једнофазних активних исправљача и коректора фактора снаге (PFC). Све топологије се састоје из полупроводничког моста са или без допунских прекидача, филтарског кондензатора и индуктивности чија позиција зависи од примењене топологија. Закон управљања прекидачима се генерише на основи грешке регулације напона једносмерног међукола и таласног облика улазне струје, и то је најчешће PWM са константном учестаношћу комутације. Валовитост улазне струје на учестаности комутације се занемарује, пошто је комутациона учестаност доста висока, и може бити до неколико стотина KHz . На основу топологије могу се поделити на напонске и струјне. Због лошијег спектралног састава улазне струје, струјни исправљачи се ређе користе.

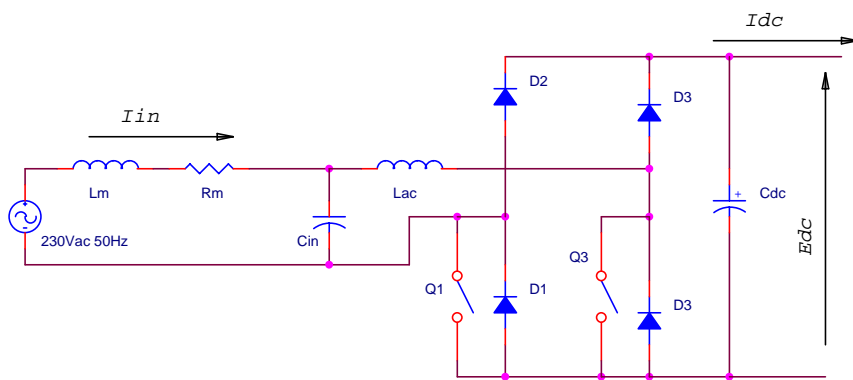


Слика 6.21.: Исправљач са диодним мостом и $BOOST$ коректором.

На сликама 6.21; 6.22 дате су топологија напонских активних исправљача за рад у једном квадранту, односно без могућности двосмерног тока енергије. Исправљач на слици 6.21 састоји се исправљачког диодног моста, допунског прекидача $S1$ и диоде $D5$. Исправљач на слици 6.22 састоји се од моста са две исправљачке диоде и два прекидача. Степен искоришћења је нешто већи него у претходном случају пошто се ради о једном степену конверзије енергије.



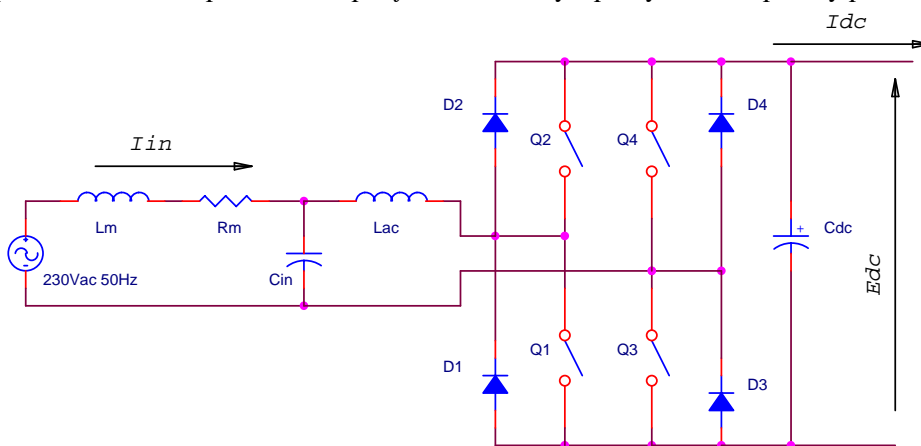
a)



b)

Слика 6.22.: Активни исправљач са полууправљивим прекидачким мостом.

Активни исправљач на слици 6.23 састоји се од пуноуправљивог прекидачког моста, који је реализован од четири прекидача. Захваљујући пуноуправљивости моста, могућ је рад у два квадранта, односно враћање енергије од погона у мрежу када се ради у режиму кочења.



Слика 6.23.: Активни исправљач са пуноуправљивим прекидачким мостом

Алгоритам управљања је сличан у свим претрходно датим топологијама. У новије време производе се интегрисана управљачка кола за управљање и побуду активних исправљача. Типичне вредности фактора снаге и тоталног хармонијског изобличења који се могу постићи су: $THDi = 2 \div 10\%$ $\lambda = 0.97 \div 0.99$, зависно од улазног EMI филтра.

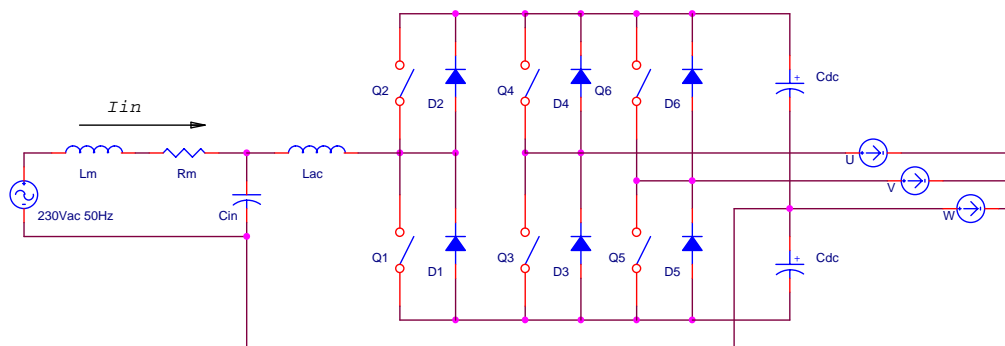
У свим топологијама потребно је користити додатни *EMI* филтар ради елиминисања кондукционих симетричних (*DM*) и асиметричних (*CM*) сметњи које потичу од рада излазног инвертора и улазног исправљача.

Активни исправљачи обезбеђују висок фактор снаге и ниска тотална хармонијска изобличења улазне струје. Најчешће је то далеко испод границе дефинисане одговарајућим прописом. Међутим са економског аспекта потребно је наћи решења које би било ниске цене и испуњавало одговарајући пропис о квалитету улазне струје исправљача.

6.2.2.2) Интегрисани исправљач-инвертор

У [22, 23, 24] анализирани су могућности интегрисања улазног исправљача и трофазног инвертора.

У наставку су нешто детаљније приказана предложена решења.



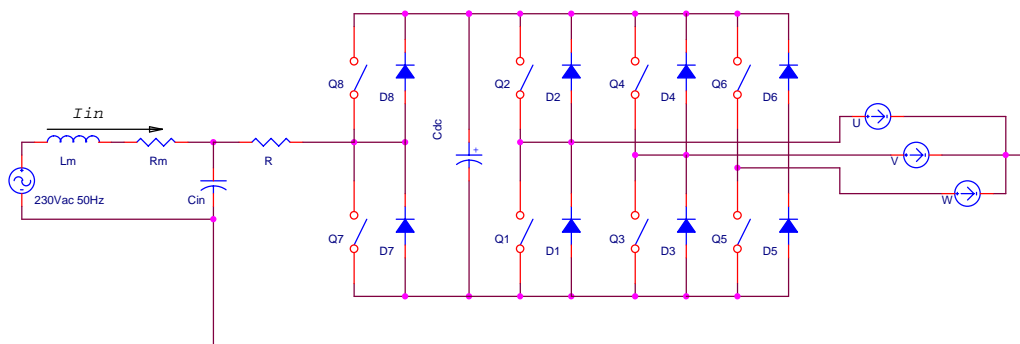
Слика 6.24.: Погонски претварач са интегрисаним улазним исправљачем и излазним инвертором, топологија *A*.

У [22] се анализира погонски претварач који се састоји од прекидачког моста са шест транзисторских прекидача и два електролитска кондензатора, слика 6.24. Помоћу електролитских кондензатора добија се средња тачка, односно напон једнак половини напона једносмерног међукола. Прекидачка грана *A* представља грану улазног исправљача, а гране *B* и *C* су гране инверторског моста за напајање мотора. У овоме случају може се независно управљати таласним обликом улазне струје и излазног напона. При томе је број активних прекидача 6, плус 2 електролитска кондензатора.

Предложена топологиј има више недостатака.

- Улазни исправљач је типа подизач напона, при чему је напон једносмерног међукола више од два пута већи од вршне вредности улазног напона. За дистрибутивну мрежу $230V$ то значи напон једносмерног међукола већи од $600V$. У том случају морају се користити прекидачки транзистори и побудна кола за радни напон $1000V$, што повећава укупну цену претварача.
- Због малог броја дискретних стања напонског вектора којим се побуђује мотор, валовитост струје је веће него у случају стандардног инвертора.
- Максимални напон који се може добити на мотору је мањи него у случају инвертора са шест активних стања.
- Кондензатори у једносмерном међуколу мора бити великог капацитета и за велику ефективну струју. То допунски повећава габарите и цену претварача, и смањује робусност на механичке ударе и вибрације.

