

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Срђан Л. Срдих

**РЕГУЛАЦИЈА СТРУЈЕ ЕЛЕКТРОЛУЧНЕ ПЕЋИ
ЗА ЈЕДНОСМЕРНУ СТРУЈУ ПРЕДИКТИВНОМ
МЕТОДОМ БЕЗ КОРИШЋЕЊА МОДЕЛА
ЕЛЕКТРИЧНОГ ЛУКА**

докторска дисертација

Београд, 2013

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Srđan L. Srdić

**A PREDICTIVE METHOD FOR DC ARC FURNACE
CURRENT CONTROL WITHOUT USING A DC
ELECTRIC ARC MODEL**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2013

Ментор:

Др Зоран Радаковић, редовни професор,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Комисија:

Др Милош Недељковић, доцент,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Др Слободан Вукосавић, редовни професор,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Др Зоран Лазаревић, редовни професор,
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Др Жељко Деспотовић, научни сарадник,
Институт "Михајло Пупин"

*Овај рад посвећујем мојим родитељима
Милицы и Лаки*

и брату Синиши

Регулација струје електролучне пећи за једносмерну струју предиктивном методом без коришћења модела електричног лука

Резиме

Електролучне пећи су потрошачи веома велике инсталисане снаге, при чему тренутна снага пећи може да варира у времену са великим амплитудама. Као последица ових великих флукуација активне и реактивне снаге, електролучне пећи великих инсталисаних снага могу да изазову поремећаје у функционисању преносне и дистрибутивне мреже, поготово у случају слабијих мрежа када су ови поремећаји израженији. Најизраженији поремећаји који се појављују у мрежи као последица рада електролучних пећи су појава фликера (*Flicker*) и појава нежељених виших хармоника и интерхармоника који се уносе у преносну мрежу. У предметној дисертацији је анализиран утицај предложеног предиктивног регулатора струје електричног лука на поремећаје који доводе до појаве фликера.

С обзиром на то да се електролучне пећи све чешће примјењују у индустрији, њихови негативни утицаји на функционисање преносних мрежа, на које су прикључене, постају све израженији. Због тога је неопходно управљати радом пећи тако да се поменути негативни утицаји потисну у што већој мјери, а да се при томе обезбиједи стабилно и поуздано функционисање пећи.

Електролучне пећи за једносмјерну струју данас се најчешће напајају тиристорским исправљачима, при чему се струја електричног лука регулише искључиво *PI* регулатором којим се регулише вриједност угла управљања тиристорима. Напон лука регулише се подешавањем растојања између катоде и шарже електромеханичким путем или помоћу хидрауличких цилиндара управљаних сервохидрауличким вентилима. Са друге стране, регулација струје и напона електричног лука код пећи за наизмјеничну струју врши се електромеханички: промјеном преносног односа трансформатора и подешавањем растојања између катоде и шарже. Посебан проблем код електролучних пећи за наизмјеничну струју представљају транзијенти до којих долази приликом укључења трансформатора (након пуњења пећи), који су последица магнећења

трансформатора. Као и у случају пећи за наизмјеничну струју, и код пећи за једносмјерну струју постоји механичка регулација позиције електроде (код пећи за једносмјерну струју углавном постоји једна покретна електрода–катода). С обзиром на то да механичка регулација позиције електроде не може да се врши довољно брзо, једини начин за смањење поменутих негативних утицаја електролучних пећи за једносмјерну струју је имплементација брзог, поузданог и робусног регулатора струје електричног лука.

Због потребе да се сигнал мјерене струје електричног лука филтрира нископропусним филтером ради добијања информације о средњој вриједности струје лука, класични регулатори струје са пропорционалним и интегралним дејством (*PI* регулатори) не могу довољно брзо да компензују последице честих и наглих поремећаја изазваних кратким спојевима електрода и брзим промјенама карактеристике електричног лука, тј. не могу довољно брзо да одржавају струју лука на задатој вриједности. Са друге стране, имплементација брзих предиктивних регулатора струје који су базирани на моделу објекта управљања је практично онемогућена, због тога што још увијек не постоји довољно прецизан модел електричног лука који је примјењив у предиктивним регулаторима струје.

Због немогућности реализације брзог регулатора струје електричног лука, електролучне пећи за једносмјерну струју великих снага су и даље главни извор поремећаја који у електроенергетском систему доводе до појаве фликера. Према томе, постоји потреба за брзим и робусним регулатором струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју, напајаним тиристорским исправљачима, који би омогућио смањење или потпуну елиминацију поремећаја у мрежи, насталих због великих варијација реактивне снаге усљед варијација струје при кратким спојевима електрода пећи. На основу информација из доступне литературе, може се закључити да овакав регулатор још увијек не постоји.

Основна идеја о регулацији струје електричног лука методом предложеном у предметној дисертацији састоји се у томе да се струја електричног лука предвиђа на основу претпостављене расположиве "површине напона" на пригушници у једносмјерном колу исправљача, и мјерене струје електричног лука. Наиме, управљање тиристорима врши се тако што се одговарајући тиристори укључују у тренутку када се збир измјерене тренутне вриједности

струје лука и очекиваног прираштаја струје лука у том тренутку, предвиђеног на основу расположиве "површине напона" на пригушници (под чијим утицајем ће да се деси промјена струје лука), изједначи са задатом вриједношћу струје. Предикција струје електричног лука врши се, дакле, на основу мјерења три величине: напона на крајевима електрода, струје електричног лука и напона напајања (напона мреже).

За разлику од предиктивних метода регулације струје лука које се најчешће користе, а које су засноване на познавању модела објекта управљања (*Model Predictive Control-MPC*), предложена предиктивна метода не користи модел објекта управљања (тј. електричног лука). Ова чињеница је веома значајна због тога што још увијек не постоји довољно прецизан динамички модел електричног лука који би могао да се примијени у регулаторима струје базираним на моделу објекта управљања.

У предметној дисертацији су експериментално верификовани резултати симулација који показују да предложени предиктивни регулатор веома брзо компензује негативне посљедице кратких спојева електрода пећи, чиме је омогућено смањење нежељених флукуација реактивне снаге које доводе до појаве фликера. Резултати симулација показују да у систему са модификованим предложеним предиктивним регулатором струје лука фликер може бити смањен и до 50%, у односу на систем са *PI* регулатором струје лука. Посебно је значајно што се највеће смањење фликера (око 50%) постиже у случају када је пећ удаљена од јаке мреже, када је то и најпотребније. Поред тога, због смањења фликера може се повећати снага пећи у посматраној тачки прикључења пећи на мрежу, а да притом генерисани фликер остане у границама дозвољеног. На овај начин може се повећати продуктивност пећи. Друга важна предност система са предложеним предиктивним регулатором је могућност регулације струје лука и након појаве несиметрије напона мреже. Наиме, на основу резултата симулације представљених у глави 5, може се закључити да *PI* регулатор струје лука, чији параметри су подешени за регулацију струје лука при симетричним напонима мреже, није у стању да одржи струју лука на задатој вредности чак ни при малим несиметријама напона мреже. Веома важна предност предложеног предиктивног регулатора у односу на *PI* регулатор, са аспекта трошкова експлоатације пећи, су

много мања електрична напрезања тиристора и осигурача при кратким спојевима електрода, због мањих амплитуда струје које се достижу при појави кратких спојева. Ово као директну последицу има мањи број отказа тиристора и нежељених прегоријевања осигурача. Самим тим, мањи су трошкови одржавања претварача, већа је расположивост постројења и, што је најважније, већа је продуктивност пећи.

Смањење фликера без додатних инвестиција у уређаје за компензацију поремећаја је најзначајнија предност предложеног предиктивног регулатора, у односу на *PI* регулатор струје лука који се користи у модерним пећима. На основу представљених резултата симулација, који су директно или индиректно верификовани мјерењима на реализованом лабораторијском прототипу система са предложеним регулатором, може се очекивати да би примјена предложеног регулатора за регулацију струје лука у електролучној пећи за једносмерну струју довела до значајног смањења инвестиционих трошкова за компензациону опрему и трошкова одржавања претварача, повећала расположивост постројења и продуктивност пећи.

Кључне ријечи

AC/DC претварачи, предиктивни регулатор, тиристор, брза регулација струје, електролучне пећи, електрични лук.

Научна област

Енергетска електроника

Ужа научна област

Тиристорски мрежом вођени претварачи

УДК број

A Predictive Method for DC Arc Furnace Current Control Without Using a DC Arc Model

Abstract

Electric arc furnace (EAF) is a high-power electric load, whose active and reactive power varies significantly during the normal furnace operation. Due to the large active and reactive power variations, electric arc furnace can induce significant unwanted disturbances into the power system network in the form of voltage flicker and the high-order voltage and current harmonics and interharmonics. An influence of the proposed predictive arc current controller on the generated flicker is analyzed in this dissertation.

Considering the increasing number of the dc arc furnaces installed, their negative influence on the power system networks becomes an important problem that needs to be addressed. In order to mitigate the unwanted disturbances caused by large electric arc furnaces, the control of the furnace operation needs to be improved. Currently, most of the dc arc furnaces are supplied through high-power thyristor rectifiers, and the arc current control is performed by adjusting the thyristor delay angle. The arc voltage is controlled electromechanically (or with the hydraulic valves) by means of electrode position control. In the case of the ac arc furnaces, both the arc current and the arc voltage are controlled by means of electrode position control, and by changing (online or offline) the furnace transformer tap number. Since the arc furnace voltage control is significantly slower than the current control, the only way to improve the control of the furnace operation is to improve the arc current control by implementing a fast, reliable and robust arc current controller.

Since the filtering of the feedback current signal (in order to obtain the dc component of the arc current) produces a time-lag of the feedback signal, the classical PI current controller cannot compensate fast enough for the current overshoots occurring after frequent electrode short-circuits during the bore-in and the melting periods in the furnace cycle. On the other hand, the implementation of the fast model-based predictive current controller is not feasible, because a precise electric arc model, which at the same time has to be suitable for circuit simulations, is not yet developed.

The inability to prevent the current overshoots fast enough and to reduce its amplitudes is the main reason why the electric arc furnaces are still the major source of disturbances leading to the generation of flicker. Therefore, there is a need for the fast current controller which would enable the reduction or the complete elimination of the induced disturbances. The thorough survey of the available literature shows that such a controller is not yet developed.

A basic idea behind the predictive arc current controller presented in this dissertation is that the arc current can be controlled by knowing the dc-side inductor voltage-time product, and the instantaneous arc current. Namely, the thyristors are fired when the sum of the measured instantaneous load current and the load current rise, which is predicted from the remaining dc-side inductor voltage-time product, is equal to the current reference. This way, accurate current control is achieved just by knowing the dc-side inductor parameters and by measuring line voltages, the load current, and the load voltage. Thus, in order to predict the arc current, the measurements of the network voltages, dc arc voltage, and the instantaneous arc current need to be performed.

Unlike the model-based predictive controllers, the proposed current controller does not rely on the dc arc model. That is a huge advantage of the proposed controller, since the suitable dc arc model does not exist.

In this dissertation, the experimentally verified simulation results of the operation of the proposed controller are presented. The results demonstrate the ability of the presented controller to compensate for the arc voltage variations and the electrode short circuits, and thereby to enable a reduction of the unwanted fluctuations of the active and the reactive power, which are the main cause of the induced flicker phenomenon. The simulation results show that the proposed current controller can reduce the flicker by up to 50%, compared to the PI current controller in the same operating conditions. It is particularly important that the maximum flicker reduction occurs in the case of the weak power grid, when it is most needed. As a consequence of the flicker reduction, the rated furnace power, and therefore the furnace productivity, can be increased without exceeding the imposed flicker limits. A second very important feature of the proposed controller is its ability to control the arc current under the unbalanced power grid voltages. Unlike the proposed controller, based on the simulation results in ch. 5, the PI controller is not able to stably maintain the arc current

at the desired level, under the unbalanced power grid voltages. Another very important advantage of the proposed controller, from a cost-effectiveness point of view, is less electrical stress on the thyristors and the fuses due to the lower currents during the electrode short circuits, which means lower rate of thyristor and fuse failures and therefore lower maintenance costs. At the same time, the availability of the furnace is increased, meaning increased productivity.

The reduction of the flicker disturbances without any additional investments in the compensation devices (e.g. active filters or STATCOM) is the most important advantage of the proposed predictive current controller over the traditionally used PI current controllers. Based on the experimentally verified simulation results, it can be expected that the application of the proposed predictive current controller in dc electric arc furnaces would result in significant reduction of the investments to the compensation equipment, and also the reduction of maintenance costs due to the less electrical stress on the thyristors and fuses. Also, the furnace availability, and most importantly the productivity, would be increased.

Keywords

AC/DC Converters, predictive control, thyristors, fast current control, electric arc furnaces, electric arc.

Scientific area of study

Power electronics

More Narrow Scientific Area of Study

Thyristor rectifiers

UDK Number

Садржај

1	Увод	1
2	Примјена електричног лука у металургији и осталим гранама индустрије	6
2.1	Основне информације о поступцима за добијање челика	6
2.2	Кратак хронолошки преглед развоја технологије електролучних пећи	12
2.2.1	Почетак развоја електролучних пећи	12
2.2.2	Електролучна Пећ Пола Ерула	14
2.2.3	Електролучна Пећ Пола Жироа	18
2.2.4	Остали типови електролучних пећи са почетка прошлог вијека	20
2.2.5	Развој технологије електролучних пећи у другој половини двадесетог вијека	23
2.2.6	Унапређења у оперативној пракси модерних електролучних пећи	28
2.2.7	Електролучне пећи последње генерације и њихове основне карактеристике	32
2.3	Специфичности електролучних пећи за једносмјерну струју у односу на пећи за наизмјеничну струју	36
2.3.1	Основне информације о развоју комерцијалних електролучних пећи за једносмјерну струју	36
2.3.2	Главне конструкционе разлике између пећи за једносмјерну и пећи за наизмјеничну струју	37
2.3.3	Предности и мане пећи за једносмјерну струју у односу на пећи за наизмјеничну струју	40
2.4	Процес добијања челика у електролучној пећи - циклус пећи	43
2.4.1	Пуњење пећи	44
2.4.2	Топљење шарже	44
2.4.3	Рафинација гвожђа	47
2.4.4	Одстрањивање шљаке, истакање челика и период задршке	49
2.5	Енергетски биланс модерне електролучне пећи	49
2.6	Електролучне пећи као потрошачи електричне енергије	53
2.6.1	Електрични подсистем пећи за наизмјеничну струју	54
2.6.2	Електрични подсистем пећи за једносмјерну струју	58
2.6.3	Флукуације активне и реактивне снаге и појава треперења напона као посљедица рада електролучних пећи	63

2.6.4	Појава виших хармоника и интерхармоника струје и напона као последица рада електролучних пећи.....	71
2.7	Примјена електричног лука у осталим гранама индустрије.....	85
3	Карактеристике електричног лука и преглед модела електричног лука	86
3.1	Електрично пражњење и појава електричног лука.....	86
3.2	Основне карактеристике електричног лука.....	90
3.2.1	Номенклатура електричног лука.....	90
3.2.2	Струјно-напонска карактеристика електричног лука	92
3.2.3	Специфичности електричног лука у колу наизмјеничне струје	93
3.3	Модел електричног лука	95
3.3.1	Модел Херте Ајертон	97
3.3.2	Штајнмецов модел.....	98
3.3.3	Нотингемов модел	99
3.3.4	Ворингтонов модел	101
3.3.5	Модел Стокса и Опенландера	102
3.3.6	Паукертове једначине	103
3.3.7	Касијев модел.....	105
3.3.8	Мајеров модел.....	107
3.3.9	Модел Милера и Хилденбранда.....	109
3.3.10	Хибридни модел лука за симулацију у електричним колима.....	112
3.3.11	Модел базиран на једначини енергетског биланса са идентификацијом параметара <i>DE</i> алгоритмом.....	115
3.3.12	Модел електричног лука у фреквентном домену.....	117
3.3.13	Модел електричног лука базиран на теорији хаоса и неуралној мрежи	121
3.3.14	<i>MHD</i> модел лука добијен методом коначних разлика.....	123
3.3.15	Закључне напомене о представљеним моделима електричног лука .	125
4	Принципи и методе регулације струје лука у електролучној пећи за једносмјерну струју.....	128
4.1	Основни циљеви и стратегије регулације струје лука у електролучним пећима за једносмјерну струју.....	129
4.2	Методе за регулацију струје тиристорски напајаних електролучних пећи за једносмјерну струју	143
4.2.1	Регулациона структура са двоструким <i>PI</i> регулатором.....	143
4.2.2	Регулациона структура са <i>PI</i> регулатором са каскадним нелинеарним колом и <i>feed-forward</i> компензатором	146
4.3	Комерцијални регулатори струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју	148

4.3.1	Контролни систем <i>ELREG</i>	150
4.4	Утицај параметара регулатора струје електричног лука на перформансе електролучне пећи за једносмјерну струју	152
4.5	Закључне напомене о представљеним методама регулације и регулаторима струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју	155
5	Нова предиктивна метода за регулацију струје електричног лука	157
5.1	Основне карактеристике система са предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука	159
5.2	Принцип рада немодификованог предиктивног регулатора струје електричног лука	161
5.2.1	Главно коло регулатора	162
5.2.2	Прво помоћно коло регулатора	172
5.2.3	Друго помоћно коло регулатора	176
5.2.4	Утицај комутације тиристора на рад регулатора	178
5.2.5	Кратка рекапитулација принципа рада и основних особина немодификованог предложеног предиктивног регулатора	180
5.3	Анализа <i>Simulink</i> [®] модела система са немодификованим предиктивним регулатором струје електричног лука	183
5.3.1	Подсистем "Trofazni tiristorski ispravljac"	186
5.3.2	Подсистем "Prediktivni regulator"	189
5.3.3	Подсистем "Elektricni luk"	202
5.4	Резултати симулације <i>Simulink</i> [®] модела система са немодификованим предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука	205
5.4.1	Одзив система при промјени референце струје	205
5.4.2	Одзив система при промјени индуктивности пригушнице у једносмјерном колу и естиматор индуктивности пригушнице	214
5.4.3	Одзив система при промјени амплитуде напона мреже	224
5.4.4	Одзив система при несиметрији напона мреже	228
5.4.5	Одзив система при наглој појави виших хармоника у напонима мреже	231
5.4.6	Одзив система при кратком споју електрода	234
5.5	Модификације предиктивног регулатора у циљу смањења варијација реактивне снаге при кратком споју електрода	243
5.5.1	Модификација регулатора у циљу смањења варијација реактивне снаге услед промјене амплитуде прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода	244

5.5.2	Модификација регулатора промјеном референце струје у току прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода.....	258
5.5.3	Модификација регулатора у циљу смањења варијација нивоа реактивне снаге усљед повећања угла управљања тиристорима током кратког споја електрода	263
5.6	Модификација предиктивног регулатора у циљу елиминације прескока првог импулса струје лука након повећања референце струје..	269
5.7	Примјена предложеног регулатора струје лука у системима са другим топологијама тиристорских исправљача.....	279
5.8	Одређивање краткорочне јачине фликера у тачки прикључења исправљача на мрежу	288
5.8.1	Одређивање краткорочне јачине фликера при учесталим промјенама референце струје и кратким спојевима електрода.....	289
5.8.2	Одређивање краткорочне јачине фликера при учесталим промјенама референце струје, без кратких спојева електрода.....	303
6	Експериментална верификација предложене предиктивне методе за регулацију струје електричног лука	311
6.1	Алгоритам за управљање укључењем тиристора	314
6.2	Експериментална верификација резултата добијених симулацијом модела исправљача	318
6.2.1	Експериментална верификација резултата симулације при промјени референце струје у систему са немодификованим и системима са модификованим предиктивним регулатором.....	320
6.2.2	Експериментална верификација резултата симулације при кратким спојевима електрода у систему са немодификованим и системима са модификованим предиктивним регулатором.....	343
6.2.3	Експериментална верификација резултата симулације при наглој промјени индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача и верификација рада естиматора пригушнице.....	360
6.2.4	Експериментална верификација резултата симулације при наглим промјенама ефективне вриједности напона мреже.....	366
6.2.5	Експериментална верификација резултата симулације при наглој појави несиметрије напона мреже.....	370
6.2.6	Кратка рекапитулација резултата експерименталне верификације резултата добијених симулацијом система са модификованим предложеним предиктивним регулатором	373

7 Закључак	375
Литература	379
Прилог П1: Електричне шеме лабораторијског прототипа исправљача.....	390
Прилог П2: Опис битних карактеристика управљачке <i>DSP</i> картице.....	399
Биографија аутора	401

1 Увод

Електролучне пећи за једносмерну струју користе се за топљење метала још од 1878. године, када је *Sir William Siemens* користио пећ са електричним луком који се успостављао између вертикалне графитне катоде и истопљеног метала који је био у контакту са анодом [1]. Са друге стране, електролучна пећ за наизмјеничну струју патентирана је 1900. године (изумио ју је и патентирао *Paul Héroult*), и први пут пуштена у рад у мјесту *La Praz* у Француској исте године. Због многобројних предности Теслиног система наизмјеничних струја при преносу електричне енергије, у односу на Едисонов систем једносмерних струја, електролучне пећи су до недавно напајане искључиво наизмјеничном струјом. Развој електролучних пећи за једносмерну струју омогућен је тек средином 70-их година прошлог вијека, развојем тиристорских исправљача за велике снаге (компанија *ASEA*) [2]. Међутим, висока цијена енергетских претварача великих снага успорила је развој електролучних пећи за једносмерну струју. Иако су пећи за једносмерну струју великих снага почеле да се производе већ 80-их година (пећ снаге 1.2 MW компаније *Mintek* (1983. године) и пећ снаге 12 MW компаније *ASEA* (1984. године)) [2], до њихове значајније комерцијализације није дошло све до средине 90-их година прошлог вијека. Тек 90-их година, захваљујући великој потражњи електролучних пећи за топљење отпадног челика, извршена је и значајнија комерцијализација електролучних пећи за једносмерну струју. Овоме су допринијели и бројни недостаци електролучних пећи за наизмјеничну струју, од којих највише њихове неповољне електричне карактеристике са становишта квалитета електричне енергије [1]. Осим примјена у индустрији челика, електролучне пећи за једносмерну струју данас се користе и приликом обраде руда метала (*Smelting Processes*) са циљем добијања одређених легура метала (добијање *FeCr* легура из хромитне руде, као и титанијума из руде илменита).

