

Таласност излазне струје и динамичке карактеристике осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача, пројектованог за напајање електромагнета

Владимир Ђ. Вукић¹

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

vladimir.vukic@ieent.org

Кратак садржај: Предмет овог рада је анализа могућности примене једне топологије осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача за напајање електромагнета. Задатак је био да се установи да ли предложена топологија исправљача, са два улазна и једним излазним интерфазним трансформатором, може да ради са таласношћу излазне струје мањом од 100 ppm, уз прихватљиве динамичке карактеристике регулатора напона. Применом рачунарске симулације, установљено је да, са умереним излазним филтерским кондензатором и изразито несиметричним параметрима, исправљач може да ради са таласношћу излазне струје од око 80 ppm једносмерне компоненте. Уколико би се улазни фазни напони уједначили, ефективна вредност рипла струје би могла да се смањи до 17 ppm. У оба случаја су постигнуте задовољавајуће динамичке карактеристике регулатора напона. Доминантан утицај на филтрирање излазне струје исправљача имале су индуктивност магнетног излазног интерфазног трансформатора и капацитивност филтерског кондензатора. Повећавање њихових вредности доводи до бољег филтрирања излазне струје, али и значајног погоршавања динамичких карактеристика исправљача. Предложене су мере за међусобно усклађивање карактеристика излазног нископропусног филтера исправљача и параметара ПИ регулатора напона.

Кључне речи: осамнаестоимпулсни исправљач, тиристорски мост, рачунарска симулација, таласност струје, електромагнет

1. Увод

Исправљачи великих снага се већ деценијама користе за напајање електромагнета у комплексним лабораторијским постројењима, првенствено на акцелераторима елементарних честица и магнетима великих индукција [1]-[9]. У постројењима мањих снага (до 100 kW) углавном се користе исправљачи засновани на прекидачким транзисторским напајањима, док се за напајање магнета изузетно велике снаге (1 - 10 MW) и даље првенствено користе тиристорски исправљачи [2],[3]. Један од основних техничких захтева који се поставља приликом избора напајања суперпроводних магнета везан је за ниску таласност (рипл) једносмерног напона и струје на излазу претварача, који морају да буду знатно мањи од 1‰ номиналних излазних величина [4],[5]. Најчешће се захтевају вредности рипла струје до 0,1‰ (односно сто милионитих делова (100 ppm – *енг. ppm: "parts per million"*)) ефективне вредности струје и напона). За напајање великих електромагнета потребан је рад са још мањом таласношћу струје, не већом од 10 ppm средње вредности. Таласност напона мора да буде веома мала због тога што су на суперпроводним намотајима неопходна веома прецизна мерења напона да би се на време детектовао губитак расхладног флуида магнета (*енг. "quenching"*), а постојање значајног рипла напона би унело превелики шум у мерени сигнал [1],[9]. Други захтев који се поставља пред напајања електромагнета је везан за високе динамичке карактеристике регулатора струје или напона [5]. Захтеви за ниском таласношћу струје и високим динамичким карактеристикама регулатора су међусобно противречни, због тога што масивни излазни филтер доприноси смањивању таласности излазних електричних величина, али и знатно повећава трајање прелазних процеса приликом наглих промена оптерећења. Због тога тиристорски исправљачи, пројектовани за напајање електромагнета, често раде са веома малим пропусним опсегом, реда величине $2\pi \cdot 10$ rad/s [6]. На овако мали пропусни опсег првенствено утиче излазни нископропусни филтер, а његова основна намена је потискивање фреквенција типичних за рад тиристорских исправљача (обично 150-600 Hz, у случају рада полууправљивих, пуноуправљивих или дванаестоимпулсних исправљача са трофазним напоном учестаности 50 Hz).

У претходном раду [10] је предложена оптимална топологија осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача [11], предвиђеног за напајање потрошача једносмерне струје велике снаге. Поред детаљног испитивања могућности равномерног дељења струја пуноуправљивих тиристорских мостова, у кратким цртама су наведене вредности таласности излазног напона и струје номинално оптерећеног осамнаестоимпулсног исправљача [10]. На оптималној топологији исправљача (са симетричним улазним параметрима) забележен је рипл напона мањи од 0,1‰ номиналне вредности, док је рипл струје номинално оптерећеног уређаја (са изразито несиметричним улазним

параметрима и без излазног филтерског кондензатора) био мањи од 1 % номиналне излазне струје [10]. Овако ниске вредности рипла напона и струје указале су на могућност примене предложене топологије осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача за напајање електромагнета, укључујући и суперпроводне магнете.

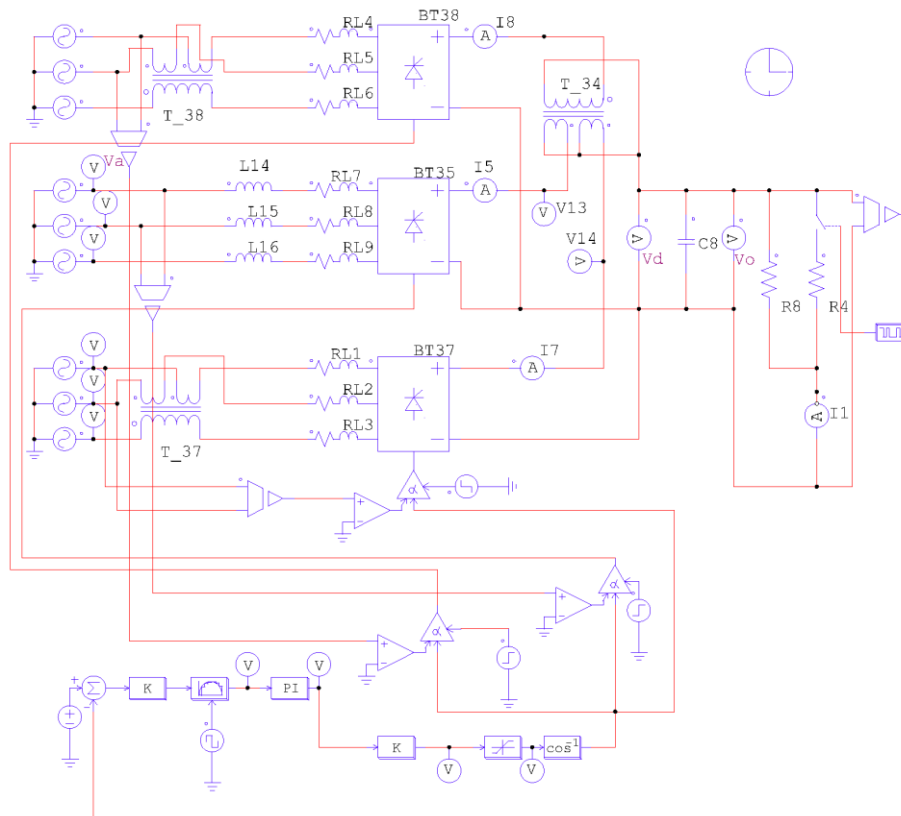
У раду су представљени резултати детаљног испитивања таласности излазног напона и струје симулационог модела исправљача ДРИ 110-1500 у широком опсегу промене струје потрошача, од 5 % до 100 % номиналног оптерећења. Анализиран је утицај мера за смањивање таласности излазне струје на динамику регулатора напона.

2. Симулациони модел осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача

На слици 1 је приказан симулациони модел коришћен за анализу таласности напона и струје осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача ДРИ 110-1500 (номинални излазни параметри: 110 V, 1500 A; референтна вредност напона: 122,65 V). Приказани модел представља малу модификацију оптималног симулационог модела, представљеног у литератури [10]. Основну разлику представља модификација излазног филтера – избачена је додатна излазна пригушница (L_{11} , номиналне индуктивности 10 μ F [10]), а додат је филтерски кондензатор (C_8) паралелно излазном отпорнику. На овај начин излазни интерфазни трансформатор (Т34; у колу обавља функцију пригушнице) и кондензатор C_8 представљају излазни LC филтер осамнаестоимпулсног исправљача. После интерфазне пригушнице, постојање додатне пригушнице практично нема смисла, будући да интерфазни трансформатор максимално смањује таласност струје после тиристорских мостова.