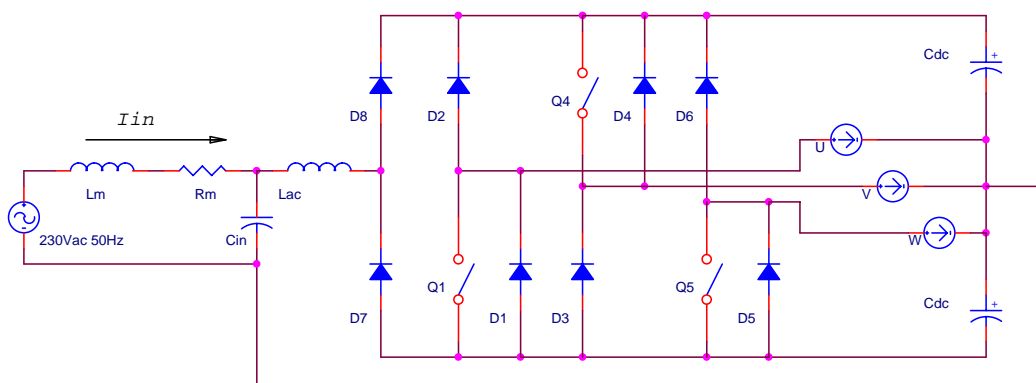
На следећој слици може се видети слично решење, које је анализирано у [23], са осам пуно управљивих прекидача и једним кондензатором у једносмерном међуколу. У овом случају дистрибутивна мрежа се прикључује између средње тачке једне гране моста и неутралне тачке-звездишта мотора.



Слика 6.25.: Погонски претварач са интегрисаним улазним исправљачем и излазним инвертором, топологија *B*.

Велики недостатак предложене топологије је повећање ефективне струје мотора, што изазива повећање губитака у баку статора погонског мотора. Расипна индуктивност мотора је искоришћена као индуктивност потребна за рад улазног ширински модулисаног исправљача.

У [24] се предлаже редуковање броја активних прекидача и интегрисање инвертора са улазним исправљачем. У овом случају се захтева и посебна конструкција мотора са асиметричним намотајима.



Слика 6.25.: Погонски претварач са интегрисаним улазним исправљачем и излазним инвертором, са редукованим бројем активних прекидача.

Претходно предложене методе обезбеђују потпуну контролу таласног облика улазне струје, тако да се може постићи да улазна струја има врло мали садржај виших хармоника. Међутим, велики недостатак претходно предложених решења је потреба за повећањем габарита и броја електролитских кондензатора или повећање губитака у баку статора асинхронног мотора.

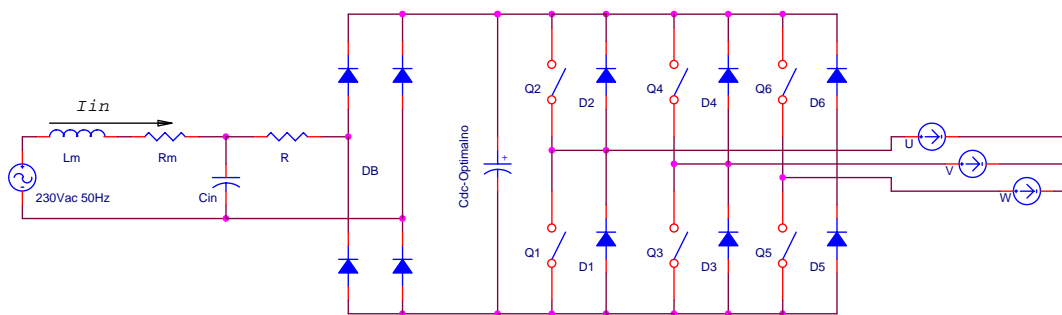
Са друге стране посматрано, улазна струја која има таласни облик близак синусном није неопходна. Наиме, циљ је начинити погонски претварач који задовољава одређени пропис и има минималну цену и габарит. С' обзиром да цена полупроводничких прекидача опада, а стратешки материјал, ако што је бакар, алуминијум и гвожђе, имају цену која временом неће опадати, можемо закључити да није сврсисходно тражити решење у редуковању броја полупроводничких прекидача и повећању габарита пасивних елемената.

6.2.2.3) Метода оптималног избора кондензатора једносмерног међукола

Суштина идеје је да се у једносмерном међуколу користи кондензатор релативно малог капацитета. У том случају би вршна вредност струје пуњења кондензатора била мања и смањило би се садржај виших хармоница у спектралном саставу улазне струје.

Детаљнија анализа би показала да смањење капацитета кондензатора доводи до појаве пресликавања струје инвертора у дистрибутивну мрежу. Другачије речено у спектру улазне струје јављају се компоненте на учестаности комутације.

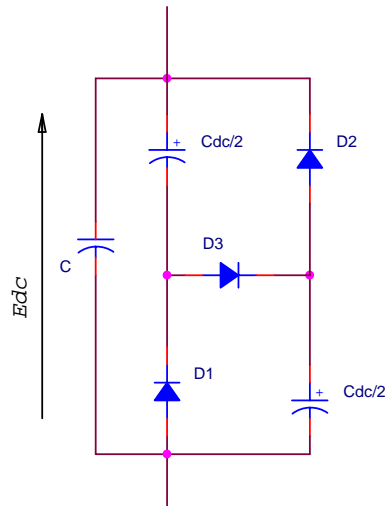
Други проблем је појава интер хармоника улазне струје исправљача и излазне струје инвертора, што посебно долази до изражаја при брзинама које су блиске и веће од номиналне. Моменат мотора је јако валовит, што доводи до повећања нивоа буке у окружењу. То је последица променљивости тренутне вредности улазне снаге и снаге једносмерног међукола. При малим брзинама корекцијом индекса модулације могуће је компензовати валовитост напона једносмерног међукола и одржавати излазну снагу константном. Међутим при великим брзинама које су блиске или веће од номиналне компензација индекса модулације није могућа. Друго решење је конструкција мотора за нижи радни напон, што са друге стране доводи до повећања струју при истој номиналној снази погона. Повећање струје мотора доводи до повећања укупних губитака у погонском претварачу, што опет захтева веће димензије хладњака за прекидачке транзисторе инверторског моста и улазног исправљачког моста.



Слика 6.25.: Смањење виших хармоница улазне струје оптималним избором кондензатора једносмерног међукола

Међутим овакав начин филтрирања улазне струје може се применити код погонског претварача за веш-мешину. Наиме, погонски мотор код веш-машине има два радна режима са различитим брзинама обртања. Први режим је мала брзина обртања, најчешће реда 25 - 30% од номинална брзине. У том случају могуће је компензовати валовитост напона једносмерног међукола и добити константну снагу и моменат мотора. Други режим је режим велике брзине, реда 300-400% од номиналне брзине. У другом режиму потребно је да однос излазне и улазне учестаности буде целобројан, односно да те учестаности буду синхронизоване.

Практичан проблем је реализација кондензатора у једносмерном међуколу, који је електролитски релативно малог капацитета али за велике ефективне струје. Једна могућност је коришћење више редно/паралелно везаних кондензатора. Други начин је активно превезивање редно паралелне комбинације кондензатора, као што је дато на следећој слици. Два кондензатора једносмерног међукола за време пуњења повезана су редно преко диоде D_3 . За то време су диоде D_2 и D_1 искључене. При прањњењу кондензатора, диоде D_2 и D_1 су укључене и кондензатори су повезани паралелно.



Слика 6.26.: Еквивалентни кондензатор са редно паралелним превезивањем

Напон једносмерног међукола има вредност између вршне вредности улазног напона и половине тог напона. Кондензатор C је потребан да апсорбује негативну струју инвертора на учестаности комутације за време док је напон једносмерног међукола већи од половине максималне вредности .

7) Утицај вибрација и механичких удара на робусност претварача

7.1) Дејство вибрација

У претходним поглављима било је говора о предности концепта интегрисања погонског претварача у кућиште мотора. Међутим поменути су и неки проблема као што је проблем загревања и отежаног хлађења самог претварача. Други проблем који се у овом случају јавља су механичке осцилације електронских компоненти које се налазе на штампаној плочи претварача.

Вибрације су периодична осцилаторна кретања саставних делова и различитих механизма. Посебно могу бити изражене у случају механичке спреге са покретним деловима као што су мотори, клипови и слично. Дејство вибрација огледа се у повећању ефективне масе компоненте и појави преоптерећења. Преоптерећење се може довољно тачно описати емпиријском релацијом:

$$\gamma = 4 \times 10^{-3} A_m f^2 \quad (7.1)$$

где је: A_m - амплитуда осцилација *mm*.

f - учестаност вибрација *Hz*

У пракси се често као квантитативни показатељ дејства вибрација користи убрзање дато у јединицама убрзања земљине теже *g*. Учестаност и убрзања вибрација крећу се у доста широким границама. Неке типичне вредности које се јављају у пракси су:

Аутомобилски уређаји: $f=2 \div 8\text{Hz}$; $a=0 \div 6g$

Бродски уређаји: $f=35 \div 150\text{Hz}$; $a=0 \div 4g$

Авионски уређаји: $f=10 \div 2000\text{Hz}$; $a=1 \div 20g$

Ракетни пројектили: $f=5 \div 5000\text{Hz}$; $a=5 \div 30g$

Међутим постоје честа не слагања међу подацима разних аутора, па треба рачунати и мерити учестаност и убрзања за сваки случај посебно.