Електролучне пећи су потрошачи веома велике инсталисане снаге, при чему тренутна снага пећи може да варира у времену са великим амплитудама. Као посљедица ових великих флукуација активне и реактивне снаге, електролучне

пећи великих инсталираних снага могу да изазову поремећаје у функционисању преносне и дистрибутивне мреже, поготово у случају слабијих мрежа гдје су ови поремећаји израженији. Најизраженији поремећаји који се појављују у мрежи као последица рада електролучних пећи су појава треперења напона или фликера (*Flicker*), и појава нежељених виших хармоника и интерхармоника који се уносе у преносну мрежу. Пракса је показала да електролучне пећи за једносмјерну струју имају низ предности у односу на пећи за наизменичну струју [3]–[6]. Због ових предности електролучне пећи за једносмерну струју се све чешће користе за топљење метала, као и у процесима за добијање легура метала из одговарајућих руда.

С обзиром на то да се електролучне пећи све чешће примјењују у индустрији, њихови негативни утицаји на функционисање преносних мрежа на које су прикључене постају све израженији. Због тога је неопходно управљати радом пећи тако да се поменути негативни утицаји потисну у што већој мјери, а да се при томе обезбиједи стабилно и поуздано функционисање пећи. Практично, ови захтјеви се свде на имплементацију брзог поузданог и робусног регулатора струје електричног лука. Електролучне пећи за једносмјерну струју данас се најчешће напајају тиристорским исправљачима, при чему се струја електричног лука регулише искључиво *PI* регулатором којим се регулише вриједност угла управљања тиристорима. Напон лука регулише се подешавањем растојања између катоде и шарже, електромеханичким путем или помоћу хидрауличких цилиндара управљаних сервохидрауличким вентилима. Са друге стране, регулација струје и напона електричног лука код пећи за наизмјеничну струју врши се електромеханички: промјеном преносног односа трансформатора и подешавањем растојања између катоде и шарже. Посебан проблем код електролучних пећи за наизмјеничну струју представљају транзијенти до којих долази приликом укључења трансформатора (након пуњења пећи), који су последица магнећења трансформатора.

Због потребе да се сигнал мјерене струје електричног лука филтрира нископропусним филтером ради добијања информације о средњој вриједности струје лука, класични регулатори струје са пропорционалним и интегралним дејством (*PI* регулатори) не могу довољно брзо да компензују честе и нагле

поремећаје изазване кратким спојевима електрода и брзим промјенама карактеристика електричног лука, што ће бити показано симулацијама система са *PI* регулатором.

Због немогућности реализације брзог регулатора струје електричног лука, електролучне пећи за једносмјерну струју великих снага су и даље главни извор поремећаја који у електроенергетском систему доводе до појаве фликера. Према томе, постоји потреба за брзим и робусним регулатором струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју, напајаним тиристорским исправљачима, који би омогућио смањење или потпуну елиминацију поремећаја у мрежи, насталих великим варијацијама реактивне снаге усљед варијација струје при кратким спојевима електрода пећи. На основу информација из доступне литературе, може се закључити да овакав регулатор још увијек не постоји.

У предметној дисертацији је предложена предиктивна метода за регулацију струје електричног лука напајаног из тиристорских исправљача, која није базирана на познавању модела електричног лука. Предложена метода омогућава знатно смањење варијација реактивне снаге које доводе до појаве фликера, у односу на до сада коришћене методе са *PI* регулатором. На основу предложене методе реализован је брзи и робусни регулатор струје електричног лука, који је затим тестиран на лабораторијском прототипу. Показано је да предложени регулатор има добре динамичке особине: квалитетан и веома брз одзив при датим радним условима, практично без прескока. Такође, показано је да регулатор успјешно компензује посљедице наглих промјена напона електричног лука (укључујући ту и честе кратке спојеве између електрода), као и евентуалних наглих промјена напона напојне мреже, тако да се струја електричног лука (чак и при кратко спојеним електродама) одржава на задатој вриједности. На овај начин је омогућено знатно смањење брзих варијација реактивне снаге приликом кратких спојева електрода, које доводе до нежељене појаве фликера.

У другом поглављу дисертације дат је кратак преглед примјене електричног лука у металургији и у другим гранама индустрије. Посебна пажња је посвећена примјени електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју, као и основним разликама између пећи за једносмјерну струју и пећи за наизмјеничну струју. Наведене су и анализирани основне особине електролучних

пећи као потрошача електричне енергије, као и њихов утицај на квалитет електричне енергије.

У трећем поглављу описана је појава електричног лука и анализирани основне карактеристике електричног лука. Затим је дат детаљан преглед постојећих модела електричног лука.

У четвртном поглављу дат је преглед основних метода за регулацију струје електролучних пећи за једносмерну струју. На основу података из доступне литературе (углавном се ради о комерцијалним енергетским претварачима за које произвођачи не дају детаљне описе принципа рада), извршена је анализа перформанси одговарајућих комерцијалних регулатора који се базирају на некој од претходно описаних метода регулације струје.

У петом поглављу изложена је и анализирана нова предиктивна метода за регулацију струје електричног лука, која није заснована на познавању модела електричног лука. Дати су и резултати симулације (на основу приближног модела електричног лука), који илуструју веома добре динамичке особине предложеног регулатора. Такође, извршено је и поређење предложене методе за регулацију струје лука са методом која се користи у модерним електролучним пећима за једносмерну струју.

Поред претходно наведеног, симулацијом је показано да примјеном предложеног регулатора струје електричног лука, фликер може бити смањен и до 50%, у односу на *PI* регулатор струје лука. Ово је уједно и најважнији резултат дисертације. Посебно је битно да се највеће смањење фликера (око 50%) постиже у случају када је постројење удаљено од јаке мреже, када је то и најпотребније.

У шестом поглављу је укратко описана лабораторијска поставка која садржи прототип енергетског претварача и уређај за добијање електричног лука. Затим су представљени резултати мјерења на основу којих је извршена верификација симулационог модела регулатора. Показано је да симулациони модел предложеног регулатора вјерно представља реализовани лабораторијски прототип регулатора. Експериментално је потврђено и да регулатор успјешно регулише струју лука и након појаве несиметрије напона мреже. Такође, потврђено је да регулатор успјешно компензује посљедице наглих промјена напона електричног лука (укључујући ту и честе кратке спојеве електрода), као и

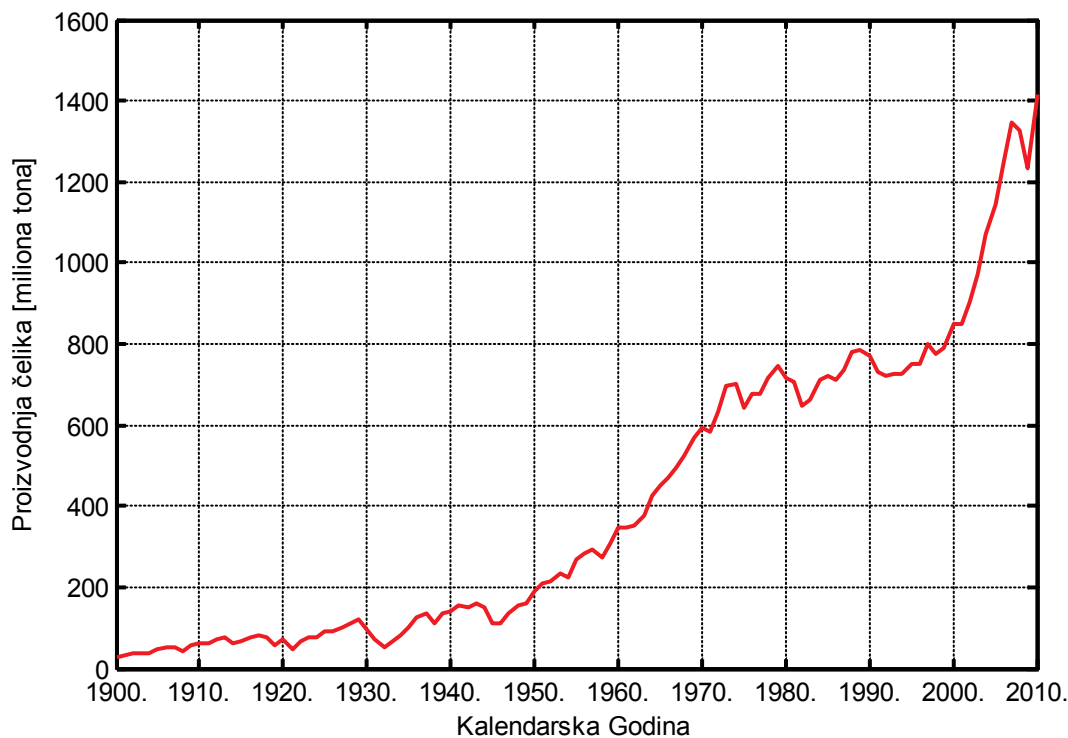
посљедице наглих промјена напона напојне мреже, чиме је илустрована и робусност предложеног регулатора.

2 Примјена електричног лука у металургији и осталим гранама индустрије

2.1 Основне информације о поступцима за добијање челика

Индустрија сировог гвожђа и челика је индустрија са највећом "потрошњом" примарне енергије (енергија која се добија из природе и која још није подвргнута ни једном процесу трансформације) на свијету (испреди хемијске, нафтне, индустрије папира и цемента) [7], [8]. Од укупне примарне енергије која је 1990. године "потрошена" у свим гранама свјетске индустрије, а која је износила 136 EJ, у индустрији гвожђа и челика "потрошено" је 18.6 EJ. То је 13.67% од укупне индустријске потрошње примарне енергије те године. У [7] је предвиђено (према *business-as-usual* сценарију) да ће до 2020. године ова "потрошња" да порасте на 25.4 EJ, док је према *ecologically-driven/advanced technologies* сценарију предвиђен пораст потрошње на 19.5 EJ. Глобална производња сировог челика на годишњем нивоу у периоду од 1900. године до 2010. године, приказана је на Слици 2.1 [9]–[11]. Према [9]–[11], производња сировог челика порасла је у периоду од 1945. до 1990. године са 113.1 милиона тона на 770 милиона тона, да би 2010. године достигла 1417.2 милиона тона.

Данас се челик углавном производи помоћу сљедећа три поступка: поступком у Сименс-Мартеновим (*Siemens-Martin*) пећима, које се још зову и пећи са отвореним ложиштем (*Open Hearth Furnace (OHF)*); базним кисеоничким поступком (*Basic Oxygen Furnace (BOF)*) који се обавља у тзв. конверторима; и поступком добијања челика у електричним пећима (*Electric Furnace (EF)*). Сва три поступка свде се на оксидацију нечистоћа које се налазе у сировом гвожђу, при чему се, за сваки поступак добијања челика, енергија потребна за одржавање процеса оксидације добија на другачији начин.



Слика 2.1. Глобална производња сировог челика на годишњем нивоу у периоду од 1900. до 2010. године.

Поступак добијања челика у Сименс-Мартеновим пећима састоји се у томе да се за оксидацију угљеника и других примјеса у сировом гвожђу поред ваздуха користе и оксиди гвожђа. Сирово гвожђе се топи помијешано са хематитом (Fe_2O_3), старим гвожђем и отпацама оксидисаног гвожђа створеним при ковању и ваљању. Топлота за обављање процеса добија се једним дијелом од горивог гаса, док се други дио добија сагоријевањем нечистоћа из сировог гвожђа (C, Mn, Si, P, S). Гориво је најчешће природни гас, коксни гас или течено гориво. Основна особина оваквог начина добијања топлоте је да је температура пећи практично независна од реакција током пречишћавања, па је самим тим могућа прецизнија контрола температуре у пећи, као и контрола хемијског састава челика. Процес у Сименс-Мартеновим пећима траје дуго (неколико сати), што је његова главна мана. Сименс-Мартенове пећи често се називају пламеним пећима, јер у току процеса рафинације отворени пламен прелази преко површине метала. Основна предност Сименс-Мартенових пећи у односу на Бесемеров (*Henry Bessemer*) конвертор, јесте што се у току прераде сировог гвожђа у пламеној пећи може узети проба чији хемијски састав (C, S) показује шта даље треба предузети

(убрзати сагоревање угљеника, елеминисати вишак сумпора и фосфора, и сл.). Још једна предност је и да се у Сименс-Мартеновим пећима може рафинисати и сирово гвожђе са нижим процентом фосфора (до 1%), док је у Бесемеровим конверторима за одржавање жељене температуре неопходно да гвожђе садржи бар 2% фосфора (јер у Бесемеровим конверторима фосфор сагоријева након угљеника, у тзв. *afterblow* фази) [1].

Базни кисеонички поступак за производњу челика добијен је унапређењем Бесемеровог поступка. Бесемеров поступак заснива се на оксидацији нечистоћа које се налазе у истопљеном сировом гвожђу које се из високе пећи сипа у Бесемеров конвертор (метална посуда крушкастог облика обложена ватросталним циглама). Пречишћавање ливеног гвожђа у Бесемеровом конвертору врши се захваљујући чињеници да се оксидација нечистоћа (C, Mn, Si, P) у истопљеном гвожђу дешава прије оксидације гвожђа. Бесемер и Кели (*William Kelly*) су такође открили да се сва потребна топлота за процес рафинације може добити из хемијског процеса оксидације нечистоћа. Према томе, за нормално одвијање процеса рафинације неопходно је само удувати хладан ваздух кроз решеткасто дно конвертора, без споља додате енергије. Удување ваздуха зауставља се прије него што угљеник потпуно сагори, тј. прије него што започне значајније сагоријевање гвожђа. Унапређење Бесемеровог поступка састоји се у томе што се умјесто ваздуха у конвертор удубава чист кисеоник. Кисеоник се удубава са горње стране пећи кроз тзв. кисеоничко копље. Осим челика из високе пећи, у конвертор се убацује и топитељ (кречњак (CaCO_3) који поспјешује издвајање шљаке на површини растопљеног челика), као и отпадни челик (до 30%). Унутар конвертора врши се оксидација нечистоћа, при чему се добијају CO, SiO_2 , MnO, P_2O_5 , који се издвајају у шљаку или одлазе у атмосферу. Сумпор из челика реагује са калцијумом из топитеља стварајући CaS, који такође одлази у шљаку. Базни кисеонички поступак често се назива и *LD* поступак, по градовима Линцу (*Linz*) и Донавицу (*Donawitz*) у којима су први пут комерцијално инсталирана постројења за добијање челика овим поступком (1952 у Линцу и 1953 у Донавицу [1]). Велика продуктивност постројења и његова ниска цијена, као и релативно висок квалитет челика, разлози су зашто је *BOF* поступак данас најзаступљенији поступак за производњу челика.

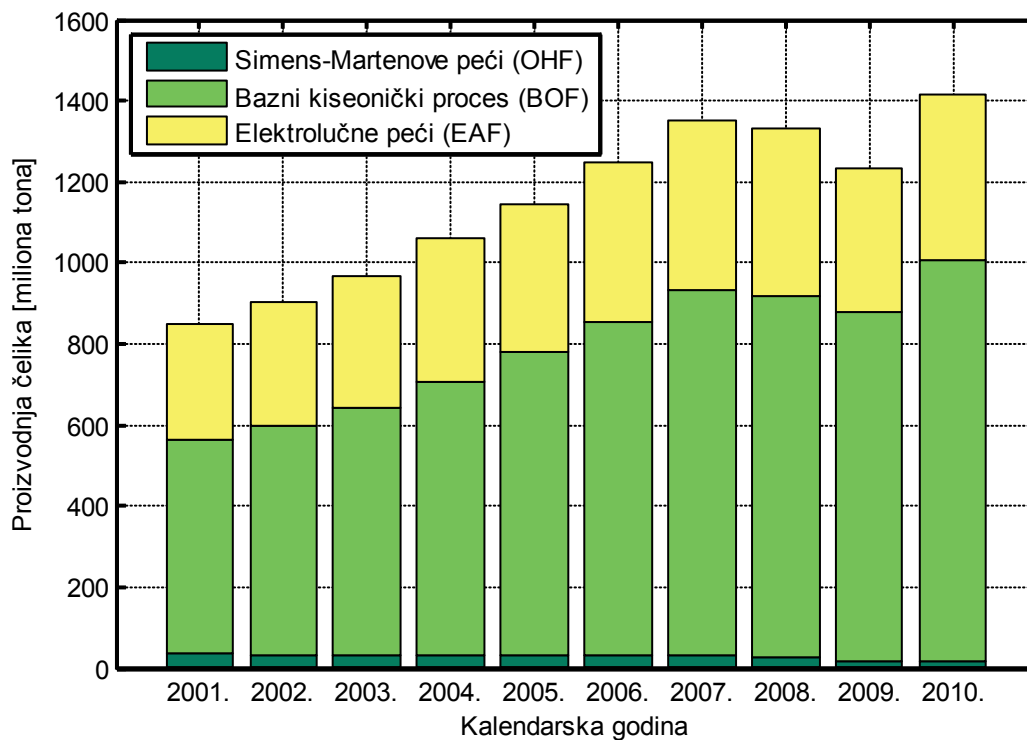
Добијање челика у електричним пећима врши се такође одстрањивањем (оксидацијом) нечистоћа из ливеног гвожђа, при чему се топлота која је потребна за рафинацију добија претварањем електричне енергије. Ради оксидације шарже, у електричну пећ се уводи кисеоник или руде богате кисеоником. За добијање челика користе се два типа електричних пећи: индукционе пећи (*Induction Furnace*), и електролучне пећи (*Electric Arc Furnace–EAF*). Индукционе пећи данас се углавном користе у производњи висококвалитетних алатних челика, у производњи хром-никл легура, као и у поступцима за обраду челика у вакууму [1]. Ове пећи су углавном мањег капацитета и мањих инсталисаних снага у односу на електролучне пећи. За добијање челика у електричним пећима, у индустрији се данас најчешће користе електролучне пећи, при чему се у протеклих 20 година десио значајан пораст броја ових пећи. Овај пораст је првенствено последица појаве већих количина јефтиног отпадног гвожђа (*Scrap Iron*), али и ниже цијене постројења са електролучним пећима у односу на интегрисани процес производње (висока пећ + конвертор). До пораста количине отпадног гвожђа дошло је и због све интензивнијег преласка са производње у Сименс-Мартеновим пећима на производњу *BOF* поступком, јер је процентуални удио отпадног челика у процесу рафинације мањи у случају *BOF* поступка. За разлику од *OHF* и *BOF* поступака, електролучна пећ може да топи шаржу која се састоји искључиво од отпадног гвожђа (тзв. *Cold ferrous feed*).

Електролучна пећ састоји се из цилиндричног металног суда, обложеног ватросталним циглама, и поклопца који може да се помјера у хоризонталној равни. Зидови суда и поклопца најчешће се хладе водом. Кроз отворе на поклопцу пећи умећу се графитне електроде (једна или двије код пећи за једносјерну струју, а најчешће три код пећи за наизмјеничну струју). У току процеса добијања челика, између електрода и шарже се успоставља електрични лук. Топлота која се притом ослободи топи шаржу и изазива хемијске реакције које доводе до стварања челика. Бржем топљењу шарже доприноси и удубавање кисеоника у пећ као и сагоријевање природног гаса или деривата нафте у горионцима (*oxy-fuel burners*) монтираним на зидове пећи. Након што се шаржа истопи, кроз бочни отвор на пећи додаје се топитељ и материјал за легирање. Касније се, нагињањем пећи, кроз исти отвор избацује шљака. Нагињањем пећи на супротну страну излива се

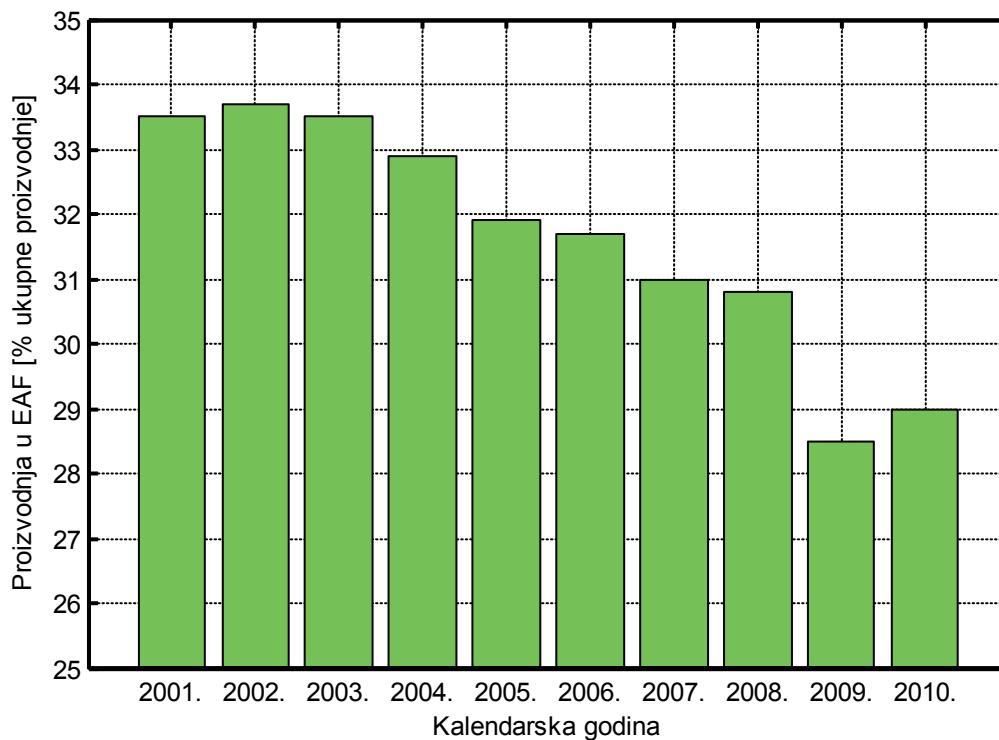
течни челик у ватросталне лонце. Електролучне пећи су се показале као најпогодније за производњу неких легираних и алатних челика, који захтијевају увођење легирајућих елемената великог афинитета према кисеонику. Овакви елементи, као нпр. хром и ванадијум, брзо би се оксидисали у Сименс-Мартеновој пећи или *LD* конвертору, и тако прешли у шљаку. У електролучној пећи шљака садржи мало кисеоника, па легирајући елементи не оксидишу, већ се растварају и задржавају у челику. Добра особина електролучних пећи је и та што омогућавају производњу челика уједначеног квалитета са смањеним садржајем нечистоћа (S, P, N₂, O₂, H₂).

Удио појединих поступака у укупној глобалној производњи челика у периоду од 2001. до 2010. године приказан је на Слици 2.2, док је процентуални удио челика добијеног у електролучним пећима, у односу на укупну глобалну производњу у периоду од 2001. до 2010. године, приказан на Слици 2.3 [11]. На Сликама 2.2 и 2.3 примјетан је пад у производњи челика у 2008. и 2009. години. Овај пад последица је глобалне економске кризе која је настала у другој половини 2008. године. Криза је неповољно утицала и на производњу отпадног челика, што је довело до додатног пада у производњи челика у електролучним пећима. Наиме, отпадни челик је главна сировина у производњи челика у електролучним пећима, при чему Азија и Европа учествују са преко 70% у глобалној потрошњи отпадног челика [12]. Штавише, око 35% челика који се глобално произведе, произведено је од отпадног челика [13], док се преко 55% укупне производње челика у Европи ослања на отпадни челик као примарну сировину. Европске компаније које за добијање челика користе електролучне пећи учествују са око 40% у укупној производњи челика у Европи.