Модел осамнаестоимпулсног исправљача се састоји од три паралелно прикључена пуноуправљива тиристорска моста, напојених са три извора трофазне наизменичне струје, фазно померених у односу на напон мреже за -20° , 0° и $+20^\circ$ (симулација спреге трансформатора троугао-полигон-троугао-полигон (Dpdp)) [10]-[11]. Пригушнице $L_{14} - L_{16}$ имају индуктивности једнаке 10 μ H, а исте вредности имају и расипне индуктивности намотаја интерфазних трансформатора Т34, Т37 и Т38 [10]. Индуктивности магнетнења интерфазних трансформатора су једнаке $L_\mu = 10$ mH, отпорности њихових намотаја су $R' = R'' = R''' = 1$ m Ω , док је преносни однос ових трансформатора $m = 160/160/160$ V/V/V [10]. Фреквенција одабирања "sample-and-hold" кола у регулационој петљи једнака је 1800 Hz [10]. За одређивање таласности струје и напона коришћени су следећи параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,125$, $T_i = 37,5$ ms [10]. Ови параметри су емпиријски подешени на исправљачу ДРИ 110-500, уграђеном у термоелектрани "Никола Тесла А", применом

Зиглер-Николсовог критеријума. Иако су параметри ПИ регулатора подешени на терену на исправљачу са пуноуправљивим, шестоимпулсним тиристорским мостом, добро су се показали и на симулационом моделу осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача [10].



Слика 1. Симулациони модел осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача ДРИ 110-1500, са несиметричним улазним параметрима и излазним филтерским кондензатором

Као и у претходном раду [10], анализиран је рад исправљача, како са симетричним, тако и са несиметричним улазним параметрима. У симулационом колу постоје три врсте несиметричних улазних параметара [10]: различите дужине улазних каблова, потом варијације линијских напона мрежног напајања ($\pm 5\% U_{nom}$, у случају рада са изразито несиметричним улазним параметрима (односно $\pm 1\% U_{nom}$, у случају испитивања рада са умерено несиметричним параметрима) и, на крају, одступања падова напона тиристора појединих пуноуправљивих мостова ($\pm 5\% \Delta V_T$) [10].

Несиметрија улазних параметара је симулирана додавањем RL чланова, којима су моделоване улазне кабловске везе дужина од 10 до 24 m, пресека 2.95 mm^2 . У овом раду је приказан побољшани модел у односу на претходни [10], са моделовањем реалних паралелних једножилних каблова пресека 95 mm^2 . Усвојене су вредности подужне отпорности од $r' = 193 \mu\Omega/\text{m}$ и индуктивности $l' = 0,302 \mu\text{H}/\text{m}$, за реалне једножилне каблове од бакра, типа PP00, са PVC изолацијом и пресека 95 mm^2 [12]. Због паралелне везе каблова, у прорачунима су примењиване упола мање вредности подужних отпорности и индуктивности (видети табелу 1).

Симулациони модел, приказан на слици 1, развијен је у програму PSIM® ver. 6.0 [13]. За анализу статичких карактеристика, модел је коришћен у поједностављеној варијанти, без отпорника R_4 и прекидача за периодично укључивање овог отпорника. Трајање симулације је било 5,8 s, док је, у стационарном стању, анализиран само завршни временски период, трајања 40 ms. Основни корак рачунарске симулације је подешен на $2 \mu\text{s}$. Средње вредности струје су мерене након смиривања прелазне појаве. Наизменичне компоненте напона и струје су добијене тако што су измерене средње вредности одузимане од сложенопериодичних таласних облика. Таласности напона и струје су мерене као ефективне вредности добијених наизменичних компоненти.

Табела 1. Карактеристике прикључних каблова симулационог модела осамнаестоимпулсног исправљача са несиметричним улазним параметрима

Ознака кабловске везе	Ознака тиристорског моста	Дужина кабловске везе [m]	Отпорност кабловске везе [$\text{m}\Omega$]	Индуктивност кабловске везе [μH]
RL1	BT37	15	1,448	2,265
RL2	BT37	16,5	1,592	2,492
RL3	BT37	18	1,737	2,718
RL4	BT38	20	1,93	3,02
RL5	BT38	22	2,123	3,322
RL6	BT38	24	2,316	3,624
RL7	BT35	10	0,965	1,51
RL8	BT35	11	1,062	1,661
RL9	BT35	12	1,158	1,812

Резултати симулације, за излазне струје од 5 % $I_{\text{ном}}$ до 100 % $I_{\text{ном}}$, добијени су у четири случаја: приликом рада са симетричним и несиметричним улазним параметрима, као и са две различите вредности филтерског кондензатора C_B : 0 F и 144 mF. Потом су динамичке карактеристике регулатора испитане са још три вредности

капацитивности кондензатора C_8 : 432 mF, 1,08 F и 1,296 F. Вредности капацитивности су биране тако да могу да се остваре са стандардним модулима електролитских кондензатора, максималне капацитивности 18000 μ F и номиналног напона 350 V (серија "Epcos" B43456 [14]).

3. Резултати симулација и дискусија

3.1. Таласност напона и струје

Резултати симулација рада осамнаестоимпулсног исправљача, на основу којих су добијени подаци о таласности напона и струје, приказани су у табелама 2-7. У референтним тачкама су добијени таласни облици напона и струје, на основу којих су одређене средње вредности, као и вредности рипла напона и струје (апсолутне вредности, приказане у амперима и волтима, праћене релативним вредностима, приказаним у милионитим деловима (ppm) средњих вредности струје и напона). У табели 2 су приказани резултати симулације кола са симетричним улазним параметрима и без излазног филтерског кондензатора ($C_8 = 0$ F).

Табела 2. Резултати рачунарске симулације на моделу осамнаестоимпулсног исправљача (слика 1): симетрични улазни параметри, $C_8 = 0$ F

Рефе- рентна вредност излазне струје исправ- љача, I^* [A]	Излазна струја исправ- љача, I [A]	Излазни напон исправ- љача, U [V]	Рипл излазне струја исправ- љача, I_r [A]	Рипл излазног напона исправ- љача, U_r [V]	Рела- тивна вредност рипла излазне струја исправ- љача, I_r [ppm]	Рела- тивна вредност рипла излазног напона исправ- љача, U_r [ppm]
75	74,9970	122,645	0,15430	0,25233	2057,4	2057,4
150	150,016	122,663	0,12873	0,10526	858,1	858,1
300	299,980	122,642	0,06077	0,02484	202,6	202,5
600	600,029	122,657	0,13552	0,02771	225,9	225,9
900	900,039	122,656	0,15185	0,02070	168,7	168,8
1200	1199,980	122,650	0,11811	0,01207	98,4	98,4
1500	1499,940	122,647	0,07624	0,00627	50,8	51,1

У табелама 3 и 4 су приказани резултати симулације рада осамнаестоимпулсног исправљача са изразито несиметричним улазним параметрима, али са различитим варијантама излазног филтера: без излазног филтерског кондензатора ($C_8 = 0 \text{ F}$; табела 3) и са оптималним филтерским кондензатором ($C_8 = 144 \text{ mF}$; табела 4). Иако у практичним случајевима тиристорски исправљачи за напајање електромагнета не би били испоручени без излазног филтерског кондензатора, приликом теоријске анализе је значајно да се проучи и овај случај, будући да се, без постојања излазног капацитивног филтера, јасно уочавају потенцијални недостаци анализирани топологије енергетског претварача.