У случају да је претварач интегрисан у кућиште мотора проблем осцилација постаје још комплекснији, из разлога круте спреге претварача и кућишта мотора. Вратило мотора може се обртати брзинама до неколико хиљада обртаја у минути, на пример у апликацији за веш машину те брзине иду до *18000* обртаја у минути. Пошто се користе мотори са једним паром полова, учестаност струје мотора се креће до *300Hz*. Због несавршености израде, просторних хармоника и једносмерне компоненте магнетнобудне силе мотора, јавља се валовитост момента и вибрације које су мултипл учестаности струје мотора. Тачније јављају се вибрација чија учестаност иде до *1000Hz* па и више. Исти случај је код апликација за алатне машине, где брзине вратила могу ићи до неколико десетина хиљада обрта у минути. Амплитуде тих вибрација су доста мале и о њима се води рачуна при пројектовању мотора из разлога животног века котрљајућих лежајева.

Доминантан утицај вибрација у овом случају јавља се услед појаве механичке резонансе. Из теорије осцилација познато је да амплитудска резонанса наступа када се изједначе учестаност побуде и сопствена учестаност система. При томе долази до

вишеструког појачања амплитуде побудног сигнала, зависно од степена пригушења система. Код механичких система сопствене учестаности су вишеструке и називају се резонантни модови. Број резонантних модова зависи од броја степени слободе по којима може један механички систем да осцилује. У пракси то су најчешће вишеструки модови.

Посматрајмо једну штампану плочу са залемљеним компонентама на њеној површини. Свака компонента може се третирати као један осцилаторни систем са три степена слободе. Штампана плоча је систем са бесконачно степени слободе а самим тим бесконачно резонантних модова. Резонантни модови самих компоненти могу се са неком тачношћи израчунати или мерити. Нај осетљивије су компоненте које се ослањају преко релативно дугих прикључака на штампану плочу. То су отпорници, аксијални кондензатори, диоде и сл. Посебан проблем су компоненте које се третирају као једноструко укљештена греда. То су радијални електролитски кондензатори, транзистори који се монтирају вертикално, посебно са хладњаком. Интегрисана кола која су лемљена нису много осетљива. У [31] наводе се вредности резонантних учестаности за неке компоненте.

- Висећи делови са уводницама до $30mm$ масе $0.3\div 5g$ и пречника $0.6\div 10mm$ имају резонантну учестаност у опсегу $200\div 450Hz$.
- Променљиви отпорник пречника $45mm$ име резонантну учестаност $1000\div 1500Hz$.

Способност компоненте да издржи вибрације у одређеном временском интервалу и после тога да буде функционална, назива се отпорност на вибрације.

7.2) Дејство механичких удара

Механички удари су краткотрајна и изненадна дејства силе на неки део уређаја. Дејство удара зависи од убрзања које дејствује на сваку материјалну тачку посебно. По Њутновом закону то убрзању зависи од интензитета удара и нападаног угла под којим сила удара дејствује.

Узроци удара могу бити различити: кретање возила на ком се налази одређена опрема, нагло кочење, опаливање оружја и оруђа на бродовима, подморницама, авионима. У случају који се разматра, удари су последица нагле промене момента мотора услед промене оптерећења на вратилу или промене референтне вредности брзине и позиције коју регулише дати серво систем. Неки произвођачи компоненти дају дозвољена убрзања и број понављања тих удара у неком интервалу за одређен начин монтаже компоненте.

7.3) Методе за смањење утицаја механичког дејства на компоненте

Утицај механичких осцилација и удара мора се умањити у оној мери, да се не угрози нормалан рад уређаја у сви могућим дозвољеним околностима.

Утицај вибрација и осцилаторних кретања може се умањити повећањем степена пригушења система и умањењем могућности појаве амплитудске резонансе. Пошто је учестаност побуде (вибрација) дефинисана радом мотора, остаје да се колико је могуће удаље резонантни модови самих компоненти и целокупног претварача и повећа степен пригушења. То се постиже тако што се компоненте леме преко кратких извода, избегава се конфигурација типа једноструко укљештена греда, и додатно се учвршћује. У неким случајевима унутрашњост претварача се пуни епоксидном смолом која има изузетно велику чврстоћи и добар је електро изолатор. Међутим то доводи до проблема расподеле температуре критичних компоненти. То су компоненте које се морају монтирати на

Утицај вибрација и механичких удара на робусност претварача

штампану плочу, као што су електролитски кондензатори у исправљачу, шант отпорник за мерење струје, компоненте у помоћном напајању и сл.

Поред тога потребно је максимално умањити амплитуду побудне силе која изазива вибрације. То се постиже еластичном спрегом претварача и извора вибрација, односно кућишта мотора.

Утицај удара се може умањити еластичним вешањем преко одговарајућих амортизера. Међутим то може унети нови резонантни мод на релативно ниској учестаности са малим пригушењем, што повећава дејство вибрација, па треба наћи компромис.

У случају када се погонски претварач интегрише у кућиште мотора проблем постаје још израженији. Наиме у циљу побољшања хлађења прекидачки транзистори инвертора круто се спрежу са кућиштем мотора, односно кућиште се користи као хладњак, па се вибрације и удари са мотора директно преносе на претварач.

8) Експериментални резултати

У циљу експерименталне верификације дела предложених решења помоћних напајање и поступка пројектовања погонског претварача, у лабораторији за микропроцесорско управљање погонима и енергетским претварачима извршен је низ мерења и експеримената. Нека мерења су вршена на прототипу експерименталног карактера, док су остала мерења начињена на “нултој серији” претварача.

Ефективна вредност струје и напона мерене су аналогним инструментима са меким гвожђем.

Једносмерни напон и струја помоћних напајање мерени су дигиталним мерним инструментом.

Одговатрајући осцилограми снимљени су применом дигиталног осцилоскопа *LG3020*, у осмобитној резолуцији. Дати снимци су серијском везом пренети на *PC* и накнадно обрађивани применом програмског пакета *MATLAB 5.2*.

Мерна опрема:

- Група мотор генератор -*SEVER* Субитица
- Амперметар *ISKRA FLO120*, класа 0.5
- волтметар *ISKRA BLO125*, класа 0.5
- ватметар *ISKRA ELO120*, класа 0.5
- дигитални унуверзални инструмент *PEAK TECH 3390*, са температурном сондом
- шант отпорник $0.1\Omega, 5W, 2\%$

8.1) Погонски претварач

8.1.1) ТРИСТАЛАН 150

Термички тест

На претварачу *TRISTALAN 150* извршени су тестови оптерећења и при томе мерене температуре прекидачких транзистора и кондензатора у једносмерном међуколу. Мерења су вршена за два типа прекидача у инверторском мосту. Сва мерења су вршена за случај да су транзистори монтирани без додатних хладњака. Монтирани су на штампану плочу, на бакарну писту површине 20×15 [mm] и учвршћени помоћу завртња. При тестирању штампана плоча је била на столу у хоризонталном положају, са слободном горњом површином. Ширинска модулација је *SPACE VECTOR*. Услед недостатка оптеретног мотора одговарајуће снаге коришћен је мотор веће номиналне снаге, при чему је мерење вршено при малим брзинама, и празном ходу.

Експериментални резултати

Инверторски мост са *VMOSFET* транзисторима *BUZ90*

Табела 8.1.: Температура транзистора зависно од струје мотора и учестаности.

$I_{mRMS} [A]$	0.3	0.65
$E_{DC} [V]$	250	250
$f_m [Hz]$	2	3.9
$\theta 1 [^{\circ}C]$	43	68
$\theta 2 [^{\circ}C]$	48	75

Температура амбијента $\theta_{amb}=22.6 [^{\circ}C]$

$\theta 1$ - Температура транзистора *Q3* (средњи горњи)

$\theta 2$ - Температура транзистора *Q4* (средњи доњи)

Инверторски мост са *IGBT* транзисторима *IRGBC20UD*

Транзистор *IRGBC20UD* је у *TO220* кућишту и причвршћен је идентично као и транзистор *BUZ90*.

Табела 8.2.: Температура транзистора зависно од струје мотора и учестаности.

$I_{mRMS} [A]$	0.70	0.80	1.10	1.25	1.42	1.50
$E_{DC} [V]$	250	250	250	250	250	250
$f_m [Hz]$	3	3.6	5	6.5	9.4	12.5
$\theta 1 [^{\circ}C]$	55	63	71	80	85	91.2
$\theta 2 [^{\circ}C]$	56	62.5	68.8	78.5	85.5	91

Температура амбијента $\theta_{amb}=24^{\circ}C$

$\theta 1$ - Температура транзистора *Q3* (средњи горњи)

$\theta 2$ - Температура транзистора *Q4* (средњи доњи).

Уочено повећано загревање кондензатора $22\mu F/350V$ у *DC* колу. Измерена температура површине кондензатора је: $\theta_c=64^{\circ}C$.

Термички отпор транзистора који је монтиран на штампану плочу као што је претходно описано је:

$$R_{TH} \approx 50 K/W$$

На основу претходног мерења може се уочити да је при монтажи транзистора на штампану плочу преко бакарна писте површине $3cm^2$ могуће остварити излазну снагу реда $150-200W$, зависно од температуре амбијента и примењеног транзистора.

Помоћно напајање

За напајање претварача *TRISTALAN 150* примењена је метода резонантног исправљања фазног напона инвертора са стартним колом. Принцип рада дате методе анализиран је у поглављу 5. На штампану плочу претварача *TRISTALAN 150* додата је штампана плоча са резонантним исправљачем и стартним колом.