Упркос тренутном паду у производњи отпадног челика, у блиској будућности предвиђа се пораст производње отпадног челика, првенствено због велике експанзије тржишта челика у Кини, Индији и Бразилу [12]. Поред тога, предвиђа се и пораст производње директно редукованог гвожђа (*Direct Reduced Iron (DRI)*) [14], које се још зове и сунђерасто гвожђе (*Sponge Iron*), а које се у значајној мјери користи као улазна сировина за добијање челика у електролучним пећима. Према томе, у наредном периоду може се очекивати глобални пораст производње челика у електролучним пећима.



Слика 2.2. Удио појединих поступака за производњу челика у глобалној производњи у периоду од 2001. до 2010. године.

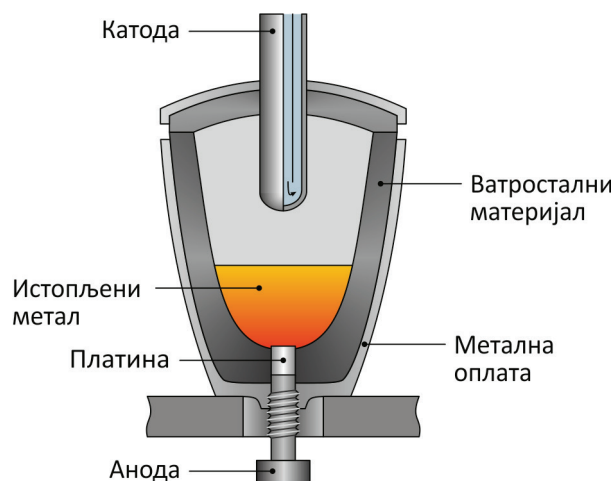


Слика 2.3. Процентуални удио челика добијеног у електролучним пећима у глобалној производњи у периоду од 2001. до 2010. године.

2.2 Кратак хронолошки преглед развоја технологије електролучних пећи

2.2.1 Почетак развоја електролучних пећи

Развој електролучних пећи започет је 1878. године, када је *Sir William Siemens* патентирао и конструисао неколико лабораторијских прототипа пећи са електричним луком. У првој варијанти пећи (Слика 2.4), која се састојала од ватросталног суда у металном кућишту, електрични лук се успостављао између металне електроде на дну суда (која је била од платине или неког другог метала са високом тачком топљења) и металне водом хлађене електроде која је пролазила кроз поклопац суда. У другој варијанти пећи горња метална електрода замијењена је угљеном, док је доњој додато водено хлађење. Суд за топљење метала налазио се у већој металној посуди од које је био термички изолован ћумуром.



Слика 2.4. Упростићени приказ прве варијанте Сименсове електролучне пећи.

У трећој варијанти пећи, електроде су биле позициониране хоризонтално и електрични лук није долазио у контакт са топљеним металом. У овој пећи *Siemens* је успијевао да истопи 10 kg челика за један сат, као и 8 kg платине за 15 минута [15]. Електролучне пећи нису, међутим, комерцијално коришћене за топљење

метала све до 1898. године; до тада су коришћене првенствено за добијање калцијум карбида [16]. Наиме, Томас Л. Вилсон (*Thomas L. Willson*) је 1892 конструисао електролучну пећ за производњу калцијум карбида, која је уствари била комерцијална репродукција Сименсове пећи. Због овог изума Томас Вилсон је добио и надимак (*Thomas Carbide Willson*). *Willson*-ов поступак за добијање калцијум карбида користи се непромијењено и данас.

Прекомјерна производња калцијум карбида довела је до гашења многих постројења за његову производњу, као и до покушаја да се постојеће пећи преоријентишу на производњу метала. Тако је 1898. године Анри Моасан (*Henry Moissan*) показао да се феро-легури могу добити помоћу карбидних пећи за једносмјерну струју, обрадом одговарајућих руда. Шаржа се у Моасановој пећи загријавала индиректно: зрачењем топлоте са електричног лука који гори између угљених електрода. Моасан је његове мање пећи напајао једносмјерним напоном од 60 V до 80 V, при чему је струја пећи достигала 450 A [17]. У већим пећима струја је достигала 1000 A.

Паралелно са Моасаном, Ернесто Стасано (*Ernesto Stassano*) је развијао електролучну пећ са индиректним преносом топлоте. Стасано је први показао да је течни челик могуће произвести у електролучној пећи директно из чисте руде. Једна од његових првих шахтних пећи инсталирана је 1901. године у мјесту Дарфо (*Darfo*) у Ломбардији. Ова пећ је напајана монофазно и при наизмјеничном напону од 170 V радила је са струјом од око 2000 A и имала је око 500 КС [18]. Потрошња електричне енергије била је око 4000 kWh по тони челика, док је потрошња електрода износила 12 kg по тони челика. Ова пећ, међутим, није доживјела комерцијални успјех због великих трошкова припреме шарже (брикетирање хематита са ђумуром, кречом и катраном). Због тога се Стасано окренуо производњи челика из отпадног гвожђа и отпадног челика, и 1902. године инсталирао прву ротациону пећ у Торину, снаге 140 kW, коју је исте године и патентирао. Пећ је напајана трофазно, са међуфазним напоном 80 V [19]. Ова пећ могла је да произведе око 2400 kg челика у току 24 часа, при чему је потрошња електричне енергије била између 1100 kWh и 1300 kWh по тони челика, а потрошња електрода испод 5 kg по тони челика. Упркос многим добрим особинама ових пећи (могућ рад на мрежама разних напонских нивоа и

учестаности, мање флукуације снаге него код других пећи, релативно лака регулација струје пећи) испоставило се да оне ипак нису погодне и комерцијално оправдане за капацитете веће од једне тоне [15].

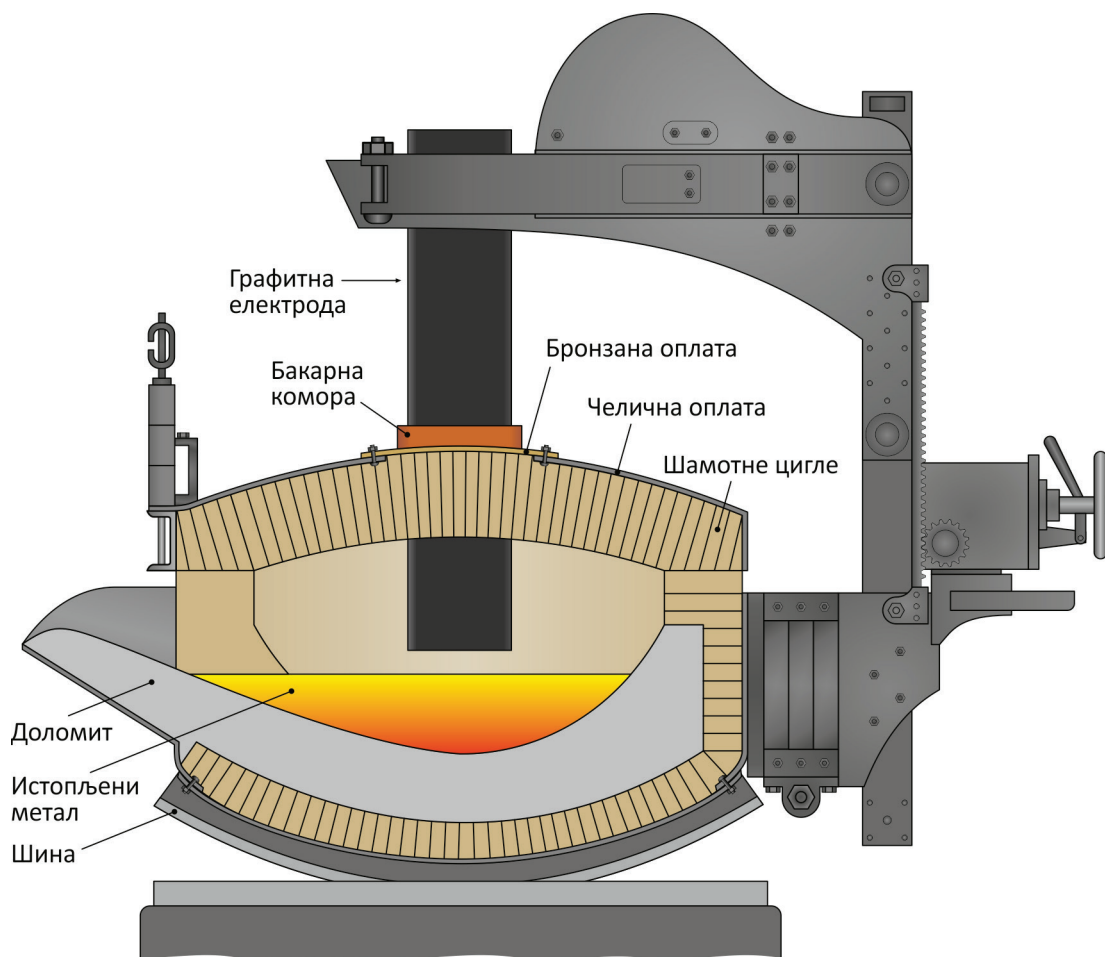
2.2.2 Електролучна Пећ Пола Ерула

Права експанзија електролучних пећи за производњу метала услиједила је тек након експеримената Пола Ерула (*Paul Héroult*) и његовог патента електролучне пећи за наизмјеничну струју, са изолованим ложиштем, из 1900. године. Прије ових патената, 1899. године, Ерул је користио пећи које су имале сличну конструкцију као Сименсове пећи са вертикално постављеним угљеним електродама. Ове пећи су биле обложене ватросталним материјалом на бази угљеника и давале су добре резултате у производњи високоугљеничних челика. Међутим, са порастом потражње нискоугљеничних челика, и дизајн ових пећи морао је да се мијења. Наиме, проблем који се јављао приликом производње нискоугљеничних челика била је прекомјерна апсорпција угљеника из материјала којим је била обложена унутрашњост пећи.

Због тога је Ерул, умјесто угљеником, дно пећи обложио хромитним циглама, при чему је у средини пећи задржао доњу угљену электроду. Он је сматрао да ће угљена електрода да се апсорбује у истопљени челик до одређене мјере, након чега ће непосредно изнад електроде доћи до стврдњавања челика и тиме спрјечавања даље карбуризације челика. Ове претпоставке показале су се као неоправдане, јер је солидификација челика изнад електроде негативно утицала на производњу челика.

Ерул је након тога био принуђен да обе електроде постави са горње стране пећи, при чему су електроде у току рада пећи биле електрично повезане на ред преко истопљеног метала, тј. наизмјенична струја је излазила из једне електроде, пролазила кроз шљаку до истопљеног метала, да би се затим опет преко шљаке вратила у другу электроду. На овај начин, Пол Ерул био је први који је користио електролучну пећ за рафинацију челика са двјема вертикалним електродама окренутим директно према истопљеном гвожђу, при чему се лук успостављао

између електрода и гвожђа. Упрошћени приказ вертикалног пресека ове пећи представљен је на Слици 2.5.



Слика 2.5. Упрошћени приказ Ерулове монофазне пећи, вертикални пресјек, поглед са стране.

Код трофазних пећи, електрични лук из три електроде се затварао унутар пећи чинећи спрегу у звијезду. Монофазне пећи имале су приближно квадратни облик са заобљеним дном, док су трофазне пећи биле цилиндричне. Дно пећи било је изоловано шамотним циглама, преко којих је набијен доломит. На мјестима на којима су електроде пролазиле кроз кров пећи, постојале су бакарне коморе за хлађење електрода и околног изолационог материјала циркулацијом воде. Оплата између електрода пећи била је од бронзе, како би се смањила индуктивност електрода и тиме повећао фактор снаге пећи. Електроде су могле независно да се подижу и спуштају: ручно, или помоћу монофазних или

трофазних електромотора. Регулација је вршена ручно и помоћу аутоматског електромеханичког Туријевог (*René Thury*) регулатора (*Régulateur à Déclat*) [20], тако да пад напона на једној електроди (мјерено између прикључка и истопљеног метала), буде једнак паду напона на другој електроди. Регулатор се укључивао у случају када су се ови падови напона разликовали за више од 2 V [15].

Интересантно је да је Ерул у његовом њемачком патенту објављеном 4. јула 1900. године напоменуо да "постојање лука није спријечено, али није ни неопходно за рад пећи" [15], него да струја пролази кроз шљаку у коју су електроде дјелимично уроњене. Ово би могло да наведе на погрешан закључак да његова пећ ради као електроотпорна, а не као електролучна пећ. Међутим, и сам Ерул је касније схватио, иако то није било у складу са његовим патентом, да је за правилан рад његове пећи неопходан електрични лук. Ово је потврдио и професор *Eichhoff*, који је радио као технички савјетник у жељезари у Ремшајду (*Remscheid*). У његовом раду објављеном у часопису *Stahl und Eisen* из 1909. године (р. 843) он је дословно написао: "Немогуће је загријати лучну пећ за челик користећи топлоту генерисану отпорношћу танког слоја шљаке или великим попречним пресјеком истопљеног метала. Ове отпорности дају само неколико процената топлоте која је неопходна у пећи" Такође је написао и сљедеће: "Добијање топлоте порастом температуре шљаке тако што јој се смањује отпорност, или користећи отпорност истопљеног метала, никада није постигнуто, једноставно због тога што је слој шљаке превише танак а попречни пресјек истопљеног метала превелик. Такав поглед није ништа друго до обична прича, којој се противим од самог почетка" [15].

Прва Ерулова монофазна пећ за комерцијалну производњу челика инсталирана је у мјесту Ла Праз (*La Praz*) 1900. године. Била је то монофазна пећ капацитета 2.5 тоне и снаге око 360 kW. Пећ је била прикључена на напон 110 V, 33 Hz, и радила са струјом од око 4000 A [15]. Према извјештају комисије коју је 1904. године канадска влада послала у Европу да истражи производњу челика у електролучним пећима, Пећ у Ла Празу трошила је око 1550 KWh енергије по тони произведеног висококвалитетног нискоугљеног челика, при чему је потрошња електрода износила око 18 kg по тони произведеног челика [16]. Циклус топљења трајао је 4.5 сати. Прва електролучна пећ у Америци, коју је за

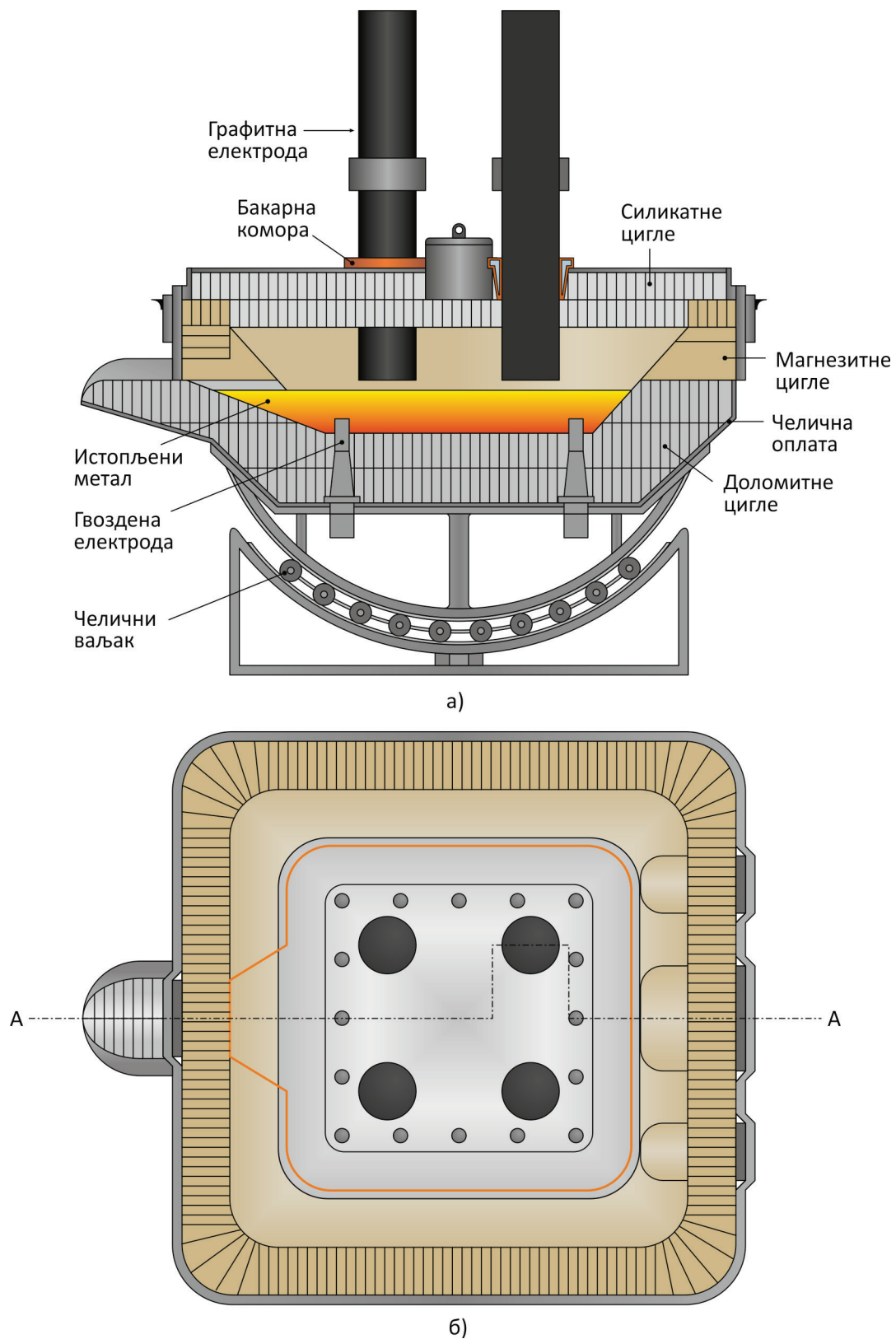
компанију *Halcomb Steel & co.* дизајнирао Пол Ерул, пуштена је у рад 5. априла 1906. године у Сиракузи, држава Њујорк (*Syracuse, N.Y.*) [1]. Била је то правоугаона монофазна пећ капацитета 3.6 тона. Прва електролучна пећ у Њемачкој била је Ерулова монофазна пећ, а пуштена је у рад 1906. године у Ремшајду (*Remscheid*). Генерално, радни напон монофазних Ерулових пећи био је између 80 V и 110 V. При топљењу и рафинацији отпадног челика трошиле су између 650 kWh и 800 kWh енергије по тони челика. Потрошња електрода од аморфног угљеника износила је између 13.5 kg и 18 kg по тони челика, док је потрошња графитних електрода износила између 5.5 kg и 7 kg по тони челика. Прва комерцијална трофазна Ерулова пећ инсталирана је у компанији *Illinois Steel Co.* у Чикагу, а пуштена је у рад 10. маја 1909. године. Радило се о пећи капацитета 13.6 тона, која је напајана напоном 100 V, фреквенције 25 Hz. Пећ је радила са струјом од око 12 kA по електроди, при чему је потрошња електрода била око 3 kg по тони челика (и у случају графитних, и у случају електрода од аморфног угљеника).

Претходно је наведено да је регулација струје у Еруловим пећима вршена ручно, али и аутоматски помоћу електромеханичког Туријевог регулатора који је управљао моторима за подешавање висине електрода. Регулација је, наиме, вршена на основу мјереног напона између прикључка електроде и истопљеног метала, или на основу мјерене струје кроз электроду. У случају када је регулација вршена помоћу мјереног напона, регулатор је укључиван ако разлика мјерених напона постане већа од 2 V. Овај регулатор радио је добро након што се сав метал у пећи истопа. Међутим, приликом топљења метала, долазило је до великих и честих флукуација струје, као и до прекидања и поновног успостављања електричног лука. Приликом ових флукуација, долазило би до великих пребачаја при регулацији висине електрода, регулација би постајала нестабилна а електроде неконтролабилне. Због тога је приликом топљења метала регулација вршена ручно, све док се метал потпуно не истопа. Према [15], у односу на остале пећи из тог времена, Ерулове пећи са њиховим редно везаним електродама биле су на гласу да имају најизраженије флукуације струје.

2.2.3 Електролучна Пећ Пола Жироа

Оно што није успјело Полу Ерулу – да успјешно примијени пећ са једном viseћом електродом и другом електродом уграђеном у дно пећи, успјело је Полу Жироу (*Paul Giro*t), који је овакву пећ успјешно конструисао и пустио у погон у мјесту Ужин (*Ugine*) у Француској, 1905. године. До 1909. године Жиро је у Ужину инсталирао 5 пећи: три мање пећи капацитета око 2.5 тоне и снаге око 300 kW, које су напајане са 60 V – 65 V, 25 Hz; и двије веће капацитета око 10 тона и снаге од 1000 kW до 1200 kW, при напону од 70 V до 75V, фреквенције 25 Hz [16]. Жироова пећ имала је сличну конструкцију као и Ерулова пећ. Шематски приказ Жироове трофазне пећи представљен је на Слици 2.6.

Спољашња оплата била је од челичних плоча и имала је или правоугаон или цилиндрични облик. Дно пећи обложено је доломитним циглама, зидови пећи обложени су магнезитним циглама, док је кров пећи обложен силикатним циглама. Горња електрода (или више њих у случају трофазне пећи) била је угљена и цилиндричног облика, а њена висина могла је да се регулише помоћу електромотора. Са дна пећи издизале се проводне електроде од меког гвожђа, које су најчешће повезиване са челичном оплатом пећи како би се равномјерно распоредило оптерећење унутар пећи. Електроде су са спољашње стране дна пећи хлађене водом, чиме је обезбијеђено да је њихов вијек трајања (120 до 160 циклуса топљења) дужи од вијека трајања изолације на зидовима пећи (око 80 циклуса) [15]. Оно што је специфично за Жироову пећ је распоред електрода које се издижу са дна пећи. Код монофазне Жироове пећи, капацитета око 2.5 тоне, постоји 6 електрода које су на дну пећи распоређене по кругу обима 79 cm (31"). Код трофазне пећи, капацитета од 10 до 25 тона, постоји 16 електрода које су распоређене по обиму квадрата [16]. Монофазне пећи имају једну viseћу угљену электроду, док трофазне имају 4 viseће електроде, пречника 35.56 cm (14"). Жироова пећ могла је да се нагиње напријед и назад, користећи систем челичних ваљака.



Слика 2.6 Упростијени приказ а) вертикалног пресека А-А и б) хоризонталног пресека Жироове трофазне пећи.