Табела 3. Резултати рачунарске симулације на моделу осамнаестоимпулсног исправљача (слика 1): изразито несиметрични улазни параметри ($V_{LL} = 114 - 126 \text{ V}$), $C_8 = 0 \text{ F}$

Референтна вредност излазне струје исправљача, $I^* [\text{A}]$	Излазна струја исправљача, $I [\text{A}]$	Излазни напон исправљача, $U [\text{V}]$	Рипл излазне струје исправљача, $I_r [\text{A}]$	Рипл излазног напона исправљача, $U_r [\text{V}]$	Релативна вредност рипла излазне струје исправљача, $I_r [\text{ppm}]$	Релативна вредност рипла излазног напона исправљача, $U_r [\text{ppm}]$
75	75,0073	122,662	0,89964	1,47122	11994,0	11994,1
150	150,012	122,660	0,92573	0,75694	6171,0	6171,0
300	299,973	122,639	0,93412	0,38191	3114,0	3114,1
600	600,024	122,655	0,89427	0,18280	1490,4	1490,4
900	900,005	122,652	0,91000	0,12402	1011,1	1011,2
1200	1199,970	122,648	0,91133	0,09314	759,5	759,4
1500	1500,040	122,650	0,92345	0,07529	615,6	613,9

Веродостојни резултати за четврти случај, односно рад исправљача са симетричним улазним параметрима и са оптималним филтерским кондензатором ($C_8 = 144 \text{ mF}$), нису могли да буду добијени помоћу симулационог модела приказаног на слици 1. Нумерички резултати су указали на неправилне варијације рипла струје и напона, у опсегу од 2 ppm до 10 ppm. Будући да је симулиран рад исправљача са резистивним оптерећењем, релативне вредности рипла струје и напона би, у идеалним случају, требало да буду идентичне. Међутим, у реалној рачунарској симулацији, потпуна једнакост релативних вредности рипла струје и напона не може да се оствари. Разлог за постојање разлике је ограничење модела примењеног за нумеричку анализу резултата. Таласности струје и напона су веома мале, како у апсолутним, тако и у

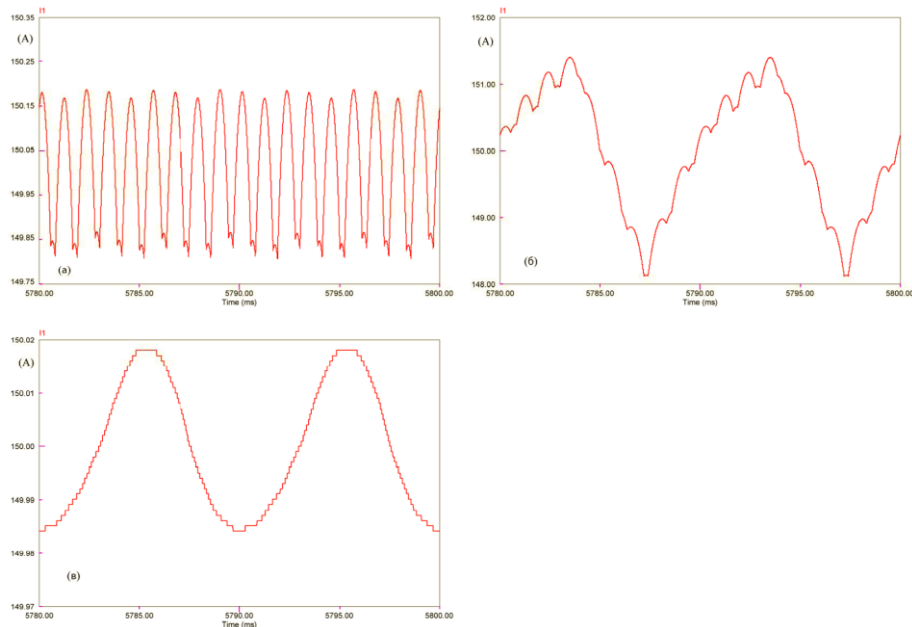
релативним јединицама. Због тога ни таласни облици рипла струје и напона не могу да буду идеалне синусоиде, већ прелазе у степенасте функције. Ипак, развијени симулациони модел је довољно добар за анализу таласности напона и струје на излазу исправљача, уколико је релативна вредност рипла већа од 10 ppm средње вредности.

Табела 4. Резултати рачунарске симулације на моделу осамнаестоимпульсног исправљача (слика 1): изразито несиметрични улазни параметри ($V_{LL} = 114 - 126$ V), $C_8 = 144$ mF

Референтна вредност излазне струје исправљача, I^* [A]	Излазна струја исправљача, I [A]	Излазни напон исправљача, U [V]	Рипл излазне струје исправљача, I_r [A]	Рипл излазног напона исправљача, U_r [V]	Релативна вредност рипла излазне струје исправљача, I_r [ppm]	Релативна вредност рипла излазног напона исправљача, U_r [ppm]
75	74,9999	122,650	0,00610	0,01000	81,3	81,5
150	150,000	122,650	0,01223	0,01001	81,5	81,6
300	300,000	122,650	0,02457	0,01000	81,9	81,5
600	599,998	122,650	0,04628	0,00946	77,1	77,1
900	899,994	122,650	0,07146	0,00976	79,4	79,6
1200	1200,000	122,651	0,09549	0,00975	79,6	79,5
1500	1499,990	122,652	0,12033	0,00987	80,2	80,4

Приликом упоређивања података о таласности напона и струје исправљача без излазног капацитивног филтера, са идеално симетричним и изразито несиметричним улазним параметрима, приказаним у табелама 2 и 3, уочава се велики утицај несиметрије улазних параметара на таласност струје. Напони фаза трофазног напајања, дужине прикључних проводника и падови напона на полупроводничким прекидачима утичу на повећање таласности струје и напона од 6 до 15 пута, у зависности од радне тачке. Ипак, анализа приказаних података води до закључка да рад са несиметричним улазним параметрима није суштински променио природу таласности излазне струје, већ да је само додатно појачао негативне ефекте рада са излазним струјама знатно мањим од номиналне. Умерени раст релативне вредности рипла, који се уочава приликом повећања струје оптерећења са 20 % на 40 % номиналне вредности (табела 2), настао је као последица мале осцилације регулатора напона у референтној радној тачки $I^* = 600$ A.

Подаци приказани у табели 3, у случају рада са изразито несиметричним улазним параметрима, указују на повећавање таласности сигнала сразмерно смањивању струје потрошача. Двдесетоструко повећање струје потрошача (са 5 % на 100 % номиналне излазне струје) доводи до двадесетоструког смањивања релативне вредности рипла струје и напона! Разлог за настанак ове појаве, како то може да се види у табели 3, представља приближно константна ефективна вредност рипла струје, од око 900 mA. Због тога представљени осамнаестоимпульсни исправљач, без излазног капацитивног филтера, са струјом већом од 60 % I_{nom} ради са таласношћу од око 1 ‰, али са струјом од 60 % I_{nom} рипл превазилази 1 % номиналне излазне струје! Овако велика вредност рипла струје је неприхватљива код исправљача намењених за напајање електромагнета!



Слика 2. Таласни облици рипла струје исправљача ДРИ 110-1500 (модел са слике 1), са оптерећењем једнаким 10 % номиналне струје (150 A), добијени приликом симулације са различитим комбинацијама улазних параметара и капацитивности излазног филтерског кондензатора: а) симетрични параметри, $C_8 = 0 F$; б) изразито несиметрични параметри, $C_8 = 0 F$; в) изразито несиметрични параметри, $C_8 = 144 mF$

Подаци приказани у табели 4 јасно указују на велики утицај филтерског кондензатора на смањивање рипла струје и напона на излазу исправљача. Таласност излазних величина је приближно константна, и варира у опсегу 77 – 82 ppm у целом испитиваном опсегу радних оптерећења, од 5 %, па све до 100 % номиналне излазне струје.

Ове вредности су прихватљиве у већини практичних случајева, када се, на излазу исправљача за напајање електромагнета, захтева таласност излазних електричних величина мања од 100 ppm.