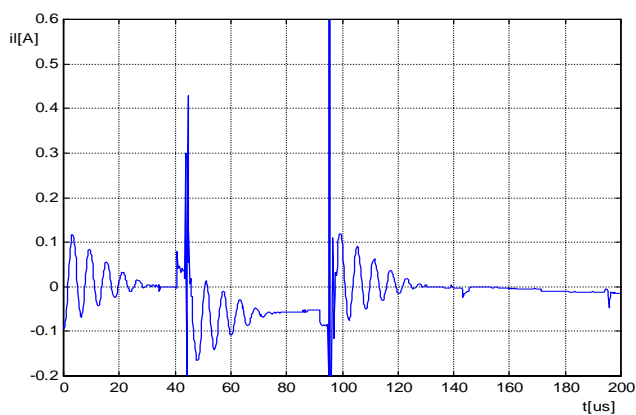
Напон $-U_0=15V$

Струја оптерећења $-I_0=30mA$

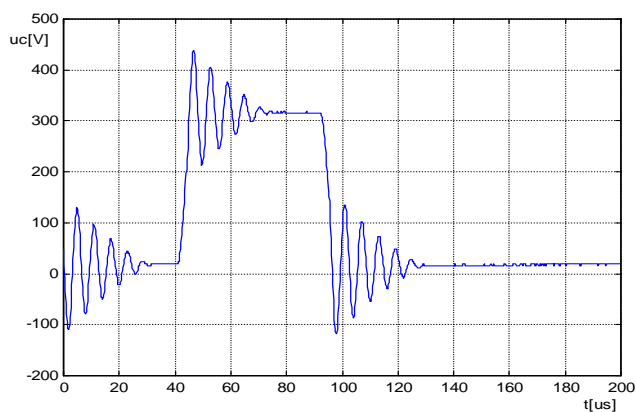
Дозвољена валовитост $-\Delta U_0=200mV_{pp}$

Резонантна пригушница је начињена од редне везе две пригушнице $09P\ 470\mu H$, укупно $L_0=940\mu H$. Резонантни кондензатор је полипропиленски $C_0=1nF/1000V$.

Таласни облици карактеристичних величина дати су на следећим сликама. Начињени су за три модулишуће учестаности

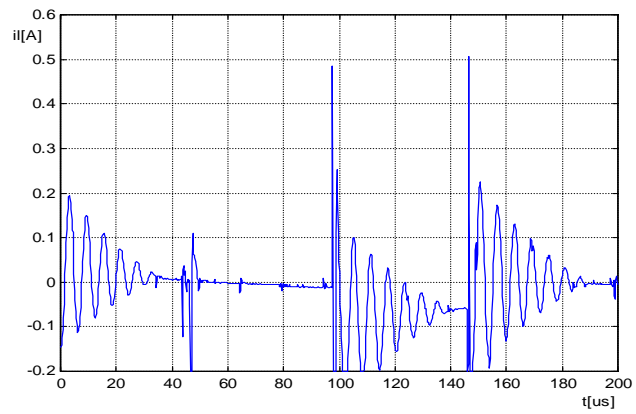


Слика 8.1.: Струја резонантне пригушнице за $f_m=0Hz$.

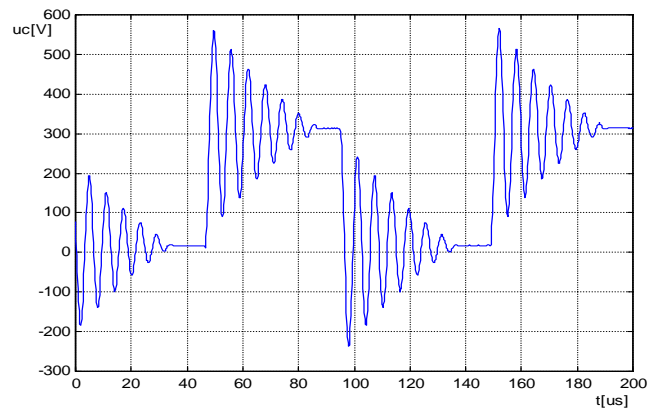


Слика 8.2.: Напон резонантног кондензатора за $f_m=0Hz$.

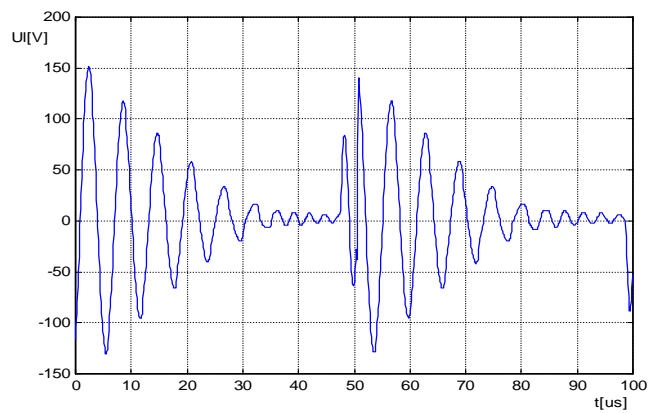
Експериментални резултати



Слика 8.3.: Струја резонантне пригушнице за $f_m = 15\text{Hz}$.

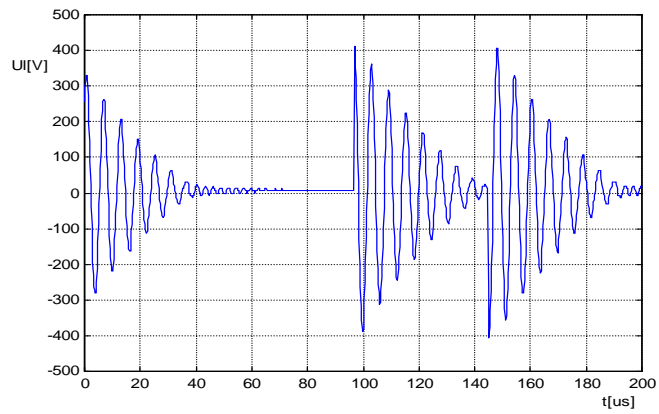


Слика 8.4.: Напон резонантног кондензатора за $f_m = 15\text{Hz}$.

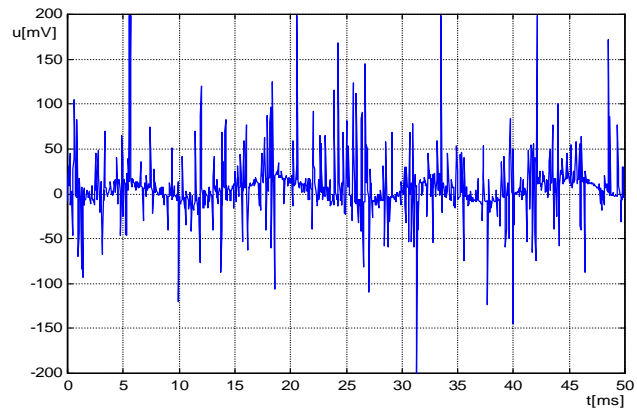


Слика 8.5.: Напон пригушнице резонантног кола за $f_m = 0\text{Hz}$.

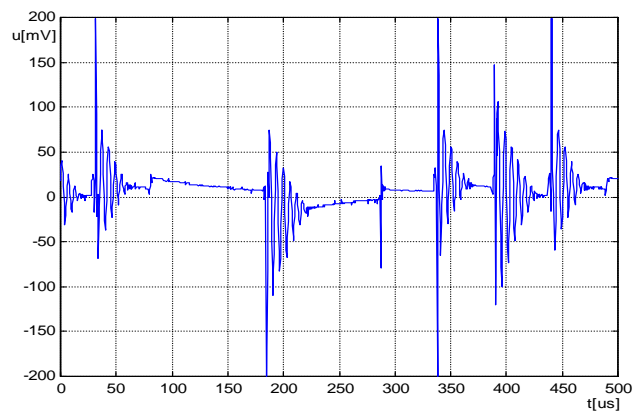
Експериментални резултати



Слика 8.6.: Напон пригушнице резонантног кола за $f_m = 65 \text{ Hz}$.

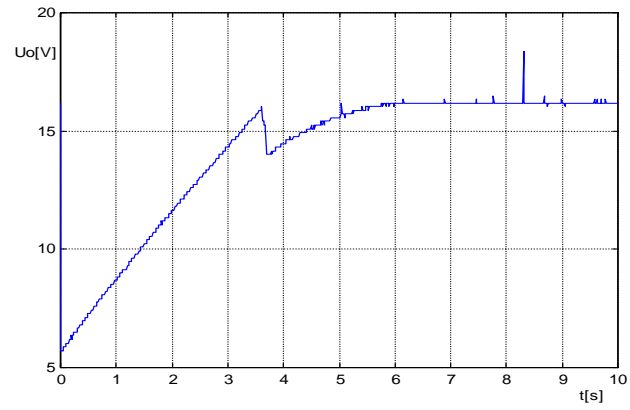


Слика 8.7.: Валовитост излазног напона за $f_m = 65 \text{ Hz}$.

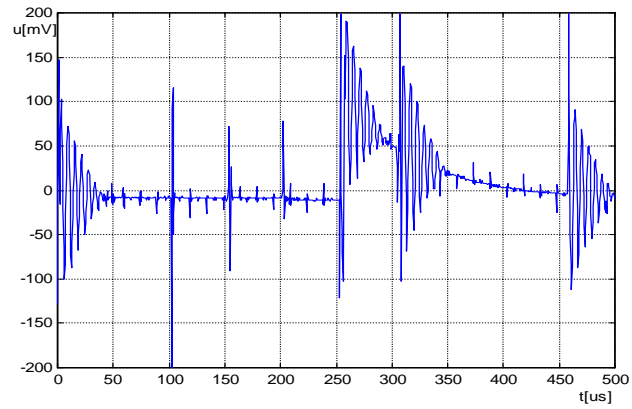


Слика 8.8.: Валовитост излазног напона за $f_m = 0 \text{ Hz}$.