Основна предност Жироове пећи у односу на Ерулову пећ видљива је приликом топљења отпадног челика. Код Жироове пећи, приликом спуштања електрода на шаржу практично не долази до кратких спојева, чак и при пуном напону између електрода. Ово је последица чињенице да струја на свом путу мора да прође кроз више комада отпадног метала прије него што доспије до неке од доњих електрода. Због истог разлога и флукуације струје код Жироове пећи су знатно мање него код Ерулове пећи. Још једна предност Жироове пећи је и интензивније мијешање истопљеног метала под утицајем електромагнетских сила које се јављају унутар пећи. У Жироовој пећи може да се уочи циркулација метала, таква да се површински слојеви метала крећу од зидова ка центру пећи. Метал се затим креће ка дну пећи, па затим поново према периферији пећи. Треба рећи и да је мијешање метала било ефикасније код плићких пећи, а да је код дубљих пећи (преко 40 cm дубине истопљеног метала) мијешање потпуно престајало [15]. Пречник електрода у обе пећи је приближно исти, као и губици у електродама. Такође, губици енергије на водено хлађење електрода су приближно једнаки код обе пећи, јер губици за хлађење доњих електрода Жироове пећи не утичу много на укупне губитке. Потрошња електричне енергије, као и потрошња електрода, може се сматрати приближно истом код обе пећи. Као и код Ерулове пећи, аутоматска регулација рада пећи вршена је помоћу Туријевог регулатора, с тим да је код Жироове пећи струја електричног лука одржавана константном.

2.2.4 Остали типови електролучних пећи са почетка прошлог вијека

Иако су Ерулова и Жироова пећ биле најчешће примјењиване пећи на почетку двадесетог вијека, у тадашњим погонима постојале су и пећи другачијег дизајна. Већина ових пећи, међутим, није имала значајнију комерцијалну примјену.

Алберт Келер (*Charles Abert Keller*) дизајнирао је два типа електролучних пећи [18]. Пећ првог типа пуштена је у рад 1905. године, у мјесту Уније (*Unieux*). Пећ се састојала од четири правоугаоне висеће електроде, од којих су по двије повезане паралелно. Ове електроде спуштале се кроз правоугаоне отворе на крову

пећи, при чему су парови електрода могли да се спуштају независно један од другог. Пећ је имала кружни облик, а њено дно било је обложено магнетитним циглама. Пећ је могла да се нагиње користећи систем ваљака као код Жироове пећи. Други тип пећи Келер је патентирао 1909. године [21]. Пећ овог типа састојала се од једне висеће електроде и проводног дна које се састојало од гвоздених штапова пречника око 3 cm (распоредених унутар квадрата) између којих је био набијен магнетит. Растојање између сусједних гвоздених штапова било је око 3 cm. На тај начин, на дну пећи добијен је компактан блок од металних штапова и ватросталног материјала. Сви штапови били су повезани са металном плочом на дну пећи, и тако чинили доњу электроду. Овако формирана доња електрода хлађена је водом. Метални штапови били су добар електрични проводник при нижим температурама у пећи, док би при вишим температурама и магнетитно пуњење постајало електрично проводно. Ова пећ била је веома слична Жироовој пећи, с тим да у Келеровој пећи није било мијешања истопљеног материјала. Келеров патент је почетком 1980. искоришћен као полазна основа за развој модерних електролучних пећи за једносмјерну струју (патенти *ASEA-е*, *Kawasaki-ја*, *Voest-Alpine-а*). Типичан капацитет Келерове пећи био је око 7.5 тона.

Двофазна пећ Гренвала (*Assar Grönwall*), Линдблада (*Axel Lindblad*) и Сталанеа (*Otto Stalhane*) састојала се од двије висеће угљене електроде, од којих је свака била повезана на једну фазу, и треће угљене електроде уграђене у дно пећи која је била повезана на заједнички повратни проводник (нулти проводник) [22]. Између доње електроде и истопљеног метала налазио се слој магнетита. Двофазно напајање пећи добијено је од трофазног напона коришћењем Скотове спреге трансформатора. Оваква спрега омогућавала је симетрично оптерећење трофазне мреже. Предност овакве конфигурације електрода и система напајања је што у односу на Ерулову пећ, код које су оба електрична лука повезана редно, омогућава мирнији рад, јер електрични лукови могу да се успостављају независно један од другог. Пећ је имала цилиндрични облик и могла је да се нагиње напријед и назад користећи систем шина, као код Ерулове пећи. При старту пећи, док је температура пећи ниска, струја се затвара само између горњих електрода и шарже. Тек након што се пећ довољно загрије, и магнетит постане проводан, струја ће да се успостави и између сваке од горњих електрода и доње електроде.

Ово је уједно и предност ове пећи у односу на остале типове пећи. Наиме кретање струје и у хоризонталној и у вертикалној равни побољшава мијешање истопљеног метала. На тај начин обезбјеђено је да већа количина истопљеног метала дође у контакт са шљаком, што поспјешује хемијске реакције које су неопходне за добијање челика. Такође, расподјела температуре унутар пећи била је равномјернија. Ова пећ се често у литератури назива и пећ компаније Електрометал (*Electro-Metals furnace*), по називу компаније (*Aktiebolaget Electrometall*) коју су у Шведској 1907. године основали Гренвал, Линдبلاد и Сталане. Ове пећи капацитета 7.5 тона коришћене су за производњу висококвалитетних челика.

Бут-Холова (*Boot-Hall*) пећ састојала се од двије (монофазна пећ), три (двофазна пећ) или четири (трофазна пећ) висеће угљене електроде, при чему је једна од тих електрода била помоћна, док су остале биле главне [23]. У дно пећи кружног облика била је уграђена угљена електрода, која је од шарже била изолована слојем доломита. Доња електрода била је повезана са помоћном електродом. На почетку процеса топљења, помоћна електрода је спуштана на шаржу и електрични лук се успостављао између помоћне и главне електроде. Након што би доломит постао проводан, помоћна електрода је подизана, а електрични лук се успостављао између главне висеће електроде и електроде на дну пећи. Максимални капацитет Бут-Холових пећи био је око 15 тона.

Вом Баурова пећ (*Carl Hans Vom Baur*) имала је три праволинијски распоређене висеће угљене или графитне електроде и била је овалног облика [24]. Пећ је могла да буде напајана двофазно (када је средња електрода прикључивана на заједнички повратни проводник), или трофазно. Највеће произведене Вом Баурове пећи имале су капацитет од око 30 тона.

Снајдерова пећ (*Frederick T. Snyder*) је иницијално конструисана као монофазна пећ кружног облика са једном централном висећом електродом и водом хлађеном електродом на дну пећи. Предност ове пећи је била у томе што је, због централног положаја висеће електроде, термичко оштећење зидова пећи било мање у односу на пећи са више висећих електрода. Мана пећи била је ограничење у снази пећи од 400 kW, које је било прописано од тадашњих дистрибутивних компанија [15]. На тај начин, капацитет ових пећи био је ограничен на око 1 тону.

За веће снаге, Снајдер је патентирао пећ са двије електроде [25], као и трофазну пећ [26]. Због карактеристичног начина на који се подизао кров пећи, Снајдерова пећ одиграла је значајну улогу у даљем развоју технологије електролучних пећи. Наиме код Снајдерове пећи, конструкција са електродама и кровом се нагињала назад (ротирајући око осе која се налази са задње стране при дну пећи, и која је паралелна са правом дуж које су позициониране електроде), чиме је омогућено пуњење пећи одозго, а не преко врата са стране. Овим је учињен значајан напредак, поготово у повећању капацитета пећи и повећању продуктивности пећи. Према [27], конверзија електролучних пећи са пуњењем са стране у пећи са пуњењем одозго, која на одређеном броју пећи у САД обављена 1935. године, довела је до следећих побољшања: капацитет пећи је повећан за 11%; број циклуса пећи у току године повећан је за 12.5%; уштеда при набавци отпадног челика била је 5%; годишња производња повећана је за 25%, при чему су погонски трошкови смањени за 10%. Такође, имајући у виду ангажовану радну снагу, 87% више челика по радник-часу произведено је у пећима са пуњењем одозго. Пећи пуњене одозго омогућиле су употребу челичног отпада већих габарита, што је код пећи пуњених са стране било економски неисплативо.

Од осталих пећи треба поменути и Гривс-Ечелс (*Greaves-Etchells*) трофазну пећ са двије висеће угљене електроде и проводним дном; Стобијеву (*Stobie*) монофазну пећ са једном висећом електродом и проводним дном, као и четворофазну пећ са двије висеће и двије електроде уграђене у дно пећи; и Ренерфелдову (*Rennerfeld*) двофазну пећ са три електроде, од којих су двије постављене хоризонтално (тачније под одређеним углом, као код Стасанове пећи) а трећа вертикално.

2.2.5 Развој технологије електролучних пећи у другој половини двадесетог вијека

Након Другог свјетског рата, капацитет електролучних пећи је постепено повећаван, као и њихова инсталисана снага. Дошло је до побољшања у дизајну крова и тијела пећи: висина пећи је повећана а кров је још више издигнут у односу на површину истопљеног метала и за његово помјерање коришћени су

хидраулички и електромеханички актуатори. Регулација положаја електрода вршена је најчешће Вард-Леонардовом групом, што је омогућавало подизање електрода брзином од око 4 m/min. [27]. Поред тога, умјесто уљних прекидача који су били тешки за одржавање, у постројењима електролучних пећи почели су да се користе пнеуматски прекидачи, који су већ тада произвођени за номиналне напоне до 34.5 kV, и капацитете до 1 MVA. Пнеуматски прекидачи су у електричном смислу имали веома добре перформансе. Међутим, због покретних дијелова унутар прекидача, који су имали велику инерцију, долазило је до честих механичких кварова, па су самим тим и трошкови одржавања били већи, а поузданост мања. Касније су пнеуматске замијенили вакуумски прекидачи, за чији рад нису биле неопходне велике механичке силе, па су самим тим били и мање подложни кваровима [28].

Због сталне тежње ка повећању продуктивности пећи и смањењу трошкова производње, било је неопходно да се стално врше повећања електричне снаге којом се енергија предаје шаржи, посебно током почетне фазе топљења метала. Ово је довело до појаве тзв. *Ultra-high Power (UHP)* пећи. Основни циљ увођења *UHP* пећи био је постизање максималне стопе производње са минималним трошковима и најкраћим периодом повраћаја инвестиције. Прва електролучна пећ ултравелике снаге пуштена је у рад 1963. године у компанији *Northwestern Steel and Wire Co.*, када је и први пут уведен термин "*Ultra-high Power*" [29]. Ова пећ, капацитета око 140 тона, напајана је трансформатором снаге 80 MVA, што је око 570 kVA инсталисане снаге пећи по тони челика. Дотадашње пећи капацитета 50–100 тона имале су око 200–250 kVA по тони челика [30]. Класификација пећи по величини и снази може да се изврши на основу више критеријума [31]. Први критеријум би био према максималној снази која се има на страни примара трансформатора (приликом топљења метала) по јединици капацитета пећи, израженој у киловатима по тони челика. Други критеријум може да се формира на основу запреминског капацитета пећи, који се изражава у киловатима снаге на страни примара трансформатора по метру кубном запремине пећи. Трећи критеријум, који се користи приликом дизајна пећи, је снага на страни примара трансформатора пећи по квадратном метру ложишта пећи. Класификација пећи по претходно наведеним критеријумима приказана је у Табели 2.1. Касније је

Међународни институт за гвожђе и челик (*International Iron and Steel Institute—ISI*), који је касније преименован у Свјетску асоцијацију за челик (*World Steel Association*), извршио класификацију пећи само на основу инсталисане снаге трансформатора по тони капацитета пећи. Ова класификација приказана је у Табели 2.2 [6].

Табела 2.1 Класификација електролучних пећи по величини и снази према [31]

Класа пећи	Снага по јединици капацитета пећи [kW/t]	Запремински капацитет пећи [kW/m ³]	Снага по површини ложишта [kW/m ²]
Пећ регуларне снаге (<i>RP</i>)	130 – 210	175 – 300	650 – 970
Пећ велике снаге (<i>HP</i>)	220 – 290	320 – 420	970 – 1290
Пећ ултравелике снаге (<i>UHP</i>)	330 – 500	530 – 1130	1400 – 1940

Табела 2.2 Класификација електролучних пећи по величини и снази према [6]

Класа пећи	Номинална снага трансформатора по јединици капацитета пећи [kVA/t]
Пећ мале снаге (<i>LP</i>)	< 200
Пећ регуларне снаге (<i>RP</i>)	200 – 400
Пећ велике снаге (<i>HP</i>)	400 – 700
Пећ ултравелике снаге (<i>UHP</i>)	> 700

Увођење електролучних пећи ултравеликих снага, осим повећања производње и смањења трошкова донијело је и многа друга побољшања у односу на дотадашње пећи великих снага [31]. Код пећи ултравеликих снага примијећено је да је електрични лук боље позициониран (испод саме електроде, што доводи до мање ерозије ватросталних облога на зидовима пећи), као и да је стабилнији. Такође, примијећен је бољи пренос топлоте, као и боље мијешање истопљеног метала. Осим тога, код *UHP* пећи забиљежене су дупло мање флукуације реактивне снаге, него код регуларних пећи дупло мање снаге. Са друге стране, *UHP* пећи захтијевају јаку преносну мрежу. У случају слабије преносне мреже,

инвестициони и погонски трошкови који су у вези са додатном опремом за компензацију реактивне снаге могу да буду значајни. Увођење и шира примјена *UHP* пећи довели су и до значајног развоја у области технологије електрода и ватросталних материјала. Штавише, без унапређења у технологији материјала развој *UHP* пећи био би немогућ. Тако, за прву *UHP* пећ, произведене су специјалне електроде пречника 24", које су могле да проводе струје од 75–80kA [29].

Прије појаве *UHP* пећи, електроде пећи биле су по правилу распоређене у истој равни (тзв. копланарни распоред). Увођењем *UHP* пећи, тј. повећањем снаге пећи, дошло је до израженије појаве неједнаке расподјеле снаге по фазама, па самим тим и до појаве врућих тачака унутар пећи. Оваква несиметрична расподјела снаге по фазама била је првенствено последица неједнакости реактанси у колу секундара трансформатора. Коло секундара трансформатора чине секундарни намотај спрегнут у троугао, флексибилни каблови, тубуларне сабирнице и електроде. Неједнакост реактанси у секундарном колу, у случају копланарног распореда сабирница, била је последица неједнаке дужине каблова, као и неједнаке магнетне спреге проводника појединих фаза. Спрега између централног и спољашњих проводника проузроковаће појаву транспоноване привидне отпорности, која у спољашњем проводнику који је прикључен на фазу која предњачи, доводи до повећања његове еквивалентне отпорности (која се "види" са стране секундара). Са друге стране, код проводника који је прикључен на фазу која касни, ова привидна отпорност доводи до смањења његове еквивалентне отпорности [32]. То доводи до неједнаке расподјеле снаге по фазама, и до појаве врућих тачака у пећи, које негативно утичу на вијек трајања ватросталне облоге зидова пећи. Рјешење овог проблема било је у еквилатералној триангулацији проводника у секундарном колу трансформатора (тј. симетричном распореду проводника у облику једнакостраничног троугла), чиме је неједнакост импеданси појединих фаза у секундарном колу трансформатора сведена на минимум.

Даље иновације у конструкцији прикључака електрода и секундарних проводника, са циљем смањења реактанси у секундарном колу трансформатора, довеле су до појаве електропроводних носача електрода (*Current Conducting*

Arms). Први електропроводни носачи настали су 1984. године у компанији *VAI Fuchs* [33]. Електропроводни носачи најчешће су конструисани од побакреног челика или побакрене легуре алуминијума, и имају двојаку функцију: механички подржавају електроде и проводе струју до електрода. Њиховом употребом смањују се и отпорност и реактансе у секундарном колу трансформатора, чиме се омогућава додатни пораст производње, јер је са истим трансформатором могуће већом снагом доводити енергију електродама. Покретање електрода је лакше код система са проводним носачима, јер је инерција овог система мања у односу на систем са тубуларним сабирницама. Такође, опасни прескоци који се због нагомилане електропроводне прашине јављају на тубуларним сабирницама, су потпуно елиминисани. Осим тога, носачи од побакреног алуминијума су 50% лакши од класичних носача са тубуларним сабирницама, што омогућава бржу регулацију висине електрода [6].

Повећање снаге пећи је, између осталог, значило и повећање потребне дужине електричног лука, тј. напона напајања пећи. Међутим, повећање дужине електричног лука, доводило је до појаве врелих тачака на зидовима пећи у близини електрода (након што се сав метал истопи), па самим тим и убрзаног трошења ватросталног материјала којим су обложени зидови пећи. Емпиријски је утврђено [34] да је ерозија ватросталне облоге у врелим тачкама пропорционална производу дужине електричног лука и снаге електричног лука. Због ових проблема, на мјесту врелих тачака на зидовима пећи постављани су панели са воденим хлађењем. Ова пракса најприје је примијењена у Јапану, а прва инсталација водом хлађених панела у зидовима пећи, на Сјеверноамеричком континенту, обављена је 1975. године у Едмонтону у Канади [6]. Прије постављања панела са воденим хлађењем, радни вијек ватросталних панела на зидовима и крову пећи био је од 150 до 200 циклуса пећи [29]. Већ 1979. године у Јапану је достигнут радни вијек од 6000 циклуса, са периодом одржавања панела дужим од 4 мјесеца [6].

Поред повећања снаге пећи, значајну улогу у повећању продуктивности пећи и смањењу потрошње електричне енергије одиграло је и увођење кисеоничких и гасних горионика (*Oxy-Fuel Burners*) у електролучне пећи. Горионици у електролучним пећима генерално имају двије улоге: да елиминишу

хладне тачке у пећи, и/или да повећају укупну количину енергије која се користи током циклуса пећи (поготово у случајевима када је капацитет трансформатора недовољан). Кисеоник се у електролучним пећима у почетку користи првенствено за сјечење отпадног гвожђа и декарбуризацију. Шездесетих година прошлог вијека просјечна потрошња кисеоника у електролучним пећима износила је око $5.5 \text{ m}^3/\text{t}$. Већ 1973. године јапанска компанија *Toshin Steel* објавила је да је потрошња кисеоника од $37 \text{ m}^3/\text{t}$ довела до смањења трајања циклуса пећи за 29% (са 105 на 75 минута), као и до повећања продуктивности за 35% (од 31 до 42 тоне по сату) [6]. Нагло повећање потрошње кисеоника у пећима било је омогућено убацивањем у пећ угљене прашине која је спрјечавала прекомјерну оксидацију гвожђа. Убацивање угљеника доводи и до формирања пјенасте шљаке која поспјешује ефикасније коришћење електричне енергије. У модерним електролучним пећима просјечна потрошња кисеоника је око $40 \text{ m}^3/\text{t}$, мада у случајевима када се кисеоник користи за досагоријевање (*post-combustion*) угљен-моноксида, потрошња кисеоника достиже и $70 \text{ m}^3/\text{t}$ [30]. Због све веће употребе хемијске енергије, електрична енергија која се користи током циклуса пећи се постепено смањује, и у модерним електролучним пећима чини тек око 50% укупне енергије у току циклуса [30]. Ова ситуација потпуно је супротна од оне која се имала на самом почетку развоја електролучних пећи, када је удио осталих извора енергије у односу на електричну енергију био занемарљив.

2.2.6 Унапређења у оперативној пракси модерних електролучних пећи

Осим технолошких унапређења, повећању ефикасности и продуктивности електролучних пећи значајно су допринијела и унапређења у оперативној пракси, као што су: метода пјенасте шљаке (*Foaming Slag*), *Hot Heel* метода, пуњење пећи само једном у току циклуса (*Single Scrap Charging*), ексцентрично изливање метала на дну пећи (*Eccentric Bottom Tapping – EBT*) досагоријевање угљен-моноксида у пећи изнад површине истопљеног метала, (*Post-combustion of CO Above the Bath*), мијешање истопљеног метала удубавањем гасова кроз дувнице (*Tuyeres*) на дну пећи (*Bottom Stirring*).

Метода пјенасте шљаке састоји се у одржавању довољно дебелог слоја пјенасте шљаке (150–300 mm, али не дебљег, да не би дошло до смањења продуктивности [30]) изнад истопљеног метала, тако да она у потпуности окружује електрични лук који се формира између електроде и истопљеног метала. Пјенаста шљака се формира као последица оксидације убаченог угљеника и редукције гвожђа убаченим угљеником, при чему настају мјехурићи угљен-моноксида. Пјенаста шљака побољшава ефикасност пећи тако што енергију која се бочно зрачи са електрода усмјерава према истопљеном металу. Механизам по коме се овај пренос енергије врши још увијек није довољно разјашњен. Коришћењем пјенасте шљаке ефикасност загријавања се повећава од 31% до 267% [6]. Флукуације напона и струје, хармоници и бука, значајно су смањени кад је лук "потопљен" у пјенасту шљаку.

Под *Hot Heel* праксом подразумејева се да се дио истопљеног метала (око 15%) и шљаке задржи у пећи током процеса изливања, тј. да се из пећи не излије сав метал. Оваква пракса омогућава већу ефикасност пећи, јер је током наредног циклуса могуће примијенити већу снагу за топљење отпадног метала, без опасности по ватросталну облогу на дну пећи у тренутку када електроде протопе отпадни метал и дођу до дна пећи. *Hot Heel* пракса омогућава бољу елиминацију фосфора у раној фази топљења метала, као и стабилнији електрични лук, побољшану регулацију и мање поремећаје и сметње за електричну мрежу.

Пуњењем пећи само једном у току циклуса смањује се интервал времена у току којег је пећ искључена, чиме се повећава продуктивност пећи. Осим тога, емисија штетних гасова и прашине је знатно мања, у односу на случај када се пећ пуни више пута у току циклуса.

Ексцентрично изливање метала на дну пећи омогућава мање нагињање пећи напријед (око 15° у односу на 45° код конвенционалних пећи), чиме је поједностављен механизам за нагињање пећи, и смањена дужина каблова у колу секундара трансформатора. Предности које овакав начин изливања доноси су: скраћење времена изливања за 3–5 min., уштеда енергије до 14 kW/t, смањење потрошње електрода до 0.2 kg/t, и друге [6].

Досагоријевањем угљен-моноксида у угљен-диоксид, добија се додатна хемијска енергија у пећи. Познато је да се од укупне енергије ослобођене у

процесу оксидације угљеника, само 28% ослободи при оксидацији до угљен-моноксида. Остатак од 72% ослободи се у процесу досагоријевања. Да би ова енергија могла да се врати у истопљени метал, досагоријевање мора да се врши у близини површине метала, при чему је неопходно обезбиједити велике количине кисеоника ($60\text{--}70\text{ m}^3/\text{t}$). Ефикасност коришћења енергије ослобођене у процесу досагоријевања не прелази међутим $20\text{--}25\%$ [30], дјелимично и због дебелог слоја пјенасте шљаке. Досагоријевањем угљен-моноксида (али и сагоријевањем водоника) спрјечава се и продор експлозивних смјеса гасова у дијелове система за одвод гасова са нижом температуром, гдје би могло да дође до њихове експлозије.