Таласни облици рипла струје, добијени у описаним карактеристичним случајевима, приказани су на слици 2. Рипл струје се састоји од две компоненте, учестаности 100 Hz (2. хармоник) и 900 Hz (18. хармоник). Деветстохерцна компонента представља природну учестаност осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача, док стохерцна компонента настаје као последица неједнакости наизменичних фазних напона трофазног напајања исправљача. Према томе, разумљиво је да у сигналу струје, добијеном симулацијом рада исправљача са идеално симетричним улазним параметрима (слика 2.а), постоји само рипл учестаности 900 Hz. Са друге стране, у случају непостојања излазног филтерског кондензатора, на исправљачу са несиметричним улазним параметрима доминира 100-херцна компонента рипла струје, док је 900-херцна компонента суперпонирана на доминантној нискофреквентној компоненти рипла (слика 2.б). На слици 2.в се јасно уочава позитиван ефекат излазног филтерског кондензатора: деветстохерцна компонента је готово потпуно потиснута, док је ефективна вредност другог хармоника рипла струје ослабљена од 7 до 150 пута (упоредити податке из табела 3 и 4).

Табела 5. Резултати рачунарске симулације на моделу осамнаестоимпулсног исправљача (слика 1): по једна врста изразито несиметричних улазних параметара, $C_s = 144 \text{ mF}$, $I^* = 1500 \text{ A}$

Врста несиметрије улазних параметара	Излазна струја исправљача, I [A]	Излазни напон исправљача, U [V]	Рипл излазне струја исправљача, I_r [A]	Рипл излазног напона исправљача, U_r [V]	Релат. вредност рипла излазне струја исправљача, I_r [ppm]	Релат. вредност рипла излазног напона исправљача, U_r [ppm]
Различите дужине каблова (10 – 24 m)	1499,990	122,651	0,00590	0,00068	3,9	5,6
Пад напона на тиристорима ($V_T = 0,95 - 1,05 \text{ V}$)	1499,980	122,650	0,00000	0,00052	0,0	4,2
Различити фазни напони ($V_{LL} = 114 - 126 \text{ V}$)	1499,980	122,650	0,12161	0,00997	81,1	81,3

У табели 5 су приказани подаци о симулацији рада номинално оптерећеног осамнаестоимпульсног исправљача у три случаја, са применом само по једне врсте улазних несиметричних параметара. На основу приказаних података, јасно се уочава да доминантан утицај на повећање рипла излазне струје има несиметрија фазних напона трофазног наизменичног напајања. Утицај различитих дужина прикључних каблова је мањи за ред величине, док је утицај на рипл струје исправљача, настао услед разлике у паду напона на тиристорима појединих пуноуправљивих мостова, на нивоу нумеричке грешке рачунарске симулације.

Табела 6. Резултати рачунарске симулације на моделу номинално оптерећеног осамнаестоимпульсног исправљача (слика 1), за различите вредности капацитивности C_s : изразито несиметрични улазни параметри ($V_{LL} = 114 - 126 \text{ V}$), $I^* = 1500 \text{ A}$

Капацитивност излазног филтерског кондензатора, C_s [F]	Излазна струја исправљача, I [A]	Излазни напон исправљача, U [V]	Рипл излазне струје исправљача, I_r [A]	Рипл излазног напона исправљача, U_r [V]	Релат. вредност рипла излазне струје исправљача, I_r [ppm]	Релат. вредност рипла излазног напона исправљача, U_r [ppm]
0,144	1499,990	122,652	0,12033	0,00987	80,2	80,4
0,432	1499,990	122,652	0,04062	0,00331	27,1	27,0
1,08	1500,000	122,652	0,01633	0,00146	10,9	11,9
1,296	1500,000	122,652	0,01473	0,00123	9,8	10,0

Табела 6 садржи податке о испитивању утицаја капацитивности излазног филтерског кондензатора (C_s) на таласност излазне струје. Таласност излазне струје се смањила приближно сразмерно повећању капацитивности филтерског кондензатора. Деветоструко повећање капацитивности C_s (са 144 mF на 1,296 F) довело је до смањивања ефективне вредности рипла излазне струје са око 80 ppm на 10 ppm номиналне излазне струје. Међутим, јасно се види да је потребна вредност филтерског кондензатора изузетно велика, па би, као таква, била мало практична за реалне примене (у описаном случају, требало би паралелно повезати 72 модула електролитских кондензатора "Epcos" B43456, номиналне капацитивности 18000 μF).

Практичнији приступ смањивању таласности излазне струје је везан за рад са малом несиметријом улазних фазних напона. Уколико би се смањило одступање фазних напона трофазног система за напајање исправљача, са $\pm 5\%$ на $\pm 1\%$, и рипл струје би се смањило приближно петоструко, са око 80 ppm на приближно 17 ppm (упоредити податке приказане у табелама 4 и 7). Уједначавањем дужина напојних каблова би

таласност струје могла додатно да се смањи за још неколико ppm. Међутим, у овом случају почиње да долази до изражаја утицај непрецизности нумеричке анализе представљеног симулационог модела. Због тога, без експерименталног модела, тешко је одредити да ли је могуће стварно смањивање рипла струје до 10 ppm, будући да би, на реалном моделу, утицај шума дошао до већег изражаја.

Табела 7. Резултати рачунарске симулације на моделу осамнаестоимпулсног исправљача (слика 1): умерено несиметрични улазни параметри ($V_{LL} = 118.8 - 121.2 \text{ V}$), $C_B = 144 \text{ mF}$

Референтна вредност излазне струје исправљача, $I^* [\text{A}]$	Излазна струја исправљача, $I [\text{A}]$	Излазни напон исправљача, $U [\text{V}]$	Рипл излазне струје исправљача, $I_r [\text{A}]$	Рипл излазног напона исправљача, $U_r [\text{V}]$	Релативна вредност рипла излазне струје исправљача, $I_r [\text{ppm}]$	Релативна вредност рипла излазног напона исправљача, $U_r [\text{ppm}]$
75	74,9999	122,650	0,00128	0,00217	17,0	17,7
150	150,000	122,650	0,00247	0,00212	16,5	17,3
300	300,000	122,650	0,00507	0,00204	16,9	16,6
600	599,998	122,650	0,00984	0,00206	16,4	16,8
900	899,993	122,650	0,01450	0,00208	16,1	17,0
1200	1199,990	122,651	0,02045	0,00196	17,0	16,0
1500	1499,990	122,651	0,02492	0,00204	16,6	16,7

3.2. Динамичке карактеристике исправљача

Након приказа података о таласности излазних електричних величина, следи опис динамичких карактеристика регулатора предложеног осамнаестоимпулсног исправљача. Постизање ниске таласности струје и високе динамике регулатора исправљача представљају међусобно противречне захтеве. Повећавање капацитивности излазног филтерског кондензатора директно води ка нарушавању динамике регулатора, односно продужавању прелазних појава и повећавању прескока регулатора. Потреба за потискивањем нискофреквентног рипла (фреквенцијског опсега 100 - 900 Hz) захтева рад са излазним филтером малог пропусног опсега учестаности (са граничном фреквенцијом реда неколико херца). Директна последица малог пропусног опсега је спорији одзив регулатора напона. Такође, на дефинисање динамичких карактеристика исправљача директно утиче

конструкција електромагнета. Због тога није могуће дефинисање универзалних техничких захтева везаних за динамичке карактеристике регулатора ових специфичних уређаја.

У литератури нема много података о динамичким карактеристикама исправљача пројектованих за напајање електромагнета. Ипак, у раду [6] су наведени основни захтеви који се постављају пред пројектанте регулатора исправљача за напајање електромагнета: а) регулација излазних електричних величина са минималном грешком устаљеног стања; б) непостојање пребачаја приликом промене референтне вредности излазне електричне величине; в) максимална ширина пропусног опсега [6]. Регулисана излазна електрична величина може да буде било напон, било струја. У чланку [5] су наведени конкретни подаци о хибридном АС/DC претварачу (пуноуправљиви тиристорски исправљач са чопером), номиналних излазних параметара 85 V и 3000 A. Аутори су посебну пажњу обратили на испитивање одскочног одзива приликом промене референце излазног напона са 5 V на 85 V [5]. Пребачај је био око 3,7 V (4,6 %) [5], што аутори наводе као прихватљив резултат. Аутори нису приказали одзиве регулатора напона у случају нагле промене оптерећења.