Експериментални резултати



Слика 8.9.: Излазни напон при старту претварача



Слика 8.10.: Валовитост излазног напона за $f_m = 65 \text{ Hz}$.

8.1.2) Тристалан 750

Термичко испитивање

Претварач *TRISTALAN750* је комплетиран и затворен у кутију осим са предње стране и подвргнут је тесту оптерећења. При томе је мерена температура хладњака на два места и температура површине кондензатора у једносмерном међуколу. Погонски асинхрони мотор називних података:

$$U_n=380V$$

$$I_n=5.1A$$

$$P_n=2.2KW$$

$$n_n=1400o/min$$

$$\cos\varphi=0.83$$

Тип - ZK100

Асинхрони мотор је оптерећиван са једносмерним генератором. Оптерећења је подешавано променом побуде и отпорности у колу ротора. Ефективна струја мотора мерена је амперметром са меким гвожђем класе 0.5. Напон напајања претварача је номиналан $220V$, $50Hz$.

Прекидачки транзистори су *IGBT*, интегрисани у модул *CPV362*. Коришћен је хладњак *SK72* термичког отпора $R_{th}=1.8K/W$, на који су учвршћени улазни диодни мост и инверторски модул. Хладњак је искоришћен као једна страна кутије и монтиран је у вертикалном положају у циљу бољег хлађења.

У следећој табели дата је зависност надтемпературе од времена. Мерење је вршено при $I_{mrms}=1.5A$ и $f_m=50Hz$. Температура је мерена на свака 2 (два) минута, што је довољно прецизно. Резултати су графички приказани на слици 6.17.

Табела 8.3.: Зависност надтемпературе од времена при $I_{mrms}=1.5A$ и $f_m=50Hz$.

$t[min]$	0	2	4	6	8	10	12	14
$\Delta\theta[^\circ C]$	0	6	8.7	10.9	13	14	15	15.9

$t[min]$	16	18	20	22	27	32	37	42
$\Delta\theta[^\circ C]$	16.3	16.6	17	17.6	19.2	20.4	20.7	21

Где је: $-t$ - време у минутама

$-\Delta\theta$ - пораст температуре у односу на амбијент

Временска константа $\tau\cong 10min$.

Експериментални резултати

Табела 8.4.: Зависност надтемпературе од струје мотора за синхрону учестаност
 $f_m=20\text{Hz}$.

$I_{mrms} [A]$	1	1.5	2	2.5
$f_s [Hz]$	20	20	20	20
$\Delta\theta_1 [^\circ\text{C}]$	15.5	18.1	22.8	31.4
$\Delta\theta_2 [^\circ\text{C}]$	14.9	17.1	22.2	30.3
$\Delta\theta_c [^\circ\text{C}]$	10.1	10.5	12	16

Табела 8.5.: Зависност надтемпературе од струје мотора за синхрону учестаност
 $f_m=33\text{Hz}$.

$I_{mrms} [A]$	1	1.5	2	2.5	3
$f_s [Hz]$	33	33	33		
$\Delta\theta_1 [^\circ\text{C}]$	15	20.3	28.1	35	41.1
$\Delta\theta_2 [^\circ\text{C}]$	14.5	19.1	27.6	34.5	40.2
$\Delta\theta_c [^\circ\text{C}]$	10	11	15	17	21.6

Табела 8.6.: Зависност надтемпературе од струје мотора за синхрону учестаност
 $f_m=47\text{Hz}$.

$I_{mrms} [A]$	1	1.5	2	2.5	2.8
$f_s [Hz]$	47	47	47	47	47
$\Delta\theta_1 [^\circ\text{C}]$	15.2	21	26.9	38.5	41.3
$\Delta\theta_2 [^\circ\text{C}]$	15.2	20.9	26.4	37.5	40.8
$\Delta\theta_c [^\circ\text{C}]$	10	13	15	20	21.5

Где је: $-I_{mrms}$ - ефективна вредност струје мотора

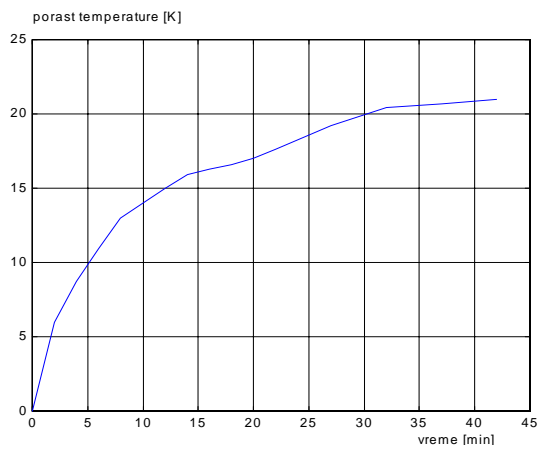
- f_m - синхрона учестаност

- $\Delta\theta_1$ - пораст температуре хладњака у тачки која је наспрам инверторског моста

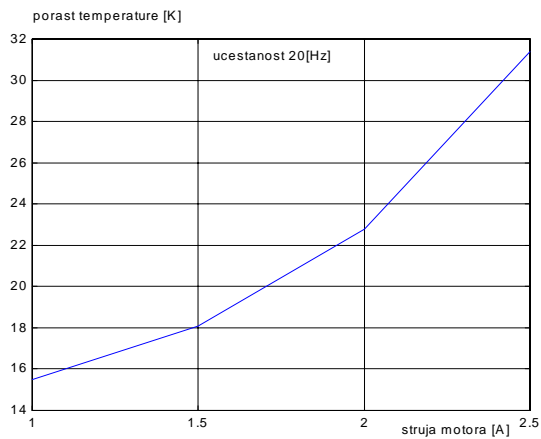
- $\Delta\theta_2$ - пораст температуре хладњака у тачки која је наспрам диодног исправљача

- $\Delta\theta_c$ - пораст температуре кондензатора у једносмерном међуколу, $C_o=470\mu\text{F}/450\text{V}$.

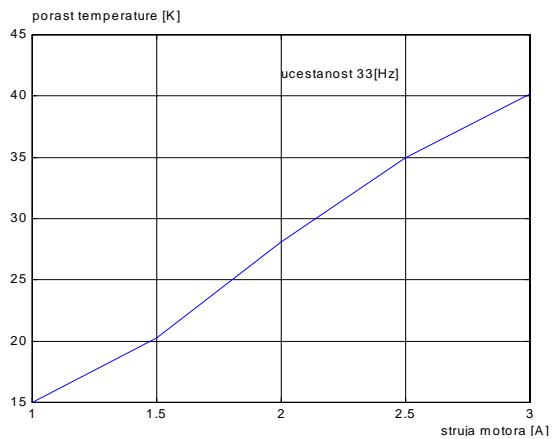
Експериментални резултати



Слика 8.11.: Зависност надтемпература хладњака од времена.

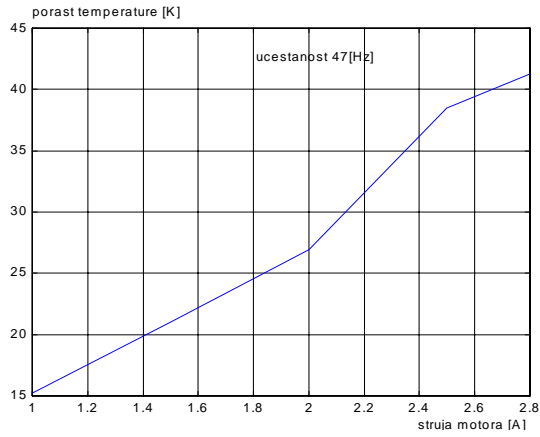


Слика 8.12.: Зависност надтемпература хладњака од струје мотора за $f_m = 20\text{Hz}$.



Слика 8.13.: Зависност надтемпература хладњака од струје мотора за $f_m = 33\text{Hz}$.

Експериментални резултати



Слика 8.14.: Зависност надтемпература хладњака од струје мотора за $f_m = 47 \text{ Hz}$.

Температура хладњака мерена је у две најтоплије тачке, наспрам улазног диодног и инверторског моста. То је рађено из разлога не униформне расподеле температур по запремини хладњака. Температура кондензатора у једносмерном међуколу мерена је на базису (челу).

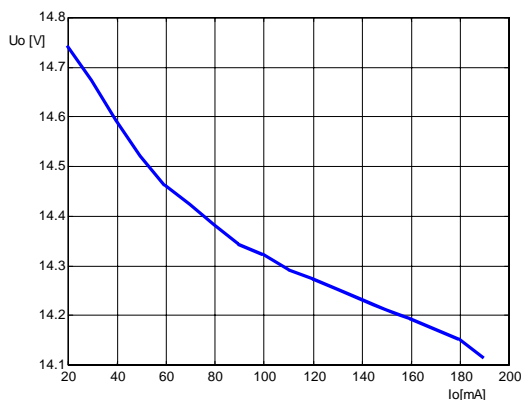
На учестаностима блиским 50 Hz уочена је појава осцилација струје мотора. За $f_m = 47 \text{ Hz}$ учестаност подржаних осцилација је $f_{osc} \approx 6 \text{ Hz}$. Разлог је појава нестабилности услед мртвог времена и валовитости напона једносмерног међукола.