Око 20% од укупне енергије која се уложи у топљење метала у електролучним пећима, напусти пећ заједно са отпадним гасовима [6]. Да би се избјегли ови губици, отпадни гасови се користе за предгријавање отпадног метала (*Scrap Preheating*). Први уређаји за предгријавање инсталирани су још седамдесетих година прошлог вијека, и иако су смањивали губитке енергије у неким случајевима и за 40 kWh/t , нису доживјели значајнију комерцијалну примјену. Најважнији разлог њиховог комерцијалног неуспјеха (који је у Европи доводио и до затварања постројења са раним системом предгријавања шарже) је додатно загађење ваздуха које овакав систем производи. Наиме, у конвенционалним системима за предгријавање отпадног метала, температура предгријавања није била довољно висока (средња вриједност температуре предгријане шарже била је око $300\text{--}350^\circ\text{C}$ [30]) за потпуно сагоријевање угљоводоника (нафтни деривати, пластика) који се налазе у шаржи, што је доводило до недозвољено великог загађења ваздуха. Касније је процес предгријавања унапређен додавањем горионика који су додатно повећавали температуру шарже. Најпознатији модерни системи за предгријавање су *Consteel*[®], компаније *Tenova*; и *Danarc*[®], компаније *Danieli*. *Consteel*[®] систем (који је први пут инсталиран 1989. године) састоји се од покретне траке за пренос шарже којом се пећ континуално снабдијева отпадним металом. Покретна трака у дијелу ближем пећи улази у конструкцију која подсећа на тунел. На крову "тунела" налазе се горионици који повећавају температуру шарже. Гасови из пећи прелазе преко шарже у смјеру који је супротан од смјера кретања шарже. Код *Danarc*[®] процеса (који је први пут примијењен 1998. године), предгријавање

шарже врши се у посебним водом хлађеним посудама, које се налазе са стране пећи. Гасови из пећи пролазе кроз шаржу одозго према доле, загријавајући је потпомогнути горионцима који су уграђени у горњи дио суда.

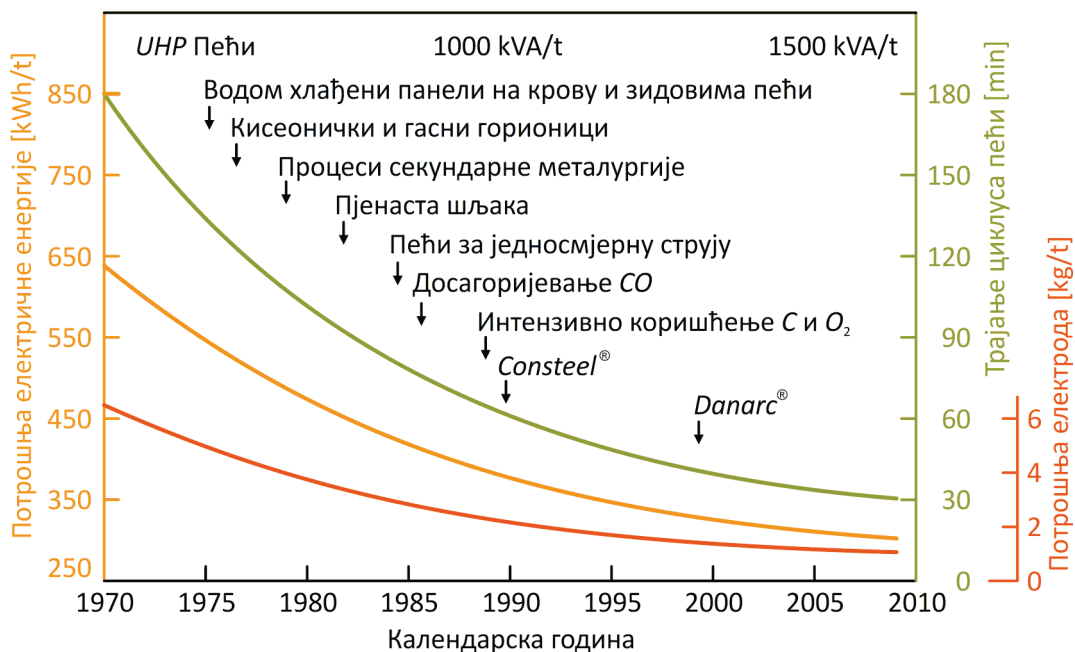
Мијешање истопљеног метала удувавањем гасова кроз дувнице на дну пећи је процес без којег не би био могућ ефикасан рад пећи веома великих снага, јер би дошло до неприхватљиво великог прегријавања површинских слојева истопљеног метала са циљем да се и на дну пећи одржи жељена температура метала. Наиме, гравитационо мијешање истопљеног метала, које је последица разлика у густини метала, само по себи није довољно. Због тога се на дно модерних пећи обавезно уграђују специјалне дувнице кроз које се удувава инертни гас којим се врши мијешање метала.

Значајан напредак у технологији електролучних пећи је и појава модерних пећи за једносмјерну струју. Прве комерцијалне електролучне пећи за једносмјерну струју појавиле су се почетком осамдесетих година прошлог вијека. Међутим, до њихове значајније комерцијализације дошло је тек средином деведесетих година, када је значајно порасла потреба за топљењем отпадног гвожђа и челика. Предности електролучних пећи за једносмјерну струју у односу на пећи за наизмјеничну струју су вишеструке и о њима ће бити више ријечи у поглављу посвећеном електролучним пећима за једносјерну струју.

У случајевима када се као крајњи производ захтијева челик високе чистоће (са малим садржајем P, S, N, H₂, O₂), који не може да се добије у електролучним пећима, примјењују се тзв. процеси секундарне металургије (*Secondary Metallurgy* или *Ladle Metallurgy*). Овим процесима, који се одвијају у ливачким лонцима (*Ladle*), елиминишу се поменуте нечистоће до жељеног нивоа.

Захваљујући претходно наведеним унапређењима у технологији и оперативној пракси електролучних пећи, перформансе електролучних пећи су значајно унапређене. Трајање циклуса (*Tap-to-tap Time*) код пећи капацитета 100–130 тона је смањено на 30–40 минута, чиме је значајно повећана продуктивност пећи. Потрошња електричне енергије смањена је скоро дупло: са 580–650 kWh/t на 320–350 kWh/t. Потрошња електрода смањена је 4–5 пута. Хронолошки распоред најважнијих унапређења у технологији и оперативној пракси

електролучних пећи, као и њихов утицај на трајање циклуса, потрошњу електричне енергије и потрошњу електрода, приказан је на Слици 2.7 [30], [35].



Слика 2.7 Хронолошки распоред унапређења у технологији и оперативној пракси електролучних пећи.

2.2.7 Електролучне пећи последње генерације и њихове основне карактеристике

Модерне електролучне пећи се производе као пећи за наизмјеничну струју са три електроде, и као пећи за једносмерну струју са једном или двије (у случају пећи ултравелике снаге) електроде. Највећи произвођачи електролучних пећи данас су италијанске компаније *Danieli* и *Tenova*, аустријска компанија *Siemens VAI* (раније *VAI Fuchs*), као и њемачка компанија *SMS Siemag AG* (раније *SMS Demag AG*). Модерне пећи раде са шаржом која се углавном састоји од отпадног метала, имају капацитет од 120–250 t, трајање циклуса од 30–50 min. и очекивану годишњу производњу од 1.4–1.8 милиона тона.

Параметри три *Siemens*-ове *SIMETAL EAF Ultimate* пећи, који су приказани у Табели 2.3, су типични параметри модерних електролучних пећи за наизмјеничну струју [36].

Табела 2.3 Параметри три Siemens-ове SIMETAL EAF Ultimate пећи

Постројење	<i>NMLK – Kaluga Minimill,</i> Русија	<i>Revda – Maksi Group,</i> Русија	<i>Çolakoğlu Metalurji A.S., Gebze,</i> Турска	
Трансформатор	740 – 1350 V 150 MVA	740 – 1025 V 100 MVA + 20%	800 – 1600 V 240 MVA + 20%	
Капацитет пећи	120 t	90 t	120 t	320 t
Укупна потрошња O ₂	40 Nm ³ /t	33 Nm ³ /t	39 Nm ³ /t	40 Nm ³ /t
Потрошња гаса	5 Nm ³ /t	5 Nm ³ /t	6.5 Nm ³ /t	
Потрошња електрода				1.08 kg/t
Пречник електрода				750 mm
Потрошња електричне енергије	350 kWh/t	325 kWh/t	334 kWh/t	360 kWh/t
Трајање циклуса пећи	36 min.	36 min	45 min	55 min
Продуктивност	200 t/h	150 t/h	159 t/h	350 t/h
Годишња производња				2.4 милиона тона
<i>RCB</i> технологија	5 RCB/3.5 MW O ₂ 2500 Nm ³ /h	3 RCB/3.5 MW O ₂ 2000 Nm ³ /h	10 RCB/3.5 MW O ₂ 2750 Nm ³ /h	
Горионици	2 горионика 3.5 MW	4 горионика 3.5 MW		
Инјектори угљеника	4 x 60 kg/min	3 x 60 kg/min		3 x 60 kg/min
Инјектори O ₂ за досагоријевање	4 x 400 Nm ³ /h			4 x 400 Nm ³ /h

Од 1995. године у *Siemens*-овим пећима користи се *Refining Combined Burner (RCB)* технологија која подразумева примјену кисеоничких и гасних горионика у комбинацији са суперсоничним кисеоничким копљем. Количина гаса је у претходној табели изражена у Nm³ (нормалних метара кубних), и означава кубни метар гаса при нормалним условима (притисак 1 бар и температура 0°C).

Потребно је нагласити да су пећи великих капацитета постојале и прије појаве првих *UHP* пећи. Пећи капацитета 360 t први пут су у САД инсталиране још 70-их година прошлог вијека (једина таква пећ која је још увијек у погону је

пећ компаније *Sterling Steel*) [30]. Због релативно мале снаге трансформатора (160 MVA, што је око 460 kVA/t), продуктивност ове пећи мања је за око 30% у односу на модерне пећи капацитета 120 t, при чему циклус ове пећи траје скоро 2 сата.

Електролучна пећ за наизмјеничну струју, која је инсталирана у постројењу компаније *Çolakoğlu Metalurji A.S.* приказана је на Слици 2.8. Једна од највећих електролучних пећи за наизмјеничну струју инсталирана је 2010. godine у Турској, у мјесту *Iskenderun*, за компанију *MKK-Atakas*. Ради се о пећи компаније *Danieli*, капацитета 310 t, базиране на *FastArc™* технологији са *Danarc* процесом. Основни параметри ове пећи приказани су у Табели 2.4 [37].

Табела 2.4 Основни параметри модерних електролучних пећи веома великих снага

Постројење	<i>MKK – Atakas Iskenderun, Турска [37]</i>	<i>Tokyo Steel Tahara, Јапан [38]</i>
Тип пећи	<i>AC</i>	<i>DC</i>
Трансформатор	300 MVA	4 x (2 x 32 MVA)
Енергетски претварач	-	8 x 35 kA / 600 V
Капацитет пећи	310 t (250 t + 60 t <i>hot heel</i>)	420 t (300 t + 120 t <i>hot heel</i>)
Укупна потрошња O ₂	40–45 Nm ³ /t	20–33 Nm ³ /t
Садржај шарже	80% отпадни метал 20% сирово гвожђе	100% отпадни метал
Потрошња електричне енергије	340–390 kWh/t	340–387 kWh/t
Трајање циклуса пећи	47 min	50 min
Продуктивност	320 t/h	360 t/h
Годишња производња	2.4 милиона тона	2.6 милиона тона
Пречник електрода	810 mm	762 mm
Потрошња електрода	-	1.2 kg/t

Највећа електролучна пећ на свијету је пећ за једносмјерну струју, компаније *Danieli*, која је инсталирана 2010. године у постројењу компаније *Tokyo Steel*, у мјесту *Tahara* у Јапану. У питању је *UHP* пећ са двије електроде (*twin-electrode*), капацитета 420 t [38]. Ова пећ приказана је на Слици 2.9, а њени основни параметри приказани су у Табели 2.4.

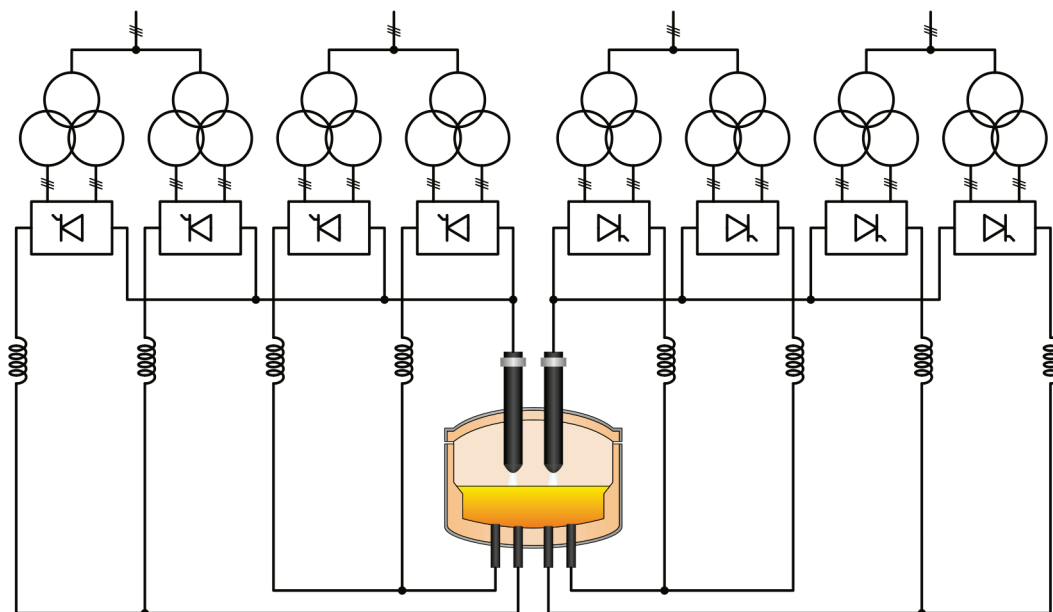


Слика 2.8 Пећ за наизмјеничну струју, капацитета 320 t у постројењу компаније Çolakoğlu Metalurji A.S. © Siemens press picture.



Слика 2.9 Пећ за једносмјерну струју, капацитета 420 t, у постројењу компаније Tokyo Steel. © Danieli.

Упрошћена шема електричног подсистема највеће електролучне пећи на свијету, инсталиране у постројењу компаније *Tokyo Steel*, приказана је на Слици 2.10 [38].



Слика 2.10 Упрошћена шема електричног подсистема електролучне пећи за једносмерну струју, у постројењу компаније *Tokyo Steel*.

2.3 Специфичности електролучних пећи за једносмерну струју у односу на пећи за наизмјеничну струју

2.3.1 Основне информације о развоју комерцијалних електролучних пећи за једносмерну струју

Прве комерцијалне пећи за једносмерну струју појавиле су се почетком осамдесетих година прошлог вијека. Већ 1981. године, у бившем Совјетском Савезу пуштена је у погон прва пећ за једносмерну струју, која је коришћена за добијање високолегираних челика. Друга електролучна пећ за једносмерну струју, снаге 12 MW, пуштена је 1982. године у Њемачкој [40]. Пећ снаге 1.2 MW, компаније *Mintek*, пуштена је у погон 1983. године; а пећ снаге 12 MW, компаније *ASEA*, пуштена је 1984. године [2].

Значајнија примјена електролучних пећи за једносмерну струју услиједила је тек крајем осамдесетих година прошлог вијека, првенствено због веће потребе за мини топионицама за топљење отпадног гвожђа и челика. Главни разлог за рану експанзију пећи за једносмерну струју биле су почетне тврдње о много мањој потрошњи електрода (за 50–60%), као и мањој потрошњи електричне енергије (за 3–5 %), у односу на пећи за наизмјеничну струју [5]. Додатни разлог за њихову примјену огледао се у економском аспекту неповољних електричних карактеристика пећи за наизмјеничну струју, тј. цијени опреме за побољшање квалитета електричне енергије. Наиме, при инсталацијама електролучних пећи за наизмјеничну струју у удаљеним областима са слабијом електропреносном мрежом, цијена компензационе опреме била је знатно већа него у случају пећи за једносмерну струју. У [5] је извршена упоредна процјена трошкова за компензациону опрему за пећи капацитета 100 t. Према овој процјени, за инсталацију компензационе опреме у случају пећи за наизмјеничну струју било би потребно издвојити 2.8 милиона долара, док би за пећ за једносмерну струју истог капацитета било потребно издвојити око 1 милион долара. Наведени разлози довели су крајем 80-их до нагле експанзије електролучних пећи за једносмерну струју, као и до честе конверзије старих пећи за наизмјеничну струју у пећи за једносмерну струју [5].

2.3.2 Главне конструкционе разлике између пећи за једносмерну и пећи за наизмјеничну струју

Прва очигледна конструкциона разлика између пећи за једносмерну и пећи за наизмјеничну струју је у броју вертикалних висећих графитних електрода. Иако су у раном периоду пећи за једносмерну струју могле да имају и три електроде (поготово ако су настајале конверзијом пећи за наизмјеничну струју), модерне електролучне пећи за једносмерну струју најчешће имају само једну вертикалну графитну электроду која има улогу катоде. У изузетним случајевима, пећи ултравеликих снага могу да имају двије вертикалне електроде (*Twin-electrode DC EAF*).

Друга конструкциона карактеристика пећи за једносмерну струју је постојање електроде која се налази на дну пећи и која има улогу аноде. Због техничких потешкоћа у вези са хлађењем доње електроде, као и трошкова у вези с тим, постојање доње електроде било је ограничавајући фактор (у раном периоду развоја пећи) за ширу примјену пећи за једносмерну струју. Данас се анода реализује углавном на један од четири начина: као неколико челичних стубова (*Billet-type*), као саће од челиних штапова између којих се налази ватростални материјал (*Pin-type*), као саће од челичних лимова између којих се налази ватростални материјал (*Fin-type*), и као електропроводно дно пећи (*Conductive bottom electrode*).

Billet-type електроду чине један до четири челична стуба, најчешће пречника 10–15 cm, а највише 25 cm, који су уграђени у дно пећи и окружени ватросталним материјалом. Број и пречник стубова зависе од величине и снаге пећи, а углавном се пројектују тако да сваки може да проводи струју од 40–45 kA [1]. У току рада пећи, горње површине стубова су у контакту са истопљеним металом и топе се. Интензитет топљења стубова контролише се воденим хлађењем, које је уграђено на дну стуба са спољашње стране пећи. Сваки стуб повезан је на бакарну основу, на коју је са друге стране повезан енергетски кабл (или више њих) којим се напаја анода. Електроде су електрично изоловане од оплоте пећи, која је уземљена.

Pin-type електроду чине вертикални челични штапови пречника 2.5–5 cm, који су причвршћени на хоризонталну челичну плочу, преко које се истовремено остварује и електрични контакт. Плоча је са доње стране најчешће хлађена водом, а између челичних штапова насут је ватростални материјал. У току рада пећи, метални пинови су у контакту са истопљеним металом и троше се заједно са ватросталним материјалом којим је обложено дно пећи. На Слици 2.11 приказана је електрода овог типа, коју је патентирала компанија *SMS Siemag* [41]. Електрода компаније *SMS Siemag* може да се састоји од преко 300 штапова, чиме је омогућена равномјернија расподјела струје кроз електроду. На овај начин, трајање електроде продужено је на преко 2000 циклуса пећи. Тиме је омогућено да замјена електроде може да се врши у току редовног ремонта пећи, што значи да је елиминисан негативни утицај одржавања електроде на продуктивност пећи.



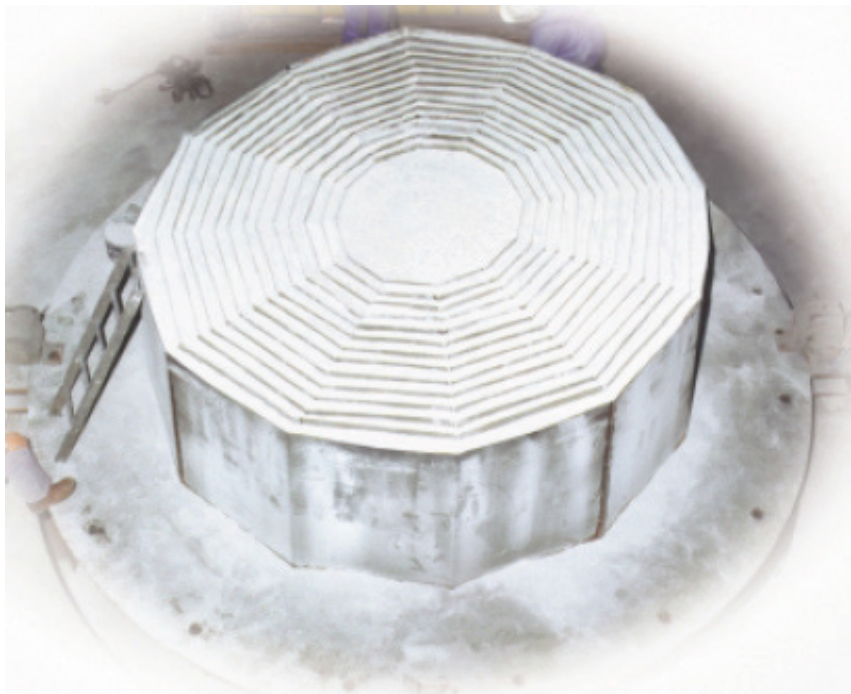
Слика 2.11 Pin-type електрода компаније SMS Siemag. © SMS Siemag.

Fin-type електрода састоји се од више секција вертикалних лимова који су заварени за хоризонталне плоче и између којих је насут ватростални материјал. Дебљина лимова је око 1.6 mm, а постављени су на растојању од око 9 cm [1]. Свака од секција причвршћена је затим на заједничку доњу плочу, која се хлади ваздухом, преко које се остварује и електрични контакт аноде са излазом исправљача којим се напаја пећ. На Слици 2.12 приказана је електрода овог типа коју је патентирала компанија *Siemens VAI*.