На почетку анализе динамичких карактеристика, извршено је испитивање природног одскочног одзива симулационог модела осамнаестоимпулсног исправљача (слика 1), без примене регулатора. Уместо регулационе структуре, приказане на слици 1, задаван је константан угао паљења тиристорског моста, α : у интервалу од две секунде смењивале су се вредности угла $\alpha = 0^\circ$ (потпуно отворен тиристорски мост, са максималним излазним напоном од 154 V) и $\alpha = 180^\circ$ (потпуно затворен мост: излазни напон је био 0 V). На основу одскочних одзива, добијених на симулационом моделу исправљача са капацитивностима филтерског кондензатора C_δ , једнаким 144 mF и 1,296 F, одређене су карактеристичне временске константе и амплитуда прескока за две различите конфигурације излазног нископропусног филтера (табела 8).

Табела 8. Карактеристичне временске константе, добијене применом природног одскочног одзива од празног хода до пуног оптерећења (без примене регулатора; $V_0 = 0$ V, $V_{stac} = 154$ V) на моделу осамнаестоимпулсног исправљача ДРИ 110-1500 (слика 1): рад са изразито несиметричним улазним параметрима

Капацитивност излазног филтерског кондензатора, C_δ [F]	Време кашњења, T_k [s]	Време успона, T_u [s]	Време смиривања, T_s [s]	Прескок, Π [%]
0,144	0,087	0,234	0,33	0
1,296	0,149	0,194	0,509	12,8

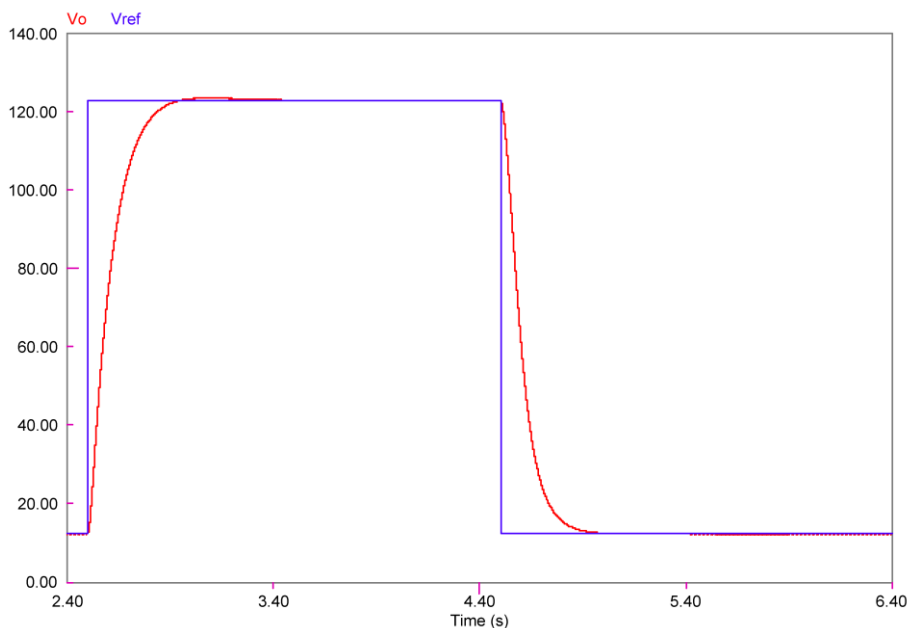
Анализом природног одскочног одзива модела осамнаестоимпульсног исправљача, долази се до закључка да излазни RLC филтер не може да се представи преносном функцијом 2. реда, већ да представља систем вишег реда. За разлику од употребе обичне пригушнице на гвозденом језгру, примена тронамотајног трансформатора у својству интерфазне пригушнице довела је до знатног усложњавања модела излазног нископропусног филтера. Уочава се да је допринос индуктивности расипања намотаја интерфазног трансформатора ($L_\sigma = 10 \mu\text{H}$) на индуктивност излазног RLC филтера био занемарљив, док је доминантан утицај имала индуктивност магнећења ($L_\mu = 10 \text{mH}$). Због тога је и релативно пригушење велико, па, приликом испитивања природног одскочног одзива исправљача са филтерским кондензатором од 144 mF, нема прескока напона!

Узимајући у обзир наведене податке, спроведено је испитивање динамичких карактеристика регулатора напона исправљача ДРИ 110-1500, и то у две специфичне ситуације: приликом велике промене референце напона и у случају велике промене струје оптерећења (уз одржавање константне референце напона).

На сликама 3 и 4 приказане су прелазне појаве добијене приликом рада исправљача ДРИ 110-1500 у режиму регулације излазног напона, али је, у овом случају, излазно оптерећење било константно, док је референца напона мењана са 10 % на 100 % номиналног напона, и обрнуто. Капацитивности излазног кондензатора су, и у овим случајевима, биле једнаке 144 mF и 1,296 F. Ради лакшег праћења одскочног одзива регулатора, приказан је и таласни облик референце напона, приликом промене са 12,265 V на 122,65 V (након 2,5 s од почетка симулације), и, две секунде касније, када је референца напона враћена на почетну вредност.

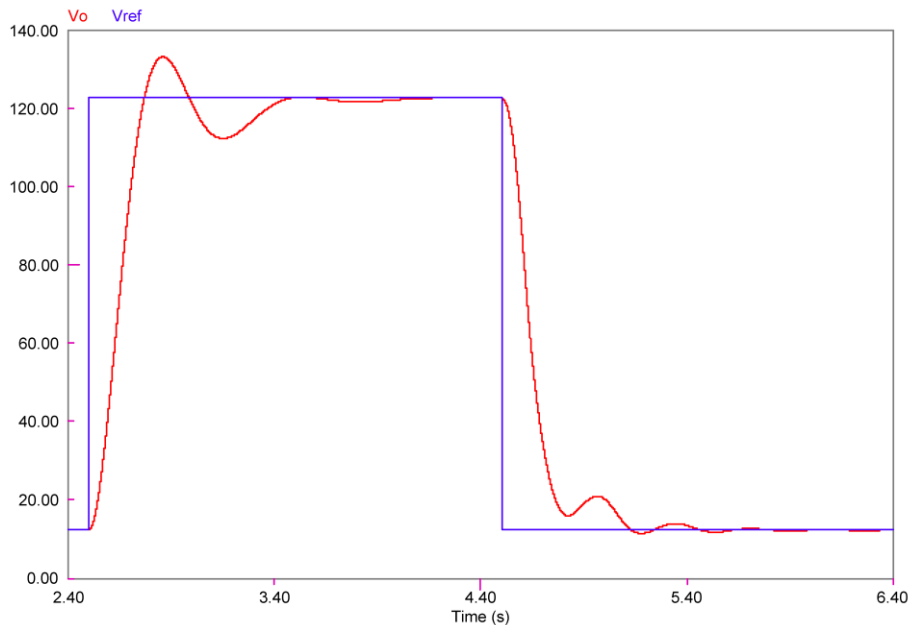
Испитивање одскочног одзива је показало да оптималне прелазне појаве не могу да се добију применом иницијалних параметара ПИ регулатора напона ($K_p = 0,125$, $T_i = 37,5 \text{ms}$ [10]), са којима је вршено испитивање таласности напона и струје. Због тога су, помоћу симулационог модела, емпиријски одређени параметри регулатора на основу којих су добијене оптималне динамичке карактеристике исправљача са филтерским кондензатором од 144 mF: $K_p = 0,68$, $T_i = 75 \text{ms}$. На слици 3 се види да је испуњен услов да, приликом одскочног одзова на велику промену референце напона (приликом рада са оптималним филтерским кондензатором), практично нема пребачаја ($P_1 = 0,5 \%$), док је подбачај, приликом наглог смањивања референце, веома мали (око 1 V, односно $P_2 = -8,7 \%$ основне референце напона од 12,265 V). Карактеристичне временске константе одскочног одзива, приликом наглог пораста напона, имају следеће вредности: време кашњења $T_k = 85,2 \text{ms}$, време успона $T_u = 251 \text{ms}$, време смиривања $T_s = 291,3 \text{ms}$. Наведена времена су блиска вредностима природног одскочног одзива, наведеним у табели 8. Наравно, у идентичним условима, време кашњења не може да буде мање него у случају

природног одзива – треба водити рачуна да су временске константе природног одскочног одзива добијене приликом промене референтних напона у ширем опсегу него у случају када је коришћен регулатор напона (природни одзив: промена са 0 V на 154 V; одзив са оптималним ПИ регулатором: 12,265 – 122,65 V).