8.2) Помоћно напајање

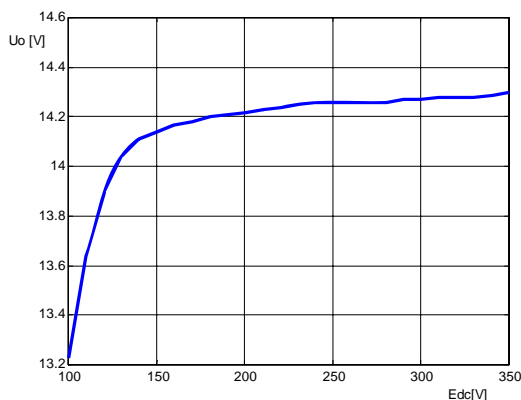
У циљу верификације неких предложених метода реализације помоћног напајања погонског претварача, начињено је неколико прототипова, који су тестирани независно од рада погонског претварача. Помоћна напајања чији рад се заснива на паразитним ефектима рада погонског претварача тестирани су у оквиру тестирања погонског претварача.

Резултати испитивања претварача SMPS 3

На основу анализе у поглављу 5 на страна начињен је експериментални прототип помоћног извора напајања на бази спуштача напона применом интегрисаног управљачког кола за струјно програмирање *UC2844* у пливајућем споју и *VMOSFET* транзистора *BUZ90*. Мерена је зависност напона оптерећења од струје оптерећења, и улазног једносмерног напона. Резултати су дати на следећим сликама.



Слика 8.15.: Излазни напон у функцији струје оптерећења.



Слика 8.16.: Излазни напон у функцији улазног напона.

Уочена је велика валовитост напона оптерећења, која је износила $\Delta u = 240\text{mV}_{pp}$, при струји оптерећења $I_0 \approx 150\text{mA}$ и улазном напону $E_{DC} = 300\text{V}$. Разлог за тако велику валовитост је *ESR* филтарског кондензатора. За стандардне *PANASONIC* кондензаторе

Експериментални резултати

$47\mu F/25V$ та вредност је $ESR = 0.8\Omega$. За паралелну везу два кондензатора $47\mu F/25V$ измерена је валовитост $\Delta u = 130mV_{pp}$.

При струји већој од $I_0 = 130mA$ уочена је појава засићења пригушнице L_0 , што се манифестовало порастом вршне вредности струје пригушнице, а самим тим дошло је до пораста валовитости напона оптерећења. Из тог разлога можемо закључити следеће:

Највећа струја оптерећења која се може остварити са пригушницом $09P 470\mu H$, при комутационој учестаности $50KHz$, је :

$$I_0 = 150mA.$$

Ради повећања максимално дозвољене струје оптерећења паралелно су везане две пригушнице $09P 470\mu H$. Очекивана је дупло већа струја при којој би дошло до засићења пригушница. Међутим засићење је било видљиво већ при струји оптерећења :

$$I_0 = 210mA$$

па није практично користити вези две или више пригушница.

Ради добијања највеће струје оптерећења при којој је вршна струја пригушнице мања или једнака каталожној, потребно је оптимизовати комутациону учестаност. Оптимална комутациона учестаност је учестаност при којој је гранично прекидан режим, а струја оптерећења половина струје дате у каталогу за ту пригушницу. У овом случају то је:

$$I_{0max} = 210mA$$

При избору комутационе учестаности потребно је испоштовати два критеријума. Мора бити задовољен услов прекидности струје пригушнице при најмањем очекиваном улазном напону. Са друге стране при највећем улазном напону вршна струја мора бити мања од струје дате у каталогу. У овом случају оптимална комутациона учестаност је:

$$f_s \cong 36KHz$$

При оптималној комутационој учестаности поново је мерена струја оптерећења при којој почиње засићење. Добијена је вредност:

$$I_{0max} = 150mA$$

Табела 8.8.: Степен искоришћења претвращача за једну пригушницу и комутациону учестаност $50KHz$.

$I_0[mA]$	$U_0[V]$	$I_{ul}[mA]$	$E[V]$	$P_0[W]$	$P_{ul}[W]$	$\eta[\%]$
121	14.28	10.18	305	1.728	3.10	55

Експериментални резултати

Може се уочити да је степен корисног дејства доста низак, табела 8.8. Разлог за то су губици на стартном отпорнику, који зависе од потребне стартне струје интегрисаног регулатора. За вредност отпорника $R1=270K\Omega$ снага дисипације је $Pd1\approx 0.3W$. Поред тога постоје комутациони губици на транзистору који потичу од паразитног капацитета дрејн сорс. За транзистор *BUZ 90* који има $Cds=110pF$, губици комутације износе $Pk\approx 0.23W$. Са порастом струје оптерећења може се очекивати повећање степена корисног дејства. У практичној примени оваквог претварача треба изабрати транзистор са малим паразитним капацитетом дрејн-сорс, који је бити реда $40-60pF$.

Поред тога уочена је појава прескакања циклуса у случају малих оптерећења, што је доводило да смањења комутационе учестаности на половину или четвртину. Разлог је ширина побудног импулса која је реда $350-500ns$.

У току мерења уочено је велико загревање кондензатора *C1* и диоде *D1*. Разлог је велика вршна струја пуњења кондензатора *C1* приликом укључења повратне и запречне диоде *D1, D2*. Да би се то избегло редно са диодом *D1* везан је отпорник $R14=10\Omega$. При томе уочено је нешто већа грешка регулације. У празном ходу напон оптерећења достиже вредност $U_0=15.50V$. Повратна и запречна диода треба да буду брзе са временом опоравка реда $200-300ns$.

У циљу испитивања динамичке карактеристике регулације, претварач је подвргнут скоковитом оптерећењу. Мерење је вршено за једну пригушницу и комутациону учестаност $50KHz$. За промену струје оптерећења са $I_0=30mA$ на $I_0=150mA$ измерена је промена напона $\Delta u=460mV$. Грешка стационарног стања за ове вредности струја оптерећења је приближно иста као претходно мерена промена напона, па није сврсисходно говорити о динамичким карактеристикама.

При дизајну штампане плоче водити рачуна о распореду компоненти и минимизацији расипних индуктивности и паразитних капацитивности. У противном претварач може бити осетљив на сметње јер плива у односу на масу због повратне и запречне диоде. То ће бити изражено при вишим улазним напонима.

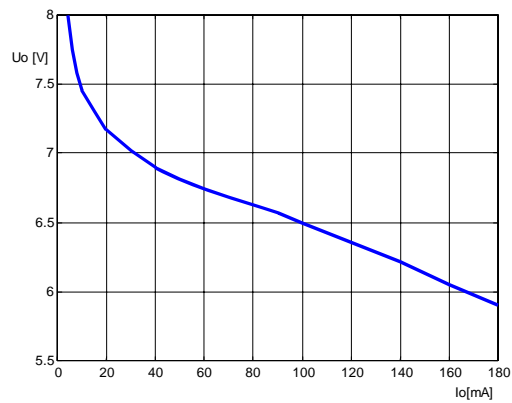
Дизајном *PCB-a* у *SMD* техници може се начинити помоћно напајање $15V; 150-200mA$ димензија $25x20x15mm$, са улазним једносмерним напонам опсега $E_{DC}=100-400V$. За улазне напона $E_{DC}=300-750V$ димензије би биле $40x25x15mm$, за исту излазну снагу.

Резултати испитивања претварача *SMPS 4*

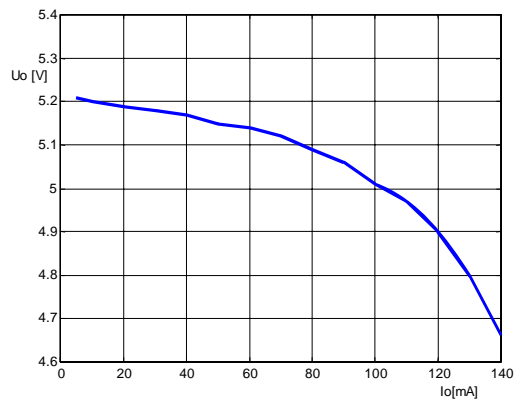
На основу анализе у поглављу 2.2.3 на страна *57,58*, и слике *2.36; 2.37*, начињен је експериментални прототип помоћног извора напајања на бази полумосног резонантног серијског претварача. Мерена је зависност напона оптерећења од струје оптерећења. Улазни једносмерни напон је реда $15V$.

Претварач је реализован са *CMOS* интегрисаним осцилатором *TLC555* и биполарним транзисторима *BC337/327* у излазном степену. Трансформатор је феритни торусни *SIEMENS R10*. Регулација на нивоу $5V$ је паралелна са зенер диодом *ZY5.1*.

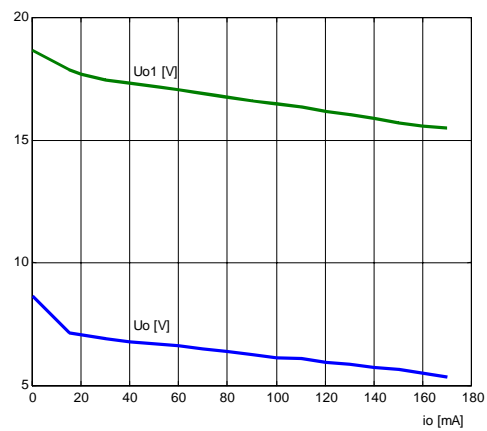
Експериментални резултати



Слика 8.17.: Зависност напона оптерећења од струје оптерећења при искљученој паралелној регулацији.