Електропроводно дно пећи направљено је од метализираних ватросталних цигала које су наслагане на сферичну оплату од високотемпературног челика. На челичну оплату причвршћена је са доње стране кружна бакарна плоча на којој су изведени бакарни терминали за прикључење напојних каблова. Због велике површине електропроводног дна, густина струје унутар електроде је мала и не прелази 5 kA/m^2 [1]. Упркос томе, у појединим случајевима било је неопходно да се у дно пећи убаци и непроводни материјал како би се струја унутар електроде равномерније расподијелила. Ово је неопходно да би се спрјечила појава врућих тачака на дну пећи, које доводе до неједнаког старења ватросталног материјала.

За разлику од пећи за наизмјеничну струју, у постројењу пећи за једносмерну струју мора да се налази и исправљач (најчешће тиристорски)

велике снаге, као и пригушница индуктивности 100–400 μH [1], која је повезана на ред са електродом и која доприноси стабилизацији струје електричног лука.



Слика 2.12 Fin-type електрода компаније Siemens VAI. © Siemens VAI.

2.3.3 Предности и мане пећи за једносмерну струју у односу на пећи за наизмјеничну струју

Основне предности пећи за једносмерну струју у односу на пећи за наизмјеничну струју су: мања потрошња електрода, мања потрошња електричне енергије, дужи вијек трајања ватросталног материјала којим су обложени дно и зидови пећи, као и мањи негативни утицај пећи на електроенергетски систем.

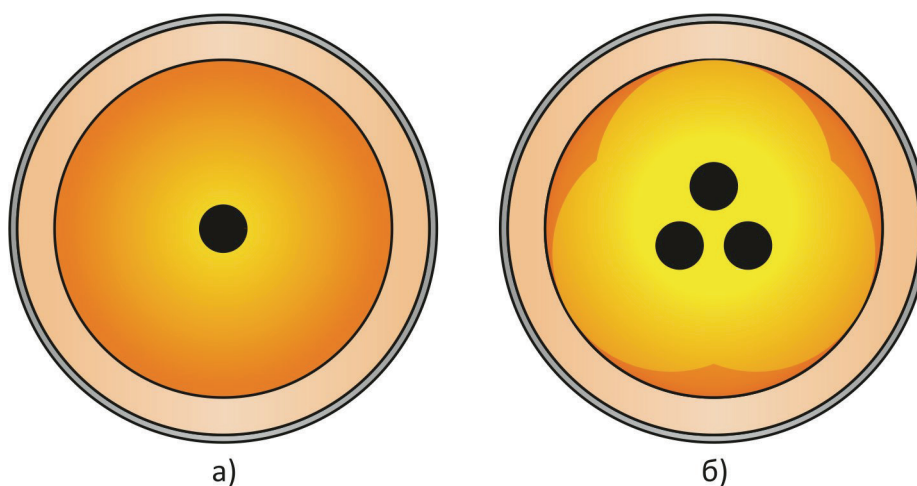
У раном периоду развоја пећи за једносмерну струју забиљежене су уштеде у потрошњи електрода око 20% у односу на пећи за наизмјеничну струју са вишим секундарним напоном (дужим електричним луком), и око 50% у односу на конвенционалне пећи за наизмјеничну струју. Уштеда у електричној енергији била је 5–10%, док је појава фликера смањена за 50–60% у односу на конвенционалне пећи за наизмјеничну струју [1], [41]. Пећи за једносмерну струју генерално раде са већим фактором снаге у односу на пећи за наизмјеничну

струју, што је посебно значајно у случају инсталације пећи у области са слабом електропреносном мрежом.

Добри почетни резултати добијени су на мањим пећима, које су углавном настајале конверзијом старих пећи за наизмјеничну струју у пећи за једносмјерну струју. Међутим, на пећима већих капацитета, овако добри резултати иницијално нису постизани. Поготово нису постизане очекиване уштеде у потрошњи електрода, као ни уштеде у потрошњи ватросталних облога на зидовима пећи. Код неких инсталација чак није било никакве уштеде у потрошњи електрода. Неочекивано мале уштеде у потрошњи електрода код великих пећи за једносмјерну струју могу да се протумаче другачијим физичким процесима који се одвијају у електродама које проводе једносмјерну струју. Ови процеси доводе до чешће појаве напрстина у електродама, и интензивнијег осипања њихових врхова. Према анализи из 1995. године коју је извршио *Ben Bowman* [42], врх електроде пећи за једносмјерну струју троши се више него врхови све три електроде пећи за наизмјеничну струју заједно. Уштеда у потрошњи електрода код пећи за једносмјерну струју настаје због мањег трошења зида електрода. Процијењено је да укупна уштеда у потрошњи електрода у случају пећи за једносмјерну струју износи око 25% (што типично износи око 0.4 kg/t), у односу на пећ за наизмјеничну струју истог капацитета. Ова уштеда је већа у случају мањих пећи. Каснијим анализама [43] је утврђено да на потрошњу електрода значајно утичу и други фактори: састав шарже, стабилност електричног лука, као и водено хлађење електрода и потрошња кисеоника. Утврђено је да је потрошња електрода мања у случају када се у шаржи у већем проценту налази *DRI* и *HBI* (*Hot Briquetted Iron* – брикетирано сунђерасто гвожђе). Такође, утврђено је да је потрошња електрода мања ако је електрични лук стабилнији.

Потрошња ватросталног материјала у раним верзијама електролучних пећи за једносмјерну струју била је знатна због појаве савијања електричног лука (*arc deflection*). Наиме, електрични лук није био усмјерен ка центру пећи него се савијао ка зиду пећи, што је доводило до појаве врућих тачака на зиду пећи и неуједначеног старења ватросталних облога. Каснијим унапређењима у дизајну аноде елиминисано је савијање електричног лука, што је довело до мање потрошње ватросталних облога. Загријавање зида пећи је равномјерније код

пећи за једносмјерну струју, јер се топлота електричног лука који се затвара испод централно постављене електроде подједнако зрачи у свим правцима. Код пећи за наизмјеничну струју, зидови пећи у близини електрода изложени су интензивнијем зрачењу. Ово је илустровано Сликаом 2.13. Неравномјерно загријавање зидова пећи за наизмјеничну струју је скоро потпуно елиминисано код модерних пећи у којима се током процеса рафинације користи пјенаста шљака и кисеонички и гасни горионици. У случајевима када је коришћење пјенасте шљаке непрактично (у пећима обложеним циглама од киселих материјала, као и у пећима за производњу нерђајућег челика), предност имају пећи за једносмјерну струју.



Слика 2.13 Загријавање зидова пећи зрачењем електричног лука (хоризонтални пресјек, поглед одозго): а) пећ за једносмјерну струју, б) пећ за наизмјеничну струју.

Bowman је такође спровео и анализу "губитака" електричне енергије. На основу ове анализе дошао је до закључка да су "губици" електричне енергије процентуално већи код пећи за једносмјерну струју (5.5% у односу на 4% код пећи за наизмјеничну струју), али да је у апсолутним величинама разлика ових губитака безначајна. Показао је и да је укупна "потрошња" енергије мања код пећи за једносмјерну струју, при чему разлика у "потрошњи" углавном не прелази 9 kWh/t.

Много већа укупна цијена пећи за једносмјерну струју у односу на пећ за наизмјеничну струју сличне величине је најзначајнија мана пећи за једносмјерну

струју. Ово је поготово било изражено у почетном периоду развоја пећи за једносмјерну струју (када је инсталација пећи за једносмјерну струју била и до 50% скупља [6]), јер су полупроводничке компоненте за веће снаге тада биле скупе. Трошкови инсталације модерних електролучних пећи за једносмјерну струју већи су за 10% до 35% него код пећи за наизмјеничну струју сличне снаге. Међутим, због мањих експлоатационих трошкова код пећи за једносмјерну струју, повраћај ове разлике у цијени може да се очекује у року од једне до двије године [1].

2.4 Процес добијања челика у електролучној пећи - циклус пећи

Под циклусом електролучне пећи подразумијева се вријеме између два истакања истопљеног метала (*Tap-to-tap Time*). У току сваког циклуса пећи врше се следеће операције: пуњење пећи, топљење шарже, рафинација гвожђа, скидање шљаке, и истакање челика. Саставни дио сваког циклуса пећи је и период задршке (*Turnaround Time*). Трајање појединих процеса у току једног типичног 60-минутног циклуса електролучне пећи приказано је у Табели 2.5 [1].

Табела 2.5 Трајање појединих процеса у току типичног 60-минутног циклуса електролучне пећи

Операција/интервал	Трајање
Прво пуњење пећи	3 min.
Прво топљење	20 min.
Друго пуњење пећи	3 min.
Друго топљење	14 min.
Рафинација	10 min.
Истакање	3 min.
Вријеме задршке	7 min.

2.4.1 Пуњење пећи

Пуњење електролучне пећи је први процес у сваком циклусу електролучне пећи. Отпадно гвожђе у складишту је класирано према хемијском саставу и величини, а до пећи се преноси у посебним кофама (*Charge Buckets*). Пуњење пећи мора да се обави на такав начин да се број пуњења у току једног циклуса (који зависи од густине отпадног гвожђа (*Scrap Density*)) минимизира. Поред тога, слојевито пуњење пећи, са шаржом веће густине на површини, омогућава брже формирање истопљеног метала на дну пећи и мање зрачење електричног лука на кров и зидове пећи на почетку процеса топљења. Такође, треба водити рачуна и о могућем урушавању отпадног гвожђа које може да доведе до ломљења електрода, као и о томе да се велики комади отпадног гвожђа не поставе директно испред горионика, како не би дошло до одбијања врелих гасова према водом хлађеним панелима пећи. Поред отпадног гвожђа, директно редукованог гвожђа и брикетираног гвожђа, кофама могу да се преносе и кречњак и угљеник (ако не постоје други начини за њихово додавање у пећ). Пећ се пуни тако што се најприје подигну електроде пећи, па се затим подигне и смакне кров пећи (заједно електродама). Затим се кофа са шаржом допреми краном изнад пећи и садржај кофе се сипа у пећ. Након тога кров пећи се враћа у првобити положај и електроде се спуштају у пећ. Број пуњења пећи у једном циклусу пећи се минимизира са циљем да се смањи трајање циклуса пећи, као и непотребни губици топлотне енергије приликом подизања крова и отварања пећи (који могу да достигну и 10–20 kWh/t при сваком пуњењу [1]). Модерне пећи најчешће се пуне два пута у току циклуса, мада има и пећи које се пуне само једном. Код пећи са *Consteel* системом и код Сименсових шахтних пећи (*finger shaft furnace*), пуњење пећи врши се континуално и не утиче на трајање циклуса пећи.

2.4.2 Топљење шарже

Топљење шарже је главни задатак који треба да обави електролучна пећ. Топљење треба да се обави у најкраћем могућем временском интервалу са циљем да се повећа продуктивност пећи. За топљење шарже користе се и електрична и

хемијска енергија (кисеонички и гасни горионици, као и сагоријевање нечистоћа). Процес топљења шарже одвија се у неколико етапа, које су илустроване Сликом 2.14 [44].

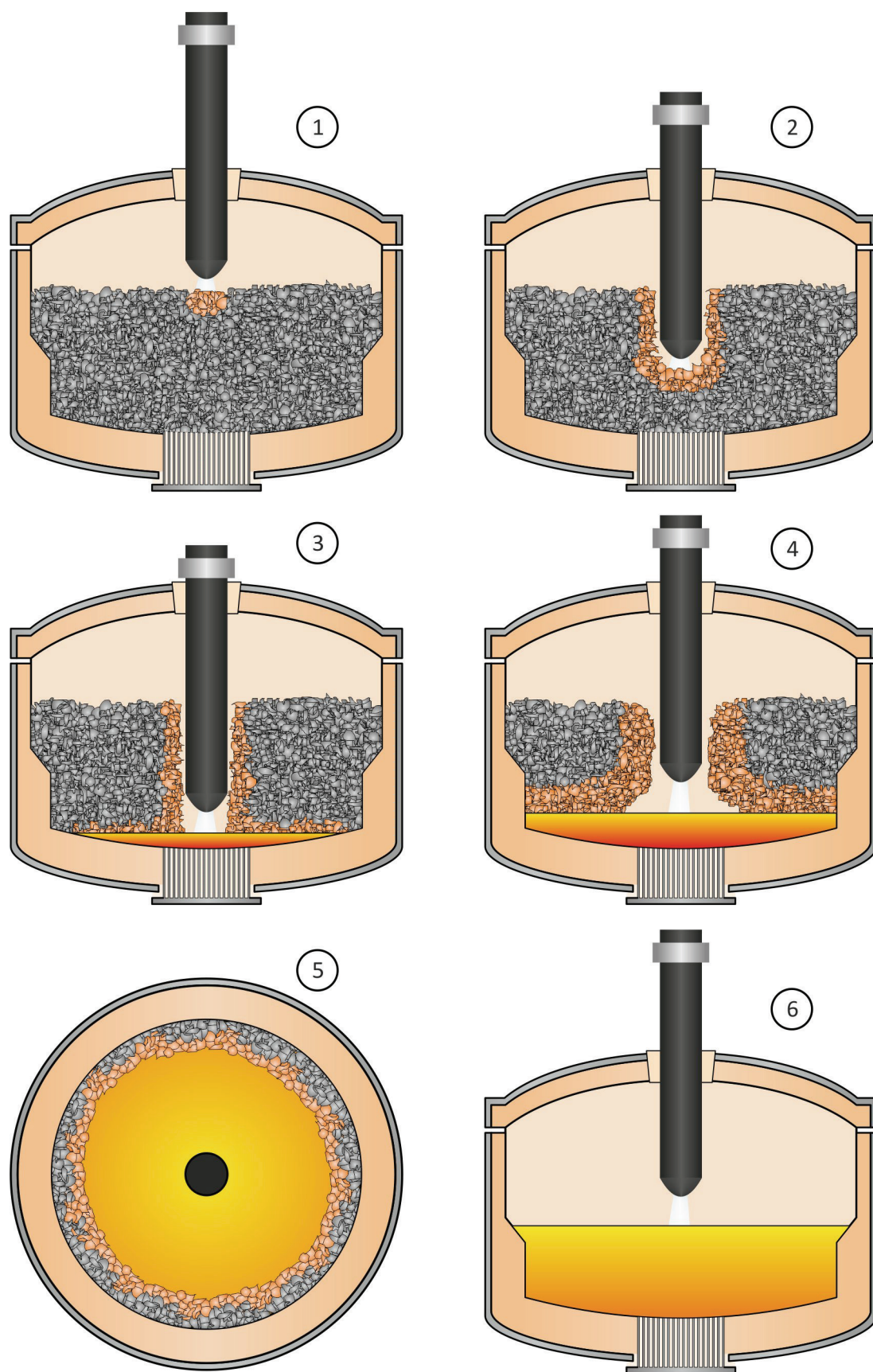
Након што се пећ затвори, електроде се спуштају на шаржу и успоставља се електрични лук (*Arc Ignition Period*, Слика 2.14 (1)).

Након успостављања лука почиње тзв. период бушења (*Bore-in Period*, Слика 2.14 (2)), у току којег електрода "буши" шаржу спуштајући се у пећ и топећи метал који јој се нађе на путу. Током овог интервала, извод трансформатора подешен је на средњу вриједност (електрични лук је кратак, еквивалентна реактанса кола секундара трансформатора је велика и пећ ради са малим фактором снаге) да би се смањило зрачење лука на кров и зидове пећи. Током овог интервала електрични лук је изузетно нестабилан, струја лука се интензивно мијења, и долази до честих кратких спојева и прекида лука. Као посљедица тога, варијације активне и реактивне снаге која се узима из мреже су велике, што доводи до појаве фликера. Након што лук "урони" у шаржу, извод на примару трансформатора се поставља на максималну вриједност, чиме се напон лука повећава на максимум (електрични лук је дугачак, еквивалентна реактанса мала и пећ ради са већим фактором снаге), и топљење се врши максималном снагом. На крају периода "бушења" долази до скупљања течног метала на дну пећи (*Liquid Pool Formation Period*, Слика 2.14 (3)).

Затим се топљење метала наставља максималном снагом (*Main Melting Period*, Слика 2.14 (4)), при чему топљењу метала доприноси и зрачење топлоте са већ истопљеног метала на дну пећи, тако да се метал топи од дна пећи према површини пећи. У овом интервалу електрични лук је стабилан.

Након што се истопи око 15% шарже, пећ се најчешће поново пуни и претходно описани процес се понавља.

Када отпадни метал почне да се урушава од зидова пећи према њеном центру, радни напон се смањује и процес топљења се наставља (*Meltdown Period*, Слика 2.14. (5)). Смањење радног напона је неопходно да би се смањила дужина лука, чиме се смањује зрачење лука на изложене зидове пећи. У случају када се користи метода пјенасте шљаке, смањење напона лука није неопходно јер је цјелокупан лук окружен пјенастом шљаком.



Слика 2.14 Процес топљења шарже: приказ појединих етапа.

Дакле, у овом периоду пећ ради са великом струјом лука, малим напоном лука, кратким и "дебелим" луком, и малим фактором снаге. Тренуци у којима се мијења напон лука одређују се на основу "утрошене" енергије, тј. врши се процјена у ком тренутку је дошло до промјене стања унутар пећи на основу масе и структуре шарже и енергије која је предата пећи.

На крају периода топљења, извод на примару трансформатора се поставља на нижу вриједност (при којој ће да се врши рафинација истопљеног метала) и напон лука се смањује. Ово је неопходно да би се смањила оштећења ватросталних облога зидова пећи. Истопљени метал се узоркује при температури око 1540°C и одређује се садржај потребних адитива за добијање челика жељеног квалитета. И у овом периоду (*Meltdown-Heating Period*, Слика 2.14 (6)) пећ ради са великом струјом лука, малим напоном лука, кратким и "дебелим" луком, и малим фактором снаге. Лук прави конкавно удубљење у истопљеном металу, а са горње стране је потпуно прекривен електродом, чиме је спријечено нежељено зрачење на кров пећи. У случају када се користи метода пјенасте шљаке, лук може да буде и дужи, јер је тада окружен пјенастом шљаком.

2.4.3 Рафинација гвожђа

Рафинација истопљеног гвожђа врши се након што се шаржа потпуно истопа. Рафинација се мањим дијелом врши и током периода топљења. Главне нечистоће које се одстрањују из истопљеног гвожђа су: фосфор, сумпор, алуминијум, силицијум, и манган; као и растворени гасови: азот и водоник. За процес рафинације гвожђа и добијање челика неопходно је присуство кисеоника, који се код модерних пећи удувава током читавог циклуса пећи. Већа количина кисеоника се удувава на крају процеса рафинације да би се смањило садржај угљеника у челику. С обзиром на то да нечистоће имају већи афинитет према кисеонику, оне ће да оксидују прије угљеника, и као оксиди ће да се задрже у шљаци. Треба имати у виду да је количина шљаке мања у електролучним пећима, у односу на базни кисеонички процес, па је самим тим отклањање нечистоћа у електролучним пећима мање у односу на *BOF* процес. Типични састав шљаке у електролучним пећима приказан је у Табели 2.6 [1].

Табела 2.6. Типични састав шљаке у електролучним пећима

Компонента	Извор	Садржај у шљаци
CaO	Унесен	40–60%
SiO ₂	Производ оксидације	5–15%
FeO	Производ оксидације	10–30%
MgO	Унесен као доломит	3–8%
CaF ₂	Унесен као флуидизер шљаке	
MnO	Производ оксидације	2–5%
S	Апсорбован из челика	
P	Производ оксидације	

Када поједине нечистоће доспију у шљаку то не значи да ће тамо и да остану. Напримјер, фосфор ће почети да се враћа у истопљени метал ако је температура метала висока или ако је садржај оксида гвожђа у металу низак (што је случај на крају циклуса). Обично, у електролучним пећима, садржај фосфора у истопљеном металу може да се смањи за 20–50%.

Сумпор се углавном издваја у виду сулфида и таложи се у шљаци. Издвајање сумпора зависи од неколико фактора: хемијског састава шљаке (боље је при базичнијој шљаци, и малом садржају FeO), флуидности шљаке (боље је при већој флуидности), нивоа оксидације гвожђа (што мања то боље), и састава истопљеног метала. Десулфуризација се углавном врши приликом истакања челика (приликом стварања калцијум-алуминатне шљаке) и касније у процесима секундарне металургије.

Металне нечистоће се оксидују и прелазе у шљаку. Оне се оксидују прије угљеника, а често реагују (рецимо Mn) и са FeO, при чему се ослобађа додатна количина гвожђа из ферооксида.

Реакцијом угљеника са кисеоником добија се угљен-моноксид, чијом даљом оксидацијом се обезбјеђује додатна топлотна енергија у пећи, а учествује и у формирању слоја пјенасте шљаке. У модерним електролучним пећима, оксидацијом угљеника обезбјеђује се око 30–40% од укупне топлотне енергије у пећи. Развијање мјехурића угљен-моноксида у истопљеном металу помаже и приликом елиминације азота и водоника из метала.

2.4.4 Одстрањивање шљаке, истакање челика и период задршке

Шљака се одстрањује (просипа) кроз посебан отвор на пећи (*Slag Door*), који се обично налази са супротне стране од отвора за изливање истопљеног челика. Рано одстрањивање шљаке битно је за дефосфоризацију истопљеног метала.

Након што се достигне жељени састав и температура челика, челик се истаче у ливачке лонце. Том приликом се челику додају антиоксиданси: алуминијум и силицијум (у облику феро-силицијма и силико-мангана).

Период задршке је временски интервал који почиње након истакања челика, а завршава се непосредно прије почетка пуњења пећи за нови циклус. Током овог интервала електроде се подигну, кров пећи се смакне, изврши се инспекција ватросталних облога, и изврше неопходне поправке. Период задршке је највеће "мртво вријеме" у току циклуса пећи, и његовим смањењем повећава се продуктивност пећи.

2.5 Енергетски биланс модерне електролучне пећи

Минимално потребна енергија за топљење метала теоријски износи 300 kWh по тони истопљеног метала (*ton of liquid steel – tls*) [1], при чему је температура топљења око 1520°C. Да би се обезбиједило прегријавање истопљеног метала до температуре истакања (1650–1700°C), укупна количина енергије коју је потребно уложити је 350–370 kWh/tls. Међутим, с обзиром на то да је ефикасност модерних електролучних пећи између 55% и 65%, укупна енергија коју је потребно уложити за топљење метала је око 540–680 kWh/tls. У модерним електролучним пећима, поред електричне енергије, чијом конверзијом се добија највећи дио топлоте потребне за топљење шарже, интензивно се користи и хемијска енергија из процеса оксидације угљеника и нечистоћа присутних у металу, као и енергија добијена помоћу кисеоничких и гасних горионика. Удио којим поједини извори учествују у укупној енергији која се преда пећи је специфичан за сваку пећ и зависи од техничких (састав шарже, величина пећи,

температура метала и сл.) и економских услова (цијена појединих енергената). Типичан енергетски биланс за двије различите пећи: модерну *UHP* пећ, и старију пећ средње снаге, приказан је у Табели 2.7 [1].