Слика 3. Таласни облици напона (V_o) и референце напона (V_{ref}) исправљача ДРИ 110-1500 са слике 1, добијени приликом симулације промене референтног напона са 10 % U_{nom} на 100 % U_{nom} , и обрнуто (рад са изразито несиметричним улазним параметрима и излазним филтерским кондензатором $C_s = 144 \text{ mF}$; $V_o = 12,265 \text{ V}$, $V_{stac} = 122,65 \text{ V}$; параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,68$, $T_i = 75 \text{ ms}$)

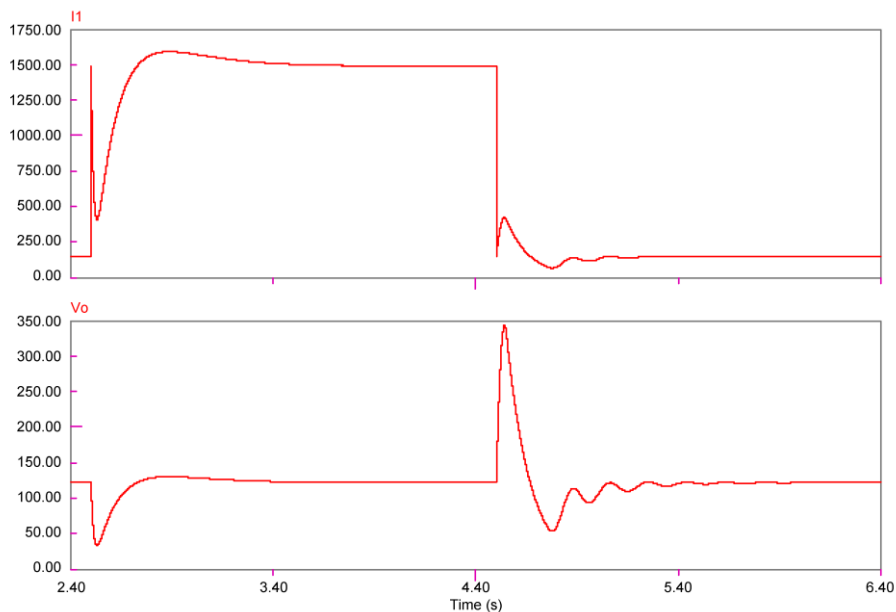
Са друге стране, у случају рада са великим излазним кондензатором ($C_s = 1,296 \text{ F}$), прелазне појаве трају веома дуго, док, приликом смањивања референце напона, долази до појаве пригушених осцилација, са значајним одступањима од референце напона током смиривања прелазне појаве (слика 4). Примењени су следећи параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,77$, $T_i = 125 \text{ ms}$. Емпиријски су одређене следеће временске константе одскочног одзива приликом наглог повећавања референце напона: $T_k = 141 \text{ ms}$, $T_u = 180 \text{ ms}$, $T_s = 830,6 \text{ ms}$. Добијени одзив регулатора представља најбољи могући случај, са уједначеним вредностима пребачаја ($\Pi_1 = 8,45 \%$) и подбачаја ($\Pi_2 = -8,07 \%$) приликом наглог повећавања референце напона.



Слика 4. Таласни облици напона (V_o) и референце напона (V_{ref}) исправљача ДРИ 110-1500 са слике 1, добијени приликом симулације промене референтног напона са 10 % U_{nom} на 100 % U_{nom} , и обрнуто (рад са изразито несиметричним улазним параметрима и излазним филтерским кондензатором $C_8 = 1,296 \text{ F}$; $V_o = 12,265 \text{ V}$, $V_{stac} = 122,65 \text{ V}$; параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,77$, $T_i = 125 \text{ ms}$)

На сликама 5 и 6 су приказане прелазне појаве добијене приликом рада исправљача ДРИ 110-1500 у режиму регулације излазног напона, са капацитивностима излазног кондензатора од 144 mF и 1,296 F. Таласни облици су добијени приликом симулације рада са максимално израженим несиметричним улазним параметрима, у случајевима промене струје потрошача са 10 % на 100 % вредности номиналне струје, и обрнуто. У оба случаја су примењени оптимални параметри ПИ регулатора, подешени приликом испитивања нагле промене референце напона. Уочава се велика разлика између динамичких карактеристика исправљача са различитим капацитивностима излазног нископропусног филтера. Деветоструким повећавањем излазног филтерског кондензатора добијено је смањивање рипла таласности излазне струје за око осам пута (табела 6). Међутим, истовремено је дошло до приближно троструког продужавања прелазних појава (са 0,836 s на 2,423 s, приликом десетоструког смањивања оптерећења: видети слике 5 и 6). Са друге стране, велики филтерски кондензатор на излазу је, приликом наглог смањивања оптерећења, утицао на смањивање пребачаја излазног напона за око 2,6 пута.

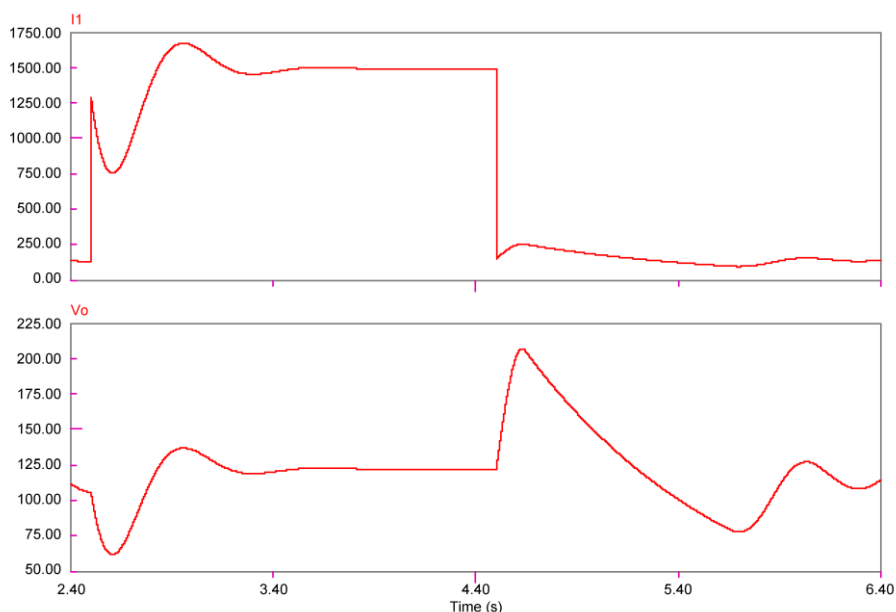
У симулационом моделу представљеном у овом раду, постоје веома велики пребачаји напона приликом наглог смањивања оптерећења (слике 5 и 6), док приликом великог повећања референце напона (при раду са оптималним филтерским кондензатором), готово да нема прескока (слика 3). Ако би основни технички захтев био везан за постизање минималног прескока приликом промене референце напона [5], прихватљива би била само прва варијанта излазног филтера осамнаестоимпулсног исправљача, са кондензатором од 144 mF. Међутим, ако би примарни захтев био везан за смањивање прескока напона приликом нагле промене оптерећења, знатно боље карактеристике би имао исправљач са филтерским кондензатором од 1,296 F. Ипак, знатно дуже трајање прелазних процеса и лошији одзиви регулатора напона приликом промене референтног напона у широком опсегу представљају велика ограничења за употребу овако великог излазног филтерског кондензатора.