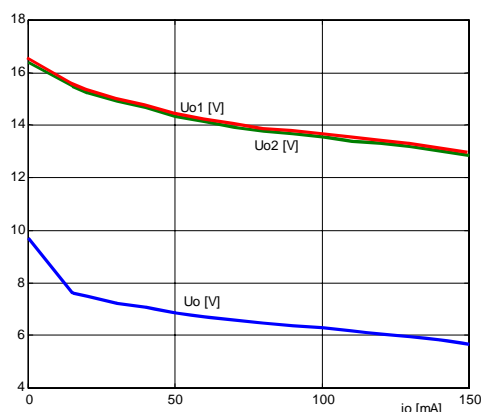


Слика 8.18.: Зависност напона оптерећења од струје оптерећења при укљученој паралелној регулацији.



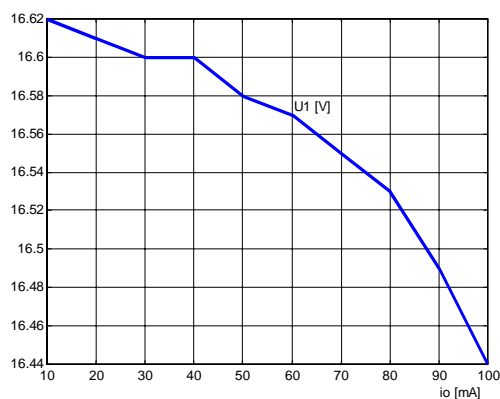
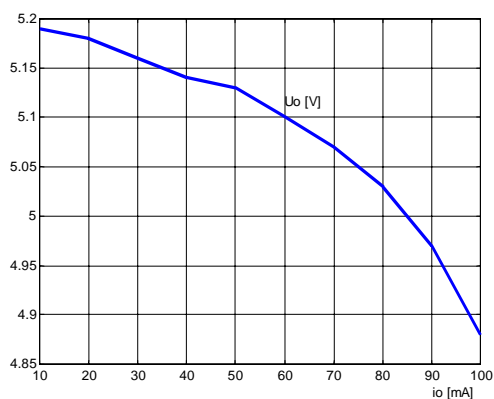
Слика 8.19.: Зависност напона оптерећења од струје оптерећења на нивоу 5V, за случај два раздвојна трансформатора везана паралелно.

Експериментални резултати



Слика 8.20.: Зависност напона оптерећења од струје оптерећења на нивоу $5V$, за три раздвојна трансформатора везана паралелно.

У наставку испитивања паралелно су повезана два односно три трансформатора за добијање напона $15V$. Мерење вршено при улазном напону $E_0 \approx 14.50V$. Струја магнетнења је приближно $I_\mu = 130mA$. Резултати су дати на сликама 6.5; 6.6.



Слика 21.: Карактеристика регулације излазних напона од струје оптерећења на нивоу $5V$, при укљученој паралелној регулацији, за два паралелно везана трансформатора. Мерење вршено при улазном напону $E_0 \approx 14.50V$.

На следећој слици дата је зависност односа вршне струје резонантног кола и струје оптерећења од струје оптерећења, за случај да су на исто резонантно коло везани један, два или три раздвојна трансформатора. Струја оптерећења је сведена на ниво $5V$.

Дозвољена вршна вредност струје полиестер кондензатора $15nF/63V$ по подацима [40] је :

$$I_{\text{max}} \approx 375mA$$

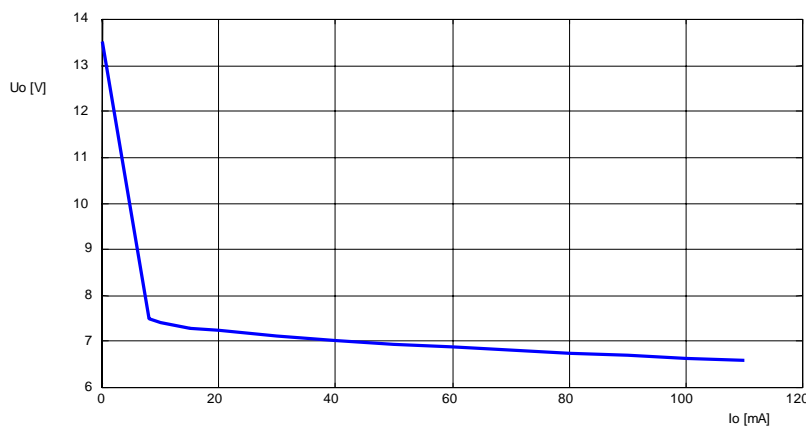
За веће струје оптерећења мора се смањити карактеристична импеданса резонантног кола у циљу смањења промене напона са оптерећењем.

При мерењу уочена је велика валовитост улазног напона U_0 на учестаности комутације резонантног степена. Ради елиминисања тог проблема потребно је користити

Експериментални резултати

улазни нископропусни LC филтра. Степен потискивања валовитости на учестаности комутације резонантног претварача зависи од захтева, и конкретне примене.

У циљу поређења карактеристика резонантног и претварача са тврдом комутацијом, извршена су мерења излазног напона у функцији струје оптерећења при искљученој паралелној регулацији.



Слика 8.22.: Карактеристика регулације $U_{o1}(I_{o1})$, за случај претварача са тврдом комутацијом. Мерење вршено при улазном напону $U_0 \approx 14.30V$

Поред тога извршено је мерење вршне струје прекидача код претварача са тврдом комутацијом. При струји оптерећења :

$$I_0 \approx 115mA$$

измерена је вршна вредност струје прекидача:

$$I_{pmax} \approx 350mA.$$

што је нешто већа вредност него код резонантног претварача.

Можемо закључити да нема велике разлике по питању вршне вредности струје прекидача и спрежног кондензатора. Код претварача са тврдом комутацијом јавља се проблем ефективне вредности струје спрежног кондензатора, који је електролитски и проблем електромагнетне компатибилности и сметњи које генерише претварач са тврдом комутацијом. Велике разлике би се јавиле при већим комутационим учестаностима реда 1 до 2MHz.

Дизајном PCB -а у SMD техници и применом биполарних транзистора са малим напонем засићења и великом вршном струјом, ZETEX, може се начинити помоћно напајање 5[W]; при учестаности комутације 1-2MHz, димензија 25x20x15mm, са улазним једносмерним напонем $U_{DC}=15V$. Трансформатор може бити планарни са штампаним намотајима.

9) Закључак

У раду је дат преглед проблема са којима се срећу пројектанти и дизајнери погонских претварача за Теслине асинхроне моторе, а посебно при дизајну претварача малих димензија и ниске цене. Дискутоване су предности и разлози за примену минијатурног погонског претварача који се уграђује у кућиште мотора, и ограничења која се јављају при дизајну.

Предложен је напонски *PWM* инвертор са диодним исправљачем и једноставним једносмерним међуколом, са редукованим бројем компоненти управљачког кола и помоћног напајања, као оптимално решење минијатуризованог погонског претварача.

Дат је поступак избора компоненти енергетског дела погонског претварача. Детаљно је анализирано радно стање и поступак избора електролитских кондензатора у једносмерном међуколу. Електролитски кондензатори су најкритичније компоненте енергетског претварача па је њиховом избору посвећено више пажње. Такође, дискутовани су разлози за примену електролитског кондензатора великог капацитета у једносмерним међуколом, у случају када се погонски претварач напаја са једнофазне дистрибутивне мреже.

Детаљно су анализирани губици на компонентама енергетског кола, у циљу избора компоненти и исправног термичког дизајна претварача. Дате су релације по којима се могу проценити тренутна и средња вредност губитака на прекидачким транзисторима и повратним диодама у инверторском мосту.

Дат је поступак термичког дизајна, који обухвата прорачун температура у појединим тачкама критичних компоненти, првенствено прекидачких транзистора и повратних диода. Описан је проблем осцилација тренутне вредности температуре полупроводничког споја у случају када је модулишућа учестаност ниска, односно када је период тренутне снаге губитака истог реда величине као термичка временска константа полупроводничког споја. На основу процене температуре полупроводничког споја и кућишта компоненте по одговарајућем критеријуму, врши се избор потребног хладњака за ефикасно и поуздано хлађење.

За контролно управљачко коло предложена је структура са редукованим бројем компоненти са дигиталним контролером на бази *RISC* микроконтролера произвођача *Micro Chip*. Број заштитних функција је редукован, без употребе хардверске заштите, у циљу смањења цене и димензије претварача. Побудно коло је реализовано на бази интегрисаних драјвера са напајањем преко запречне диоде, произвођача *International Rectifier*.

Детаљно је анализиран проблем помоћног напајање регулационо управљачких кола погонског претварача. С' обзиром на примену претварача, предложена су помоћна напајања која нису стандардно решење. Предложено је коришћење паразитних ефеката рада погонског претварача за добијање помоћног напона $15V$ при струји оптерећења $10-100mA$. Такође, предложена су решења помоћних напајања која раде независно од погонског претварача и обезбеђују напон $5-15V$ при струји оптерећења $50-200mA$.