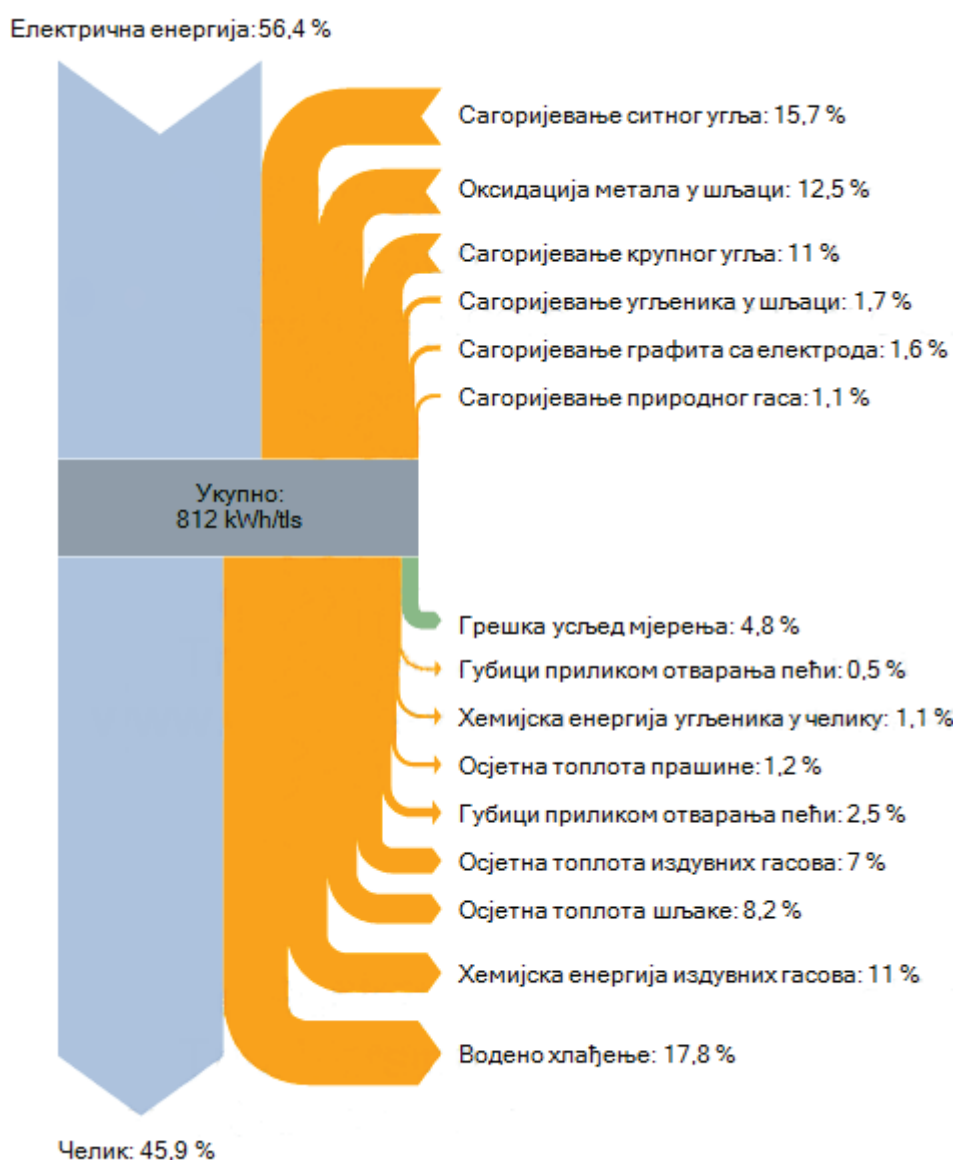
Табела 2.7. Типичан енергетски биланс за модерну *UHP* пећ и старију пећ средње снаге

		Модерна <i>UHP</i> пећ	Старија пећ средње снаге
Улази	Електрична енергија	50–60%	75–85%
	Горионици	5–10%	
	Хемијске реакције	30–40%	15–25%
	Укупно	100%	100%
Излази	Челик	55–60%	50–55%
	Шљака	8–10%	8–12%
	Вода за хлађење	8–10%	5–6%
	Ослобођени гасови	17–28%	7–10%
	Разно	1–3%	17–30%
	Укупно	100%	100%

Прво што може да се уочи из претходне табеле је интензивнија употреба хемијске енергије у модерним пећима, у односу на старије пећи. Самим тим, употреба електричне енергије у модерним пећима је знатно мања. "Губици" на водено хлађење су већи у случају *UHP* пећи, због већег коришћења водом хлађених панела пећи. Разни "губици" у чији састав улазе и електрични "губици" процентуално су много већи код старијих пећи средњих снага. Међутим, енергија ослобођених гасова (тј. "губици" ове енергије са аспекта процеса топљења метала) већи су код *UHP* пећи због много већих улазних снага и краћих циклуса пећи.

Бројеви у претходној табели много зависе од самог процеса добијања челика, и могу значајно да варирају од једног постројења до другог. Процеси као што су досагоријевање угљен-моноксида и предгријавање отпадног метала значајно утичу на коначни енергетски биланс пећи. Поред тога, рекулацијом енергије издувних гасова, енергија уложена у процес може да се повећа за 8–10%.

На Слици 2.15 приказан је енергетски биланс модерне електролучне пећи за једносмјерну струју, капацитета 130 t, и инсталисане снаге 130 MVA, која је инсталирана у компанији *Georgsmarienhütte GmbH*, [45]. Приказани биланс је резултат мјерења енергије у току циклуса бр. 622053, у току којег је добијено 122.9 t течног челика.



Слика 2.15. Енергетски биланс модерне електролучне пећи за једносмјерну струју, капацитета 130 t.

На Слици 2.16 приказан је енергетски биланс модерне електролучне пећи за наизмјеничну струју, компаније *Tenova* [46]. На овом дијаграму се види да се

тек 53,7% уложене енергије искористи за топлење метала. Такође, око 70% укупне енергије "губитака" садржано је у отпадним издувним гасовима. Због тога се у новије вријеме интензивно ради на развоју система за рекуперацију енергије издувних гасова и контроле количине издувних гасова.



Слика 2.16. Енергетски биланс модерне електролучне пећи за наизмјеничну струју, компаније Tenova.

Један од таквих система је и *EFSOP*[®] (*The Expert Furnace System Optimization Process*) систем компаније *Tenova*, који се заснива на динамичкој контроли и оптимизацији издувних гасова на основу мјерења параметара гасова у тзв. четвртом отвору електролучне пећи. Примјена овог система резултирала је смањењем гасова стаклене баште (*Greenhouse Gases–GHG*) за око 18% (10–20 kg CO/tls). Поред тога, ефикасније коришћење хемијске енергије довело је до смањења потрошње електричне енергије за око 14 kWh/tls, што је индиректно

довело до додатног смањења *GHG* гасова за око 3,1 kg/tls (за постројења у Канади), и око 8,4 kg/tls за постројења у САД и Великој Британији. Укупна уштеда у енергији која је остварена у постојећим постројењима са *EFSOP*[®] системом у просјеку износи око 29 kWh/tls, док је редукација CO₂ у просјеку око 17,9% [45].

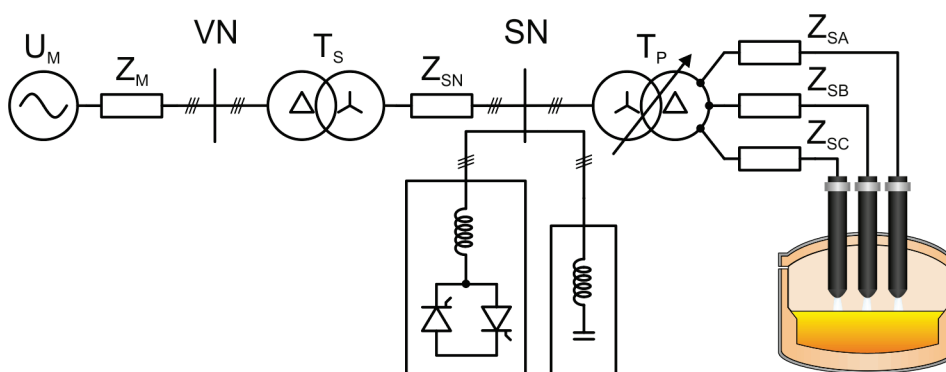
Замјеном старих система за водено хлађење канала за одвод гасова (у којима се вода налази под ниским притиском (4–5 bar) и температуром која је недовољно висока за било какву практичну примјену) новим *ECS (Evaporative Cooling System)* системом компаније *Tenova*, могуће је искористити топлотну енергију која би иначе била ослобођена у атмосферу. Наиме, увођењем система цијеви са високим притиском (15–40 bar), могуће је остварити вишу температуру водене паре (нпр. при 20 bar-а температура кључања воде је 216°C), која даље може да се искористи у системима за вакуумско одстрањивање гасова из пећи, производњу *DRI*-а, или производњу електричне енергије помоћу турбине са органским Ранкиновим циклусом [46].

2.6 Електролучне пећи као потрошачи електричне енергије

Модерне електролучне пећи су потрошачи веома велике инсталисане снаге, при чему тренутна снага пећи може да варира у времену са великим амплитудама. Ове варијације посебно су изражене у току почетне фазе топљења метала, када долази до честих кратких спојева и прекида лука. Као последица тога, варијације активне и реактивне снаге која се узима из мреже су велике. Због великих флукуација активне и реактивне снаге, електролучне пећи великих инсталисаних снага могу да изазову поремећаје у функционисању преносне и дистрибутивне мреже, поготово у случају слабијих мрежа када су ови поремећаји израженији. Ови поремећаји најчешће се огледају у појави треперења напона, и појави нежељених виших хармоника и интерхармоника струје који се уносе у мрежу. Због различитих електричних подсистема електролучних пећи за наизмјеничну и једносмерну струју, ове пећи не утичу на мрежу на исти начин.

2.6.1 Електрични подсистем пећи за наизмјеничну струју

Упрошћена шема електричног подсистема електролучне пећи за наизмјеничну струју представљена је на Слици 2.17 [3], [44], [47]–[49]. Ова шема представља само једну од неколико могућих варијанти прикључења пећи на мрежу. Електрични подсистем модерне пећи за наизмјеничну струју састоји се од флексибилних каблова и електропроводних носача електрода (који су заједно представљени импедансама Z_{SA} , Z_{SB} , Z_{SC}), и самих електрода. Електролучна пећ повезана је на средњенапонску мрежу, SN, преко пећног трансформатора, T_P , чији примарни намотаји су најчешће спрегнути у звијезду, а секундарни у троугао.



Слика 2.17. Упрошћена шема електричног подсистема пећи за наизмјеничну струју.

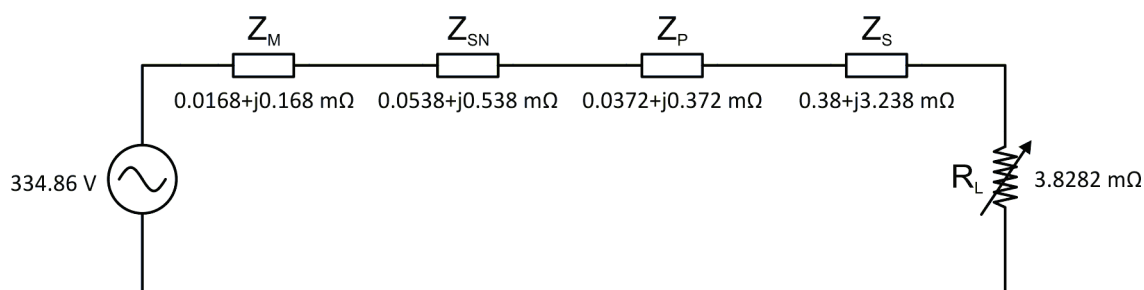
На примарној страни пећног трансформатора инсталиран је регулатор напона, којим може да се мијења број навојака примарног намотаја. Генерално, постоје два типа ових регулатора: регулатор којим се број навојака мијења при оптерећеном трансформатору (*On-load Tap Changer*), и регулатор којим се број навојака мијења при неоптерећеном трансформатору (*No-load Tap Changer*). На мјесту повезивања пећног трансформатора на средњенапонску мрежу, повезани су и уређаји за компензацију реактивне енергије, као и филтери подешени тако да у мрежу не пропусте одређене више хармонике струје оптерећења. Високонапонска мрежа на Слици 2.17 представљена је еквивалентним напонским генератором U_M и импедансом кратког споја Z_M , док су високонапонске сабирнице означене са VN. Средњенапонски трансформатор означен је са T_S , а импеданса водова на средњенапонском нивоу са Z_{SN} .

За дизајн електролучне пећи за наизмјеничну струју важна је крутост електричне мреже на мјесту прикључења пећи (*Point of Common Coupling–PCC*). Крутост мреже обично се изражава снагом трофазног кратког споја (*Short circuit Capacity–SCC*) на мјесту прикључења пећи, или еквивалентном импедансом кратког споја. Од крутости мреже на мјесту прикључења пећи зависи и величина пећи (тј. инсталисана снага пећи), коју је могуће прикључити на датом мјесту, а да притом не дође до недозвољених поремећаја у мрежи приликом рада пећи. Од крутости мреже такође зависи и потреба за колима за компензацију реактивне енергије и филтрирање струја виших хармоника којима пећ оптерећује мрежу.

За оптимално функционисање електролучне пећи веома је важно да електрично коло на страни секундара пећног трансформатора буде симетрично у електричном смислу. У одјељку 2.2.5 наведено је да несиметрија у колу секундара трансформатора може да доведе до неједнаког старења ватросталних облога пећи услед неједнаке расподјеле снаге по фазама. Ова несиметрија је посебно изражена код старијих пећи, код којих су тубуларне сабирнице (које су код новијих пећи замијењене електропроводним носачима електрода) постављене у истој равни (копланарно). Неједнакост реактанси у колу секундара, у случају копланарног распореда сабирница, последица је неједнаке дужине каблова и неједнаке магнетне спреге проводника појединих фаза. На Слици 2.17 ово је посебно назначено импедансама Z_{SA} , Z_{SB} , Z_{SC} , које у општем случају нису међусобно једнаке. Наиме, спрега између централног и спољашњих проводника проузроковаће појаву транспоноване привидне отпорности, која ће у спољашњем проводнику који је прикључен на фазу која предњачи, довести до повећања његове еквивалентне отпорности (која се "види" са стране секундара). Са друге стране, код проводника који је прикључен на фазу која касни, ова привидна отпорност довешће до смањења његове еквивалентне отпорности [32]. Рјешење овог проблема је у еквилатералној триангулацији проводника у секундарном колу трансформатора (тј. симетричном распореду проводника у облику једнакостраничног троугла), чиме је неједнакост импеданси појединих фаза у секундарном колу трансформатора сведена на минимум.

Основни параметри система представљеног шемом на Слици 2.17, у случају пећи капацитета 72,6 t (80 кратких тона), напајане пећним

трансформатором снаге 50 MVA, приказани су на Слици 2.18, [50]. Номинални (линијски) напон секундара пећног трансформатора је 580 V, а импеданса кратког споја је 5.53%. Номинална снага средњенапонског трансформатора је 50 MVA, а импеданса кратког споја је 8%. Номинални напон високонапонске мреже је 336 kV, а снага трофазног кратког споја мреже је 2000 MVA. Импеданса секундарног кола (флексибилни каблови, тубуларне сабирнице (укључујући и њихове држаче) и електроде) прорачуната је на основу специфичне геометрије кола. Сви параметри кола са Слике 2.18 израчунати су за мрежну учестаност 60 Hz, и преликани на страну секундара пећног трансформатора.

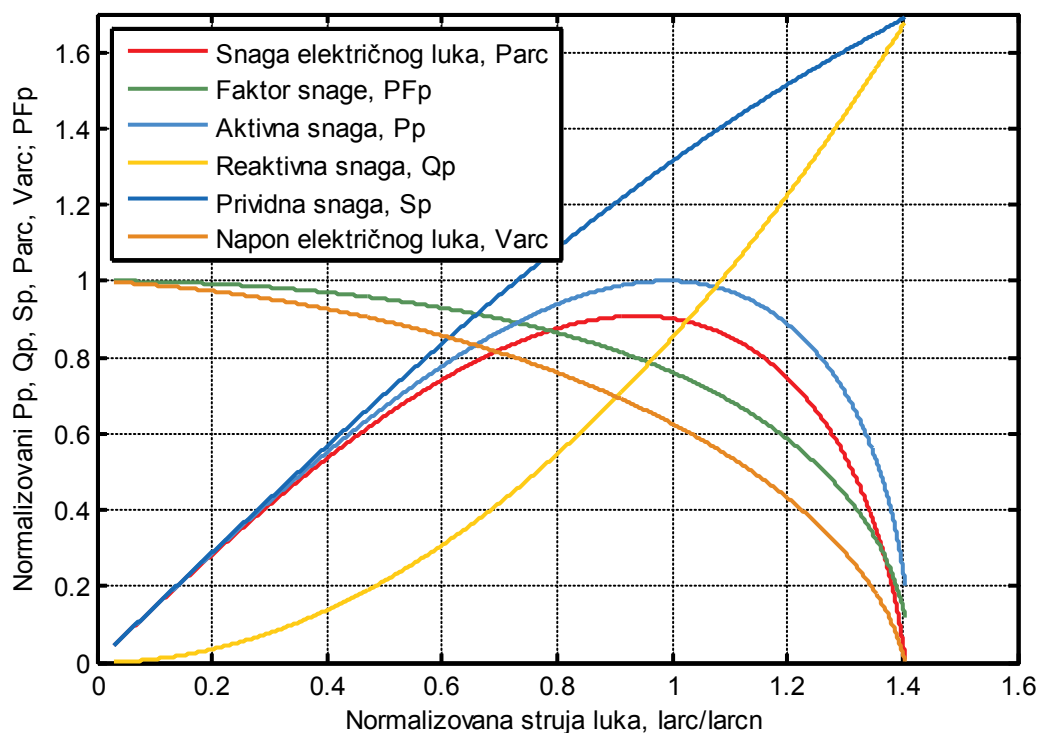


Слика 2.18. Еквивалентна шема електричног подсистема пећи за наизмјеничну струју.

На Слици 2.18 се види да реактанса секундарног кола чини око 75% укупне реактансе система. Такође, види се да промјењива отпорност којом је моделован електрични лук чини око 90% укупне отпорности система. Отпорност лука израчуната је за случај када се из високонапонске мреже узима максимална активна снага (при фактору снаге једнаком 0.707, посматрано на високонапонској страни). При тако израчунатој отпорности лука, израчуната струја лука је 54,855 kA, и ова струја је усвојена као номинална.

На Слици 2.19 приказане су основне величине које карактеришу рад пећи у зависности од струје електричног лука, за претходно разматрани систем чији параметри су приказани на Слици 2.18. Претпостављено је да је коло секундара трансформатора симетрично у електричном смислу. Активна, реактивна и привидна снага, као и фактор снаге, посматрани су на улазу у пећни трансформатор. Све снаге нормализоване су у односу на активну снагу која се има

на улазу у пећни трансформатор при номиналној струји. Напон електричног лука нормализован је у односу на напон празног хода.



Слика 2.19. Основне величине које карактеришу рад пећи у зависности од струје електричног лука.

На Слици 2.19 се види да је активна снага на примару пећног трансформатора максимална при номиналној струји (тј. при фактору снаге једнаком 0.707, посматрано на високонапонској страни). Ако би се струја даље повећавала, активна снага на примару пећног трансформатора би се смањивала, а смањивала би се и снага електричног лука. Међутим, у *UHP* пећима (поготово у пећима у којима се не користи метода пјенасте шљаке), повећање струје лука је неопходно у појединим периодима рада пећи, јер се тиме добија краћи лук, и смањује се ерозија ватросталних облога пећи.

Снага електричног лука у посматраном случају достиже максимум при фактору снаге 0.797 (посматраном на примару пећног трансформатора). Такође, максимум снаге лука достиже се при мањој струји, у односу на максимум снаге на примару пећног трансформатора. Електролучне пећи обично раде тако да се струја електричног лука одржава унутар одређеног опсега. Ако би пећ радила са струјом лука која је мања од доње границе, регулатор позиције електрода би

постајао нестабилан и долазило би до интензивног њихања каблова секундарног кола. Поред тога, ерозија ватросталних облога пећи била би интензивнија због веће дужине лука. Ако би, са друге стране, пећ радила са струјом лука која је већа од горње границе, регулатор не би могао да разликује ово стање од кратког споја. Осим тога, рад пећи у овом режиму не би био економичан, јер би губици били велики а ефикасност мала [44].

Реактивна и привидна снага на примару пећног трансформатора ће расти при порасту струје лука, а максималну вриједност достићи ће при кратком споју електрода пећи.

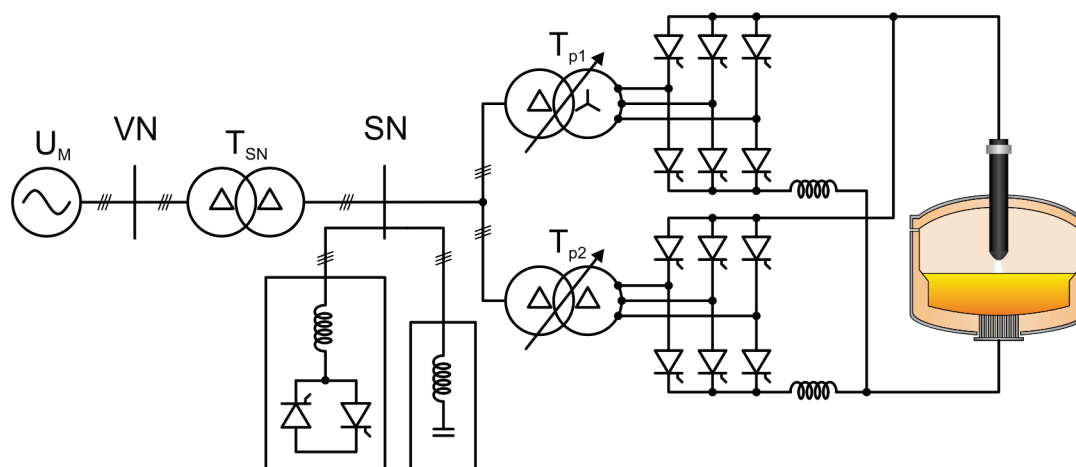
Фактор снаге ће, као и напон лука, опадати при порасту струје лука, и достићи ће минимум ($PF=0.1202$) при кратком споју електрода пећи.