Слика 5. Таласни облици струје (I_1 ; горе) и напона (V_o ; доле) исправљача ДРИ 110-1500 са слике 1, добијени приликом симулације промене струје потрошача са $10\% I_{nom}$ на $100\% I_{nom}$, и обрнуто (рад са изразито несиметричним улазним параметрима и излазним филтерским кондензатором $C_8 = 144 \text{ mF}$; параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,68$, $T_i = 75 \text{ ms}$)

Променама параметара ПИ регулатора добијене су боље динамичке карактеристике исправљача, али без постизања суштинског напретка у смањивању прескока напона. Други приступ је везан за смањивања индуктивности магнећења излазног интерфазног трансформатора. Будући да излазни тронамотајни трансформатор, Т34, обавља функцију

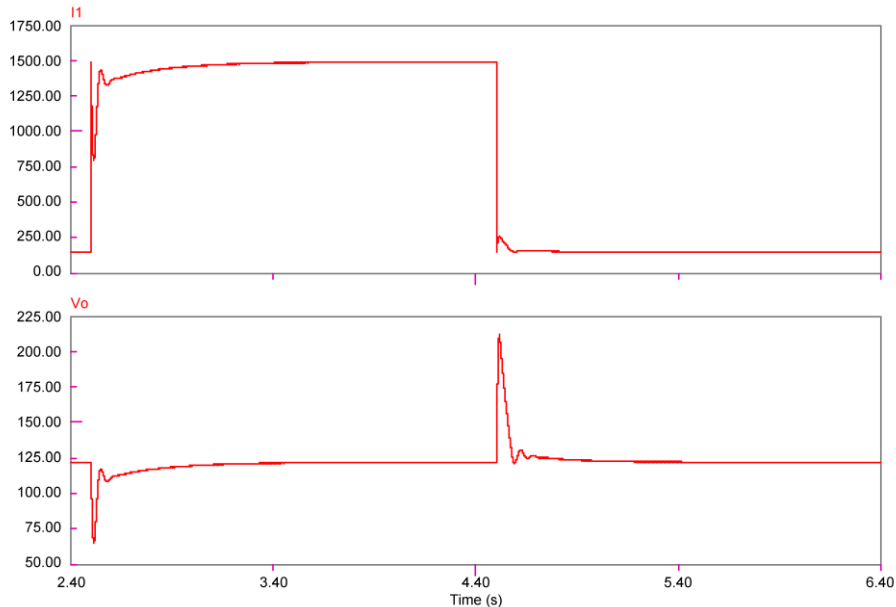
интерфазне пригушнице са магнетно спрегнутим намотајима, доминантан утицај на индуктивност излазног нископропусног филтера има индуктивност магнећења. У случају смањивања ове индуктивности са $L_{\mu}(T34) = 10 \text{ mH}$ на $L_{\mu}(T34) = 1 \text{ mH}$, добија се драстично смањивање прескока напона приликом нагле промене оптерећења. Одговарајући таласни облици напона и струје су приказани на сликама 7 и 8 (индуктивности улазних интерфазних трансформатора, T37 и T38, нису мењане, и остале су једнаке $L_{\mu} = 10 \text{ mH}$).



Слика 6. Таласни облици струје (I_1 ; горе) и напона (V_o ; доле) исправљача ДРИ 110-1500 са слике 1, добијени приликом симулације промене струје потрошача са $10\% I_{nom}$ на $100\% I_{nom}$, и обрнуто (са изразито несиметричним улазним параметрима и излазним филтерским кондензатором $C_{\delta} = 1,296 \text{ F}$; параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,77$, $T_i = 125 \text{ ms}$)

Таласни облици приказани на сликама 7 и 8 указују на веома велико смањивање прескока и трајања прелазних појава у случају десетоструког смањивања индуктивности магнећења излазног интерфазног трансформатора. Иако су задржани исти параметри ПИ регулатора, као и у случају рада са индуктивношћу магнећења $L_{\mu} = 10 \text{ mH}$, у оба случаја ($C_{\delta} = 144 \text{ mF}$ и $C_{\delta} = 1,296 \text{ F}$) добијено је смањивање прескока напона за око 2,5 пута, док је време смиривања прелазних појава скраћено за 6 – 9 пута! Ипак, побољшање динамичких карактеристика довело је до кварења статичких карактеристика излазне струје и напона, односно до повећавања њихове таласности. Десетоструко смањивање индуктивности магнећења довело је до десетоструког повећавања рипла струје и напона (до 807 ppm, у случају номинално оптерећеног исправљача, са изразито несиметричним улазним параметрима и

основном конфигурацијом регулатора напона – упоредити са подацима приказаним у табели 4).

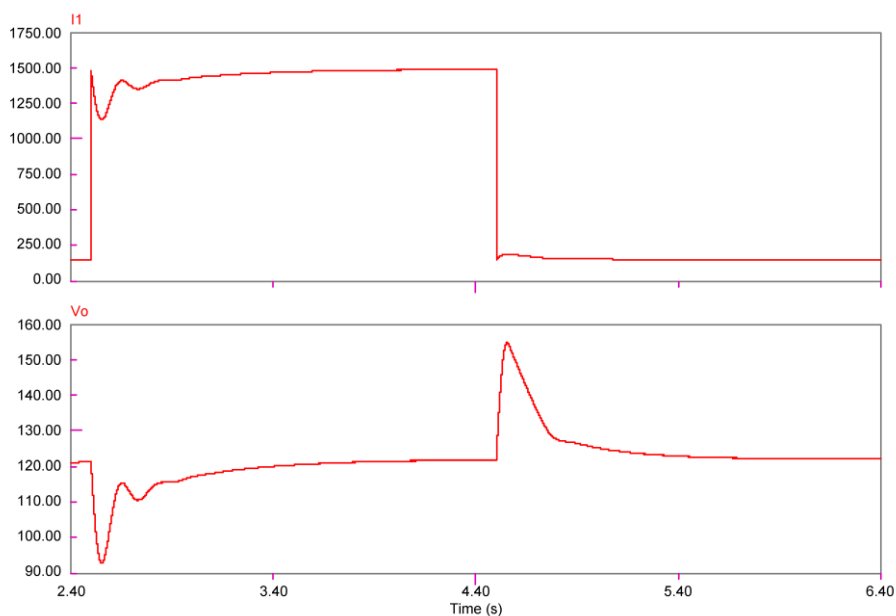


Слика 7. Таласни облици струје (I_1 ; горе) и напона (V_o ; доле) исправљача ДРИ 110-1500 са слике 1, добијени приликом симулације промене струје потрошача са $10\% I_{ном}$ на $100\% I_{ном}$, и обрнуто (са изразито несиметричним улазним параметрима и излазним филтерским кондензатором $C_B = 144 \text{ mF}$; параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,68$, $T_i = 75 \text{ ms}$; индуктивност магнећења излазног интерфазног трансформатора Т34: $L_\mu = 1 \text{ mH}$)

Наравно, у реалним условима није могуће вршити произвољне промене индуктивности магнећења, будући да је она првенствено одређена карактеристикама магнетног кола трансформатора. Ипак, приказани резултати указују на могућност постизања оптималне конфигурације излазног филтера осамнаестоимпулсног међусобним усклађивањем индуктивности магнећења интерфазног трансформатора и филтерског кондензатора. На овај начин може да се добије потребна таласност излазне струје, уз постизање најбољих могућих динамичких карактеристика регулатора.