Исцрпно је анализиран и проблем генерисања и преноса кондукционих сметњи, са освртом на методе отклањања њиховог дејства на окружење. Описан је проблем виших хармоника улазне струје диодних исправљача и приказана типична решења за решевање тог проблема. Поред тога дат је приказ решења која су карактеристична за погонске претвараче, посебно за погонски претварач за нову генерацију веш-машина.

На крају је дат осврт на проблем механичких осцилација и удара и њихов утицај на робусност погонског претварача, посебно ако се директно механички спреже са кућиштем мотора.

Предлог помоћног напајање на бази валовитости излазног напона инвертора према минус полу једносмерног међукола верификован је симулацијом и експериментално на погонском претварачу *TRISTALAN 150*. Дати претварач је дизајниран за циркулациону

пумпу *SEVER*-Суботица, снаге $100-150W$ која се користи у системима кућног централног и етажног грејања.

Погонски претварач *TRISTALAN750*, је дизајниран за погоне опште намене, као што су вентилатори и пумпе снеге до $750W$. За помоћно напајање контролно управљачког кола примењен је претварач са оригиналном топологијом, са *MOSFET* транзистором и повратном спрегом по напону, који је описан у поглављу 5.2.3.

За галвански раздвојено напајање појединих делова погонског претварача предложен је полумостни резонантни претварач чији рад је верификован на експерименталном моделу. Резултати потврђују опреданост практичне примене таквог решења у свим случајевима где је потребно галвански раздвојено напајање неког дела претварача, а на располагању је примарни напон $10-15 V$. Типична примена је претварач за регулацију притиска у системима водоснабдевања, где давач притиска најчешће мора бити изолован.

Дата решења су тестирана у лабораторијским условима у лабораторији за микропроцесорско управљање погонима и претварачима на Електротехничком факултету у Београду.

За примену анализираних и тестираних погонских претварача у индустријској производњи, а посебно у случају уградње у кућиште мотора, треба решити проблеме који су у раду напоменути и донекле анализирани. На првом месту то је проблем виших хармоника улазне струје исправљача. Захтеви које треба испунити су опречни ,

- ниска цена,
- мали габарити,
- мали губици, и
- мало хармонијско изобличење улазне струје.

Други проблем је робусност претварача у условима повећане радне температуре и температуре окружења, и дејства механичких осцилација и удара. Оба претходно наведена проблема су уско повезани са најосетљивијом компонентом претварача, електролитским кондензатором у једносмерном међуколу, који за сада није могуће потпуно елиминисати.

Научно истраживачки рад треба наставити у смеру развоја нове топологије претварача где би било могуће смањење габарита или потпуно елиминисање електролитског кондензатора у једносмерном међуколу. Са друге стране, у случају погонског претварача напајаног из једнофазне дистрибутивне мреже постоји проблем флукуације тренутне улазна снаге, па је потребно анализирати и применити нови алгоритам управљања напонским вектором којим се побуђује Теслин индукциони мотор.

Такође, даљи научно истраживачки рад треба наставити у смеру развоја нове топологије и алгоритма управљања погонским претварачима који се напајају са трофазне дистрибутивне мреже, где би се потпуно елиминисао кондензатор из једносмерног међукола. Циљ је развој претварача који треба уградити у кућиште мотора и заменити постојећа решења која се користе у индустрији.

10) Литература

- [1]. Branko Dokić, "Energetska elektronika, pretvarači i regulatori, Nauka i elektrotehnički fakultet, Banjaluka, 2000.
- [2]. Ned Mohan, "Power Electronics, Converters, Applications and Design", USA, 1995.
- [3]. Milić Stojić, "Kontinualni sistemi automatskog upravljanja", Nauka, Beograd, 1996.
- [4]. Keith H. Billings, "Switch Mode Power Supply Handbook", McGraw-Hill, 1989.
- [5]. D. Tjapkin, S. Ristić, S. Širtbegović, R. Ramović, "Komponente i konstruisanje elektronskih uređaja", Nauka, Beograd, 1992.
- [6]. Slobodan N. Vukosavić. "Stanje i trendovi razvoja digitalno upravljanih električnih pogona", Simpozijum energetske elektronike, Novi Sad, 1999.
- [7]. Veran Vasić, "Analiza efekata mrtvog vremena na stabilnost frekventno regulisanog elektromotornog pogona sa asinhronim motorom", Magistarski rad, Elektrotehnički fakultet Beograd, 1996.
- [8]. Dewei Xu, Haiwei Lu, Lipei Huang, Satoshi Azuma, Masahiro Kimata, Ryohei Uchida, "Power Loss Junction Temperature Analysis of Power Semiconductor Devices", IAS99 Conference Record.
- [9]. C. Perret, J. Boussey, Ch. Schaffer, M. Coyant, "Integration of cooling devices in silicon technology", IEEE Transactions on Ind. Appl, 1999.
- [10]. Milan M. Jovanovic, Michael T. Zhang, Fred C. Lee, "Design and Analysis for High Power-Density Converters in Sealed Enclosures".
- [11]. Sam Ben-Yakov, IliyZelster, and Gregory Ivensky, "A Resonant Local power Supply with Turn off Snubbing Features.
- [12]. D. Stanojević, P. Hadžibabić, "Konvertor sa prigušnicom u primarnom kolu", Simpozijum energetske elektronike, Novi Sad, 1995.
- [13]. Marty Brown, "Very Wide Input Voltage Range, Off-line Flyback Switching Power Supply", MOTOROLA Semiconductor application note AN1327.
- [14]. Bernhard Keiser, "Principles of Elektromagnetic compatibility", Massachusetts, 1985.
- [15]. Li Ran, Sunil Gokani, Jon Clare, Keith John Bradley, Christos Cristopoulos, "Conducted Elektromagnetic Emission in Induction Motor Drive Systems Part I: Time Domain Analysis and Identification of Dominant Modes", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.3, No. 4, July 1998.
- [16]. Li Ran, Sunil Gokani, Jon Clare, Keith John Bradley, Christos Cristopoulos, "Conducted Elektromagnetic Emission in Induction Motor Drive Systems Part II: Frequency Domain Models", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No. 4, July 1998.
- [17]. Erkuan Zhong, Thomas A. Lipo, "Improvements in EMC Performance of Inverter-Fed Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.31, No. 6, November/December 1995.

- [18]. Fu– Yuan Shin, Dan Y. Chen, Yan–Pei Wu, Yie–Tone Chen, “A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No. 1, January 1996.
- [19]. Christophe Basso, “Spice predicts differential conducted EMI from switching power supplies”, EDN February 3, 1997.
- [20]. Po.Jennin, Il.Schanen, E.Clavel, ” Original Cabling Conditions to Insure Balanced Current During Switching Transitions Between Paralleled Semiconductors”, IEEE Transactions on Ind. Appl, 1999.
- [21]. J.Arrillaga, D.A.Bradley, P.S.Bodger, " Power system harmonics" ,New York, 1985.
- [22]. P. Enjeti, A. Rahman, “ A New single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost Ac motor drives”.
- [23]. Jun Ichi Itoh, Keutusu Fujitu, ” Novel Unity Power Factor Circuits Using Zero–vector Control For Single–phase Input System”, IEEE, 1999, pp.1039–1045.
- [24]. Brian A. Welchko, Thomas A. Lipo, ” A Novel Variable Frequency Three Phase Induction Motor Drive System Using Only Three Controlled Switches”, IEEE, 2000.
- [25]. Bimal K. Bose, Debaprasad Kasta, “ Electrolytic capacitor elimination in power electronic system by high frequency active filter”, IEEE Transactions on Ind. Appl, 1991.
- [26]. “Compliance Testing to the IEC 1000–3–2 (EN 61000–3–2) and IEC 1000–3–3 (EN 61000–3–3) Standards”, Applications Note 1273, Hewlett Packard, 1995.
- [27]. Milan M. Jovanović, David E. Crow, ”Merits and Limitations of Full Bridge Rectifier With LC Filter in Meeting IEC1000–3–2 Harmonic limit Specifications”, IEEE, 1996, pp 354–360.
- [28]. Seijo Kondo, Seung Hak, Yang Satoki Takizawa, Fumio Harisima, ” Resonant DC link dual converter system for motor drives”, IEEE Transactions on Ind. Appl, 1991.
- [29]. Den Hartog, “Vibracije u mašinstvu”.
- [30]. Ulrich Nicolai, Tobias Reimann, Habil Jurgen Petzold and Josef Lutz, “Application Manual Power Modules”, Semikron International publication, Nuremberg, April 2000.
- [31]. Milorad Sladojević, Zoran Uljarević, ”Elementi ugradnje pouzdanosti u elektronske uređaje”, Niš, 1987.
- [32]. Panasonic, ”Tehnički podaci za elektrolitske kondenzatore”.
- [33]. NICHICON, ”Tehnički podaci za elektrolitske kondenzatore”.
- [34]. UNITRODE, ”Product and Applications Handbook”, USA, 1988.
- [35]. Siemens Matsushita Components, CD, 1997.
- [36]. National Semiconductors, ”Technical Literature Database”, CD, 1997.
- [37]. International Rectifier, ” The Complete Power Conversion Design Tool”, CD, 2002.
- [38]. Revox Rifa MMK, ”Tehnički podaci za folijske poliestar kondenzatore”.
- [39]. Siyoung Kim, Seung–Ki Sul and Thomas Lipo, ” AC/AC Power Conversion Based on Matrix Converter Topology with Unidirectional Switches”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 36, No. 1, January/February 2000.