На крају, треба нагласити да описана топологија исправљача представља основну конфигурацију, погодну само за теоријску анализу таласности струје и динамичких карактеристика регулатора. На серијском уређају, на излазу би морао да постоји RC члан за пригушивање прелазних појава. Такође, постојао би и заштитни отпорник, на коме би се дисипирала енергија излазног LC филтера у случају квара исправљача или губитка расхладног флуида електромагнета. На крају, на тиристорским мостовима би морале да буду

уграђене и комплексне RC заштите, које би спречиле отказ тиристора у случајевима појаве превеликих вршних вредности излазног напона.



Слика 8. Таласни облици струје (I_1 ; горе) и напона (V_o ; доле) исправљача ДРИ 110-1500 са слике 1, добијени приликом симулације промене струје потрошача са $10\% I_{nom}$ на $100\% I_{nom}$, и обрнуто (са изразито несиметричним улазним параметрима и излазним филтерским кондензатором $C_\delta = 1,296 F$; параметри ПИ регулатора напона: $K_p = 0,77$, $T_i = 125 ms$; индуктивност магнетнења трансформатора Т34: $L_\mu = 1 mH$)

4. Закључак

У раду је представљена анализа карактеристика једне топологије осамнаестоимпулсног тиристорског исправљача, са два улазна и једним излазним интерфазним трансформатором. Рачунарском симулацијом су испитани параметри који суштински утичу на могућност употребе представљеног AC/DC претварача за напајање електромагнета: таласност струје и динамичке карактеристике регулатора. Испитано је неколико варијанти топологије осамнаестоимпулсног исправљача са несиметричним улазним параметрима (неједнаким фазним напонима улазног трофазног напајања, различитим дужинама прикључних проводника и неједнаким падовима напона на тиристорима различитих пуноуправљивих мостова).

Проверена је могућност рада осамнаестоимпулсног исправљача са риплом струје мањим од 100 ppm средње вредности излазне струје.

Установљено је да испитивана топологија осамнаестоимпульсног исправљача, у случају да на излазу постоје филтерски кондензатор капацитивности 144 mF и интерфазни трансформатор са индуктивношћу магнећења од 10 mH, може да ради са ефективном вредношћу рипла од око 80 ppm излазне струје, чак и у случају постојања изузетно велике несиметрије улазних параметара претварача. Доминантан утицај на таласност струје имала је неједнакост улазних фазних напона, за ред величине је био мањи утицај различитих дужина улазних проводника, док је утицај пада напона на тиристорима био на нивоу нумеричке грешке симулације. Смањивањем варијација фазних напона са $\pm 5\%$ на $\pm 1\%$ номиналног напона, и рипл струје је смањен приближно петоструко, на око 17 ppm излазне струје.

Други начин за постизање смањивања таласности струје био је везан за повећавање капацитивности излазног филтерског кондензатора. Деветоструким повећањем капацитивности (са 144 mF на 1,296 F), ефективна вредност рипла излазне струје исправљача са несиметричним улазним параметрима смањена је приближно осмоструко, на 10 ppm. Ипак, овакав приступ смањивању таласности струје довео је до значајног погоршавања динамичких карактеристика осамнаестоимпульсног исправљача.

Приказани су одзиви регулатора напона у случају промене референце напона, као и струје оптерећења, обе у опсегу од 10% до 100% одговарајућих номиналних вредности. Доминантан утицај на динамику регулатора напона имали су елементи излазног нископропусног филтера: капацитивност електролитског кондензатора и индуктивност магнећења интерфазног трансформатора. Демонстриран је поступак за усклађивање захтева везаних за низак пропусни опсег излазног филтера (ради смањивања таласности струје) и високе динамичке карактеристике регулатора напона (ради постизања минималних вредности прескока напона и времена смиривања прелазних појава). Оптимизација је постигнута варијацијама капацитивности филтерског кондензатора и индуктивности магнећења интерфазног трансформатора, са једне стране, и променом параметара ПИ регулатора, са друге стране.

Захвалница

Рад је настао током активности на потпројекту „Развој система беспрекидног напајања једносмерном струјом”. Потпројекат представља део пројекта TR33020, „Повећање енергетске ефикасности хидроелектрана и термоелектрана Електропривреде Србије развојем технологије и уређаја енергетске електронике за регулацију и аутоматизацију”, који је финансирало Министарство просвете, науке и технолошког развоја Републике Србије.

Литература

- [1] Г. Илић, П. Осмокровић и Д. Станковић, *Примењена магнетика*, Београд: Завод за физику техничких факултета Универзитета у Београду, 2012.
- [2] F. Long “Status and trends in magnet power converter technology for accelerators”, на конф. *IPAC14* (Дрезден, Немачка, јун 2014), стр. 2822-2827.
- [3] H. Jin, Y. Wang, and G. Joos, “A hybrid structure using phase-controlled rectifiers and high-frequency converters for magnet-load power supplies”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 126-131, 1996.
- [4] M. Tezuka, T. Kojo, M. Naito, E. Toyoda, and S. Hanai, “Power supply and control system of 40T class hybrid magnet system”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 4, pp. 2490-2494, 1996.
- [5] R. Liang and S. B. Dewan, “A low ripple power supply for high-current magnet load”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 1006-1015, 1994.
- [6] J. M. S. Kim, S. B. Dewan, and F. P. Dawson, “Four-quadratic DC magnet power supply with fast dynamic response and low ripple current”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 38, no. 4, pp. 772-776, 1991.
- [7] D. Bruno, W. Eng, P. K. Feng, G. Ganetis, R. F. Lambiase, and W. Louie, “RHIC magnet electrical system”, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, vol. 499, pp. 316-348, 2003.
- [8] R. Visintini, S. Cleva, M. Cautero, and T. Ciesla, “A new concept of controller for accelerators’ magnet power supplies”, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 63, no. 2, pp. 849-53, 2016.
- [9] C. Hirota and N. Hiroki, “Design study of low ripple and large current DC power supply for fusion plant’s superconducting magnet”, на конф. *EPE 2011* (Бирмингем, Велика Британија, 30. август – 1. септембар 2011)
- [10] В. Ђ. Вукић, “Утицај интерфазних трансформатора и комутационих пригушница на дељење струја тиристорских мостова у осамнаестоимпульсним исправљачима”, *Зборник радова, Електротехнички институт „Никола Тесла”*, Књига 25, стр. 1-30, 2015.
- [11] D. A. Paice, *Power Electronic Converter Harmonics – Multipulse Methods for Clean Power*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996.
- [12] “Напојни каблови / Power cables”, *Каталог произвођача*, Електрометал плус, 2015.
- [13] “PSIM Version 6.0”, *Симулациони програм*, Powersim Inc., 2003.

- [14] "Aluminum electrolytic capacitors - Capacitors with screw terminals; Series/Type: B43456, B43458", *Каталог произвођача*, Epcos AG, 2008.

Abstract: The aim of the paper is to analyse the possibility of applying a topology of an eighteen-pulse thyristor rectifier for the electromagnet power supply. The scope was to determine if the proposed rectifier topology, with the two input interphase transformers, as well as the output one, can work with an output current ripple being less than 100 ppm, with the acceptable dynamic characteristics of the voltage controller. Using the computer simulation, it has been found that, with a medium output filter capacitor and distinctively non-symmetric input parameters, the rectifier can work with an output current of approximately 80 ppm of the DC component. If the input phase voltages are equalized, the effective value of the output current ripple could be reduced down to 17 ppm. In both cases, satisfactory dynamic characteristics of the voltage controller have been achieved. The dominant influence on the output current filtering had the output interphase transformer magnetization inductance, as well as the capacitance of the filter capacitor. The increase of their values leads to better filtering of the output current, but also to a significant deterioration of the AC/DC converter dynamic characteristics. The measures for coordination of the output low-pass filter characteristics and the PI voltage regulator parameters are proposed.

Keywords: 18-pulse rectifier, thyristor bridge, computer simulation, current ripple, electromagnet

The Output Current Ripple and the Dynamic Characteristics of an 18-pulse Thyristor Rectifier, Designed for the Electromagnet Power Supply

Vladimir Vukić

Рад примљен у уредништво: 31.10.2018. године
Рад прихваћен: 21.11.2018. године