Да би се смањили негативни утицаји електролучне пећи на електроенергетски систем, за напајање пећи се понекад користи средњенапонски трансформатор са већом реактансом расипања. У [50] је, међутим, показано да је овакав приступ погрешан, јер је у том случају неопходно повећати напон на секундару трансформатора да би се одржале жељене карактеристике електричног лука. Ово повећање напона ће, ако ништа друго, довести до већих варијација снага између празног хода и кратког споја. Сличан ефекат (повећање реактивне снаге и смањење фактора снаге с циљем да се одржи иста снага лука) би се имао при повећању дужине каблова у колу секундара пећног трансформатора.

2.6.2 Електрични подсистем пећи за једносмјерну струју

Електрични подсистем пећи за једносмјерну струју садржи полупроводнички (најчешће тиристорски) исправљач, и пригушницу која је повезана на ред са електродом. Упрошћена шема типичног електричног подсистема електролучне пећи за једносмјерну струју представљена је на Слици 2.20 [51]–[54]. Пуноуправљиви трофазни мосни исправљачи на слици повезани су паралелно преко међуфазних пригушница. Различитом спрегом секундара пећних трансформатора омогућено је да оваква спрега претварача ради као шестофазни (у литератури се често назива и 12-пулсни) исправљач. Друга варијација ове шеме умјесто два двонамотајна пећна трансформатора садржи један тронамотајни

трансформатор, са једним секундаром спрегнутим у звијезду, а другим спрегнутим у троугао.

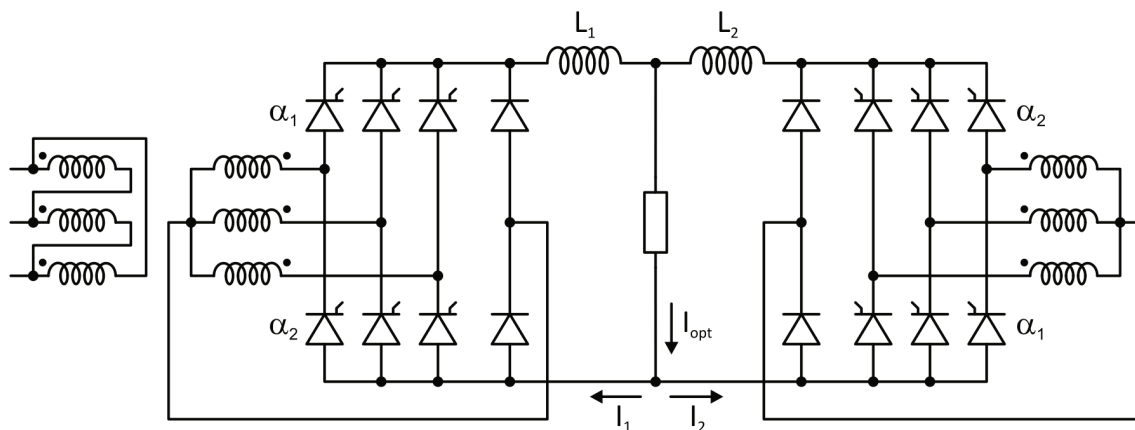


Слика 2.20. Упрошћена шема типичног електричног подсистема пећи за једносмјерну струју.

Спрега исправљача као на Слици 2.20 омогућава елиминацију одређених виших хармоника струје који се уносе у напојну мрежу, тако да се у мрежу уносе хармоници реда $12k \pm 1$ ($k \in \mathbb{N}$) [55]. Због изразито нелинеарног карактера електричног лука и његове интеракције са енергетским претварачем, у мрежу ће се осим ових хармоника унијети и интерхармоници (хармоници чија фреквенција није једнака цјелобројном умношку учестаности основног хармоника). Поред претварача са претходне слике, за напајање пећи се често користи и 24-пулсни претварач, који омогућава елиминацију још већег броја хармоника струје, тако да се у мрежу уносе хармоници реда $24k \pm 1$ ($k \in \mathbb{N}$). Овај претварач добија се паралелним повезивањем четири трофазна пуноуправљива мосна исправљача који се напајају из два тронамотајна трансформатора, тако да се на секундарима трансформатора добију системи напона који су међусобно фазно помјерени за по 15° .

Индуктивност пригушнице у једносмјерном колу типично износи 100–400 μH [1], а у посебним случајевима, када је потребно смањити број "пропада" струје и прекида електричног лука, ова индуктивност достиже и 1 mH [56]. Пригушница у једносмјерном колу не доприноси само стабилизацији електричног лука него и смањењу струја виших хармоника које се уносе у мрежу.

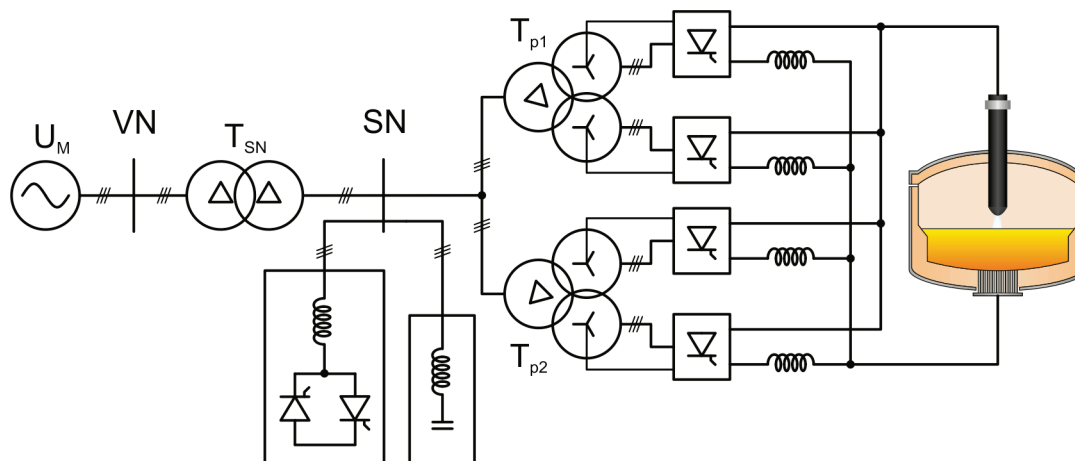
За напајање електролучне пећи за једносмерну струју предложено је још неколико топологија претварача. Најинтересантнија за примјену је топологија претварача са замајним диодама, приказана на Слици 2.21, која је предложена у [53].



Слика 2.21. Претварач са замајним диодама за напајање пећи за једносмерну струју.

Овај претварач омогућава контролу реактиве енергије тако да се она одржава константном, или да има минималне варијације око средње вриједности. То се постиже раздијеленим управљањем тиристорима, тј. угао управљања за три тиристора са заједничком катодом (три "горња" тиристора у мосту) се разликује од угла управљања за тиристоре са заједничком анодом (три "доња" тиристора у мосту). Оваквим управљањем, у секундарима трансформатора генеришу се виши хармоници струје реда $3k \pm 1$ ($k \in \mathbb{N}$), као и једносмерна компонента струје. Спрега примара у троугао спријечава пролазак триплих хармоника у мрежу, док се укрштањем углова управљања (као што је приказано на Слици 2.21) и постављањем одговарајућих намотаја секундара на исти стуб трансформатора, елиминишу парни хармоници и једносмерна компонента струје секундара. На овај начин, улазна струја има облик као код шестопулсног исправљача, и садржи више хармонике реда $6k \pm 1$ ($k \in \mathbb{N}$).

Паралелним повезивањем оваква два исправљача, при чему су примари трансформатора спрегнути тако да су секундарни напони трансформатора међусобно фазно помјерени за 30° , добија се 12-пулсни исправљач, као на Слици 2.22, који мрежу оптерећује вишим хармоникима струје реда $12k \pm 1$ ($k \in \mathbb{N}$).

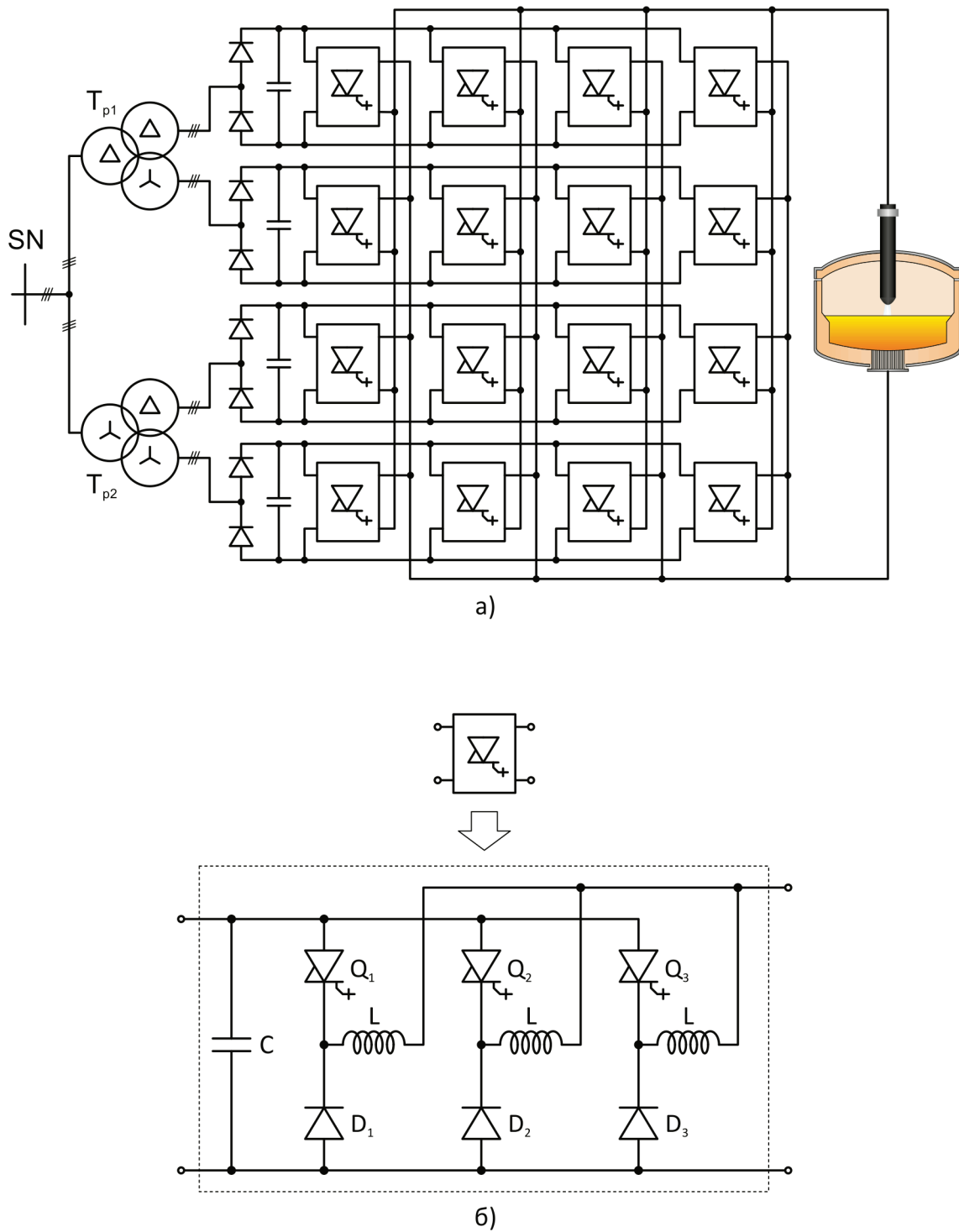


Слика 2.22. Електрични подсистем пећи за једносмјерну струју са претварачем са замајним диодама.

У [56] је предложено и индиректни претварач са чоперима велике снаге, који се састоји од диодних исправљача на улазу, који се напајају из секундарног трансформатора тако да чине 24-пулсни исправљач, и паралелно повезаних чопера спуштача напона, као што је приказано на Слици 2.23 а). Сваки од чопера спуштача напона састоји се од три гране (као што је приказано на Слици 2.23 б)) које раде у *interleaved* режиму. На Слици 2.23 приказан је систем са минималним бројем чоперских модула (16), за случај када на пећи постоје 4 прикључка за аноде (који су на шеми са Сlike 2.23 међусобно кратко спојени). У [56] је израчунато да је за пећ снаге 100 MW, неопходно минимално 156 оваквих грана чопера, под условом да је прекидачка учестаност са којом раде полупроводнички прекидачи (*IGBT* или *IGCT*) једнака 1 kHz. На основу резултата симулација, утврђено је да додатно филтрирање улазне струје није неопходно у случају када се активна снага одржава константном, са хистерезисом као што је предложено у [56]. Финална верзија чопера предложеног у [56] имала би 64 чоперска блока (тј. 192 гране), улазни кондензатор капацитивности 5,2 mF, и три излазне пригушнице индуктивности 750 μ H.

Неколико конфигурација претварача базираних на елементарном чоперу спуштачу напона представљено је у [57], гдје је наведено да за пећ снаге 35 MW, и струје 70 kA, чоперско рјешење има мање губитке (за 524 kW) у односу на еквивалентни тиристорски претварач. Поред тога, чоперско напајање има и већи фактор снаге (0.93), у односу на 0.7 код еквивалентног тиристорског претварача.

Такође, у случају индиректног претварача са чоперима, потребна номинална снага тронамотајног трансформатора била би 38 MVA, насупротив 50 MVA, колико би било потребно у случају тиристорског претварача.

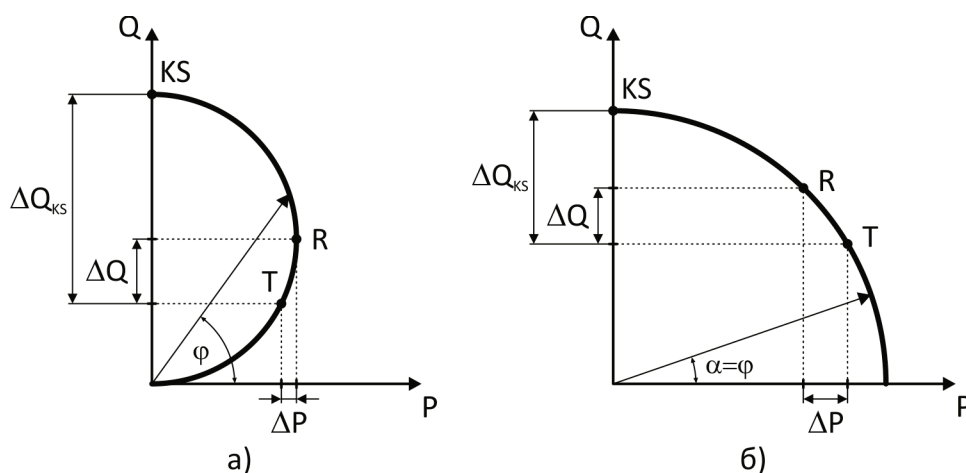


Слика 2.23. а) шема претварача предложеног у [56],
 б) шема елементарног чоперског модула.

Већа потребна снага трансформатора у случају тиристорског исправљача последица је рада исправљача са већим углом управљања, са циљем да се при одржавању струје пећи константном обезбједи одређена маргина напона при наглим пропадима струје лука, и тако спријечи прекидање лука.

2.6.3 Флукуације активне и реактивне снаге и појава треперења напона као последица рада електролучних пећи

Флукуације активне и реактивне снаге која се узима из мреже током рада електролучних пећи, најлакше могу да се илуструју помоћу кружног дијаграма снаге за пећ за наизмјеничну струју (Слика 2.24 а)), и дијаграма зависности реактивне од активне снаге пећи при промјени угла управљања тиристорима (Слика 2.24 б)).



Слика 2.24. Дијаграми зависности реактивне од активне снаге која се узима из мреже за: а) пећ за наизмјеничну струју, б) пећ за једносмјерну струју.

Кружни дијаграм снаге за пећ за наизмјеничну струју нацртан је под претпоставком да је електрични лук моделован отпорником промјењиве отпорности. Ово је најједноставнији и најмање тачан модел електричног лука, али довољно тачан за квалитативна разматрања варијација активне и реактивне снаге пећи. Дијаграм на Слици 2.24 б) важи за пећ за једносмјерну струју напајану шестофазним пуноуправљивим тиристорским исправљачем, као на Слици 2.20.

Слова T , R и KS означавају топљење, рафинацију и кратак спој, респективно; односно, означавају радне тачке у којима се врши топљење шарже и рафинација челика, и тачку у којој су електроде пећи кратко спојене.

Са Сlike 2.24 се види да ће приликом топљења и рафинације челика у пећима за наизмјеничну струју, варијације реактивне снаге, ΔQ , бити много веће од варијација активне снаге, ΔP (чак и до 10 пута [58]). У случају пећи за једносмјерну струју, при истим варијацијама активне снаге, варијације реактивне снаге су много мање. Варијације снаге код обе пећи су најизраженије током периода "бушења" (одјељак 2.4.2), током којег су варијације дужине електричног лука и струје електричног лука интензивне, и током којег долази до честих кратких спојева и прекида електричног лука. Притом, ове варијације зависе од много параметара (количине и специфичне густине шарже, интензитета удубавања кисеоника, радне тачке пећи), као и од начина и интензитета урушавања шарже током топљења; и практично имају стохастички карактер. На Слици 2.24 може да се види да у тренуцима кратких спојева долази до веома великих флукуација реактивне снаге, ΔQ_{KS} . Ове флукуације су знатно веће код пећи за наизмјеничну струју, јер је код пећи за једносмјерну струју електрични лук додатно стабилизован регулатором струје лука, која се одржава приближно константном помоћу тиристорског исправљача. Ово је уједно и највећа предност пећи за једносмјерну струју у односу на пећ за наизмјеничну струју.

Претходно разматране варијације активне и реактивне снаге, производе варијације напона у тачки прикључења пећи на мрежу, које могу да се опишу једначином:

$$\Delta V \approx \frac{R \cdot \Delta P}{3V_0} + \frac{X \cdot \Delta Q}{3V_0} \quad (2.1)$$

гдје су:

V_0 - напон у тачки прикључења пећи, при неоптерећеној мрежи;

R, X - еквивалентна отпорност и реактанса мреже у тачки прикључења пећи, респективно;

$\Delta P, \Delta Q$ - варијације активне и реактивне снаге која се узима из мреже у тачки прикључења пећи, респективно.

Треба напоменути да је претходна једначина упрошћена (отуда знак \approx), јер је у њој узета у обзир само компонента промјене мрежног напона која је у фази са тим напоном; тј. занемарена је компонента промјене напона која је у квадратури са мрежним напоном. С обзиром на то да је код преносних мрежа еквивалентна реактанса кратког споја на мјесту прикључења пећи већа од еквивалентне отпорности мреже, на варијације напона ће много више утицати промјене реактивне снаге у тачки прикључења пећи. Због тога се утицај промјена активне снаге на варијације напона најчешће занемарује. Ове варијације напона, чија учестаност може да буде у опсегу $0\div 30$ Hz [58], изазивају иритантно треперење свјетлости (фликер) код извора са ужареном нити.

Прецизна дефиниција фликера дата је у техничком рјечнику *IEC*-а [59]: "Утисак колебљивости визуелног осјећаја изазаваног свјетлосним стимулусом чија се освјетљеност или спектрална расподјела мијења у времену" (*engl: impression of unsteadiness of visual sensation induced by a light stimulus whose luminance or spectral distribution fluctuates with time*). Према претходној дефиницији, појава фликера је комбинација два фактора: флукуације напона која производи промјену интензитета свјетлости, и утиска промјене који има особа која је изложена овој промјени. Због тога, појаву фликера није једноставно квантификовати, јер зависи од опажања и реакције посматрача. На опажање и реакцију посматрача утиче више фактора: амплитуда и фреквенција флукуација, трајање поремећаја, боја извора свјетлости, и активност посматрача [60].

Појава фликера квантификује се *IEC* фликерметром, који је дефинисан *IEC* стандардом *IEC 61000-4-15* [61], и чија је функција да промјене напона на његовом улазу трансформише у параметар који је пропорционалан са перцепцијом фликера коју изазива та промјена напона. Ово се постиже симулацијом процеса визуелног опажања, тј. симулацијом тзв. сијалица-око-мозак везе (*lamp-eye-brain chain*). Према *IEC 61000-4-15*, људско око је најосјетљивије на варијације напона, чија фреквенција је око 8.8 Hz. Стандард *IEC 61000-4-15* даје функционалну и пројектну спецификацију, на основу које је могуће конструисати и тестирати фликерметар. Фликерметар дефинисан стандардом *IEC 61000-4-15* састоји се од два дијела: први, који врши симулацију одзива тзв.

сијалица-око-мозак везе; и други, који врши статистичку анализу добијеног сигнала фликера и презентацију резултата.

Фликер се квантификује помоћу два параметра, који се добијају фликерметром. То су: краткорочна јачина фликера (*short-time flicker severity*), P_{st} ; и дугорочна јачина фликера (*long-time flicker severity*), P_{lt} .

Краткорочна јачина фликера, P_{st} , одређује се на 10-минутном интервалу [60], [61]. Овај интервал довољно је дуг да би се спријечио велики утицај изолованих варијација напона, и да би се обезбиједила детекција постојаности поремећаја. Са друге стране, интервал је довољно кратак, да могу да се квантификују утицаји поремећаја које изазивају уређаји са кратким *duty cycle*-ом. P_{st} је бездимензиона величина, и његова јединица одговара прагу иритантности, тј. оној граничној јачини фликера коју не треба прећи, да се код посматрача не би изазвао осјећај нелагодности при посматрању било којег типа фликера, независно од извора поремећаја напона који узрокују фликер.

Дугорочна јачина фликера, P_{lt} , одређује се на интервалу дужине 2 сата, на основу 12 узастопних вриједности параметра P_{st} , према једначини [60], [61]:

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^{12} P_{st,i}^3}{12}} \quad (2.2)$$

Параметар P_{lt} омогућава процјену фликера у случајевима када извори поремећаја напона раде са дугим и промјењивим *duty cycle*-ом (као што су електролучне пећи), или када неколико извора (нпр. апарати за заваривање и мотори) изазива поремећаје истовремено, на стохастички начин.

Поред претходно наведених параметара за процјену јачине фликера, треба поменути и релативну промјену напона, изражену у процентима. Овај параметар представља одступање ефективне вриједности напона од усредњене (на одређеном интервалу) ефективне вриједности напона у устаљеном стању, и означава се са $\Delta V/V$, или са d . Овај параметар може да се доведе у везу са P_{st} и P_{lt} , одређеним апроксимативним поступцима [60].

Одређивање нивоа фликера изазваног појединачним потрошачем, може да се врши на два начина. Први начин је мјерењем фликера на мјесту прикључења

потрошача чији утицај се одређује, и то: 1) при прикљученом потрошачу, и 2) када потрошач није прикључен. На овај начин елиминише се утицај позадинског фликера, који није последица рада посматраног потрошача. Овакво мјерење фликера даје поуздане резултате у случајевима када је ниво параметра P_{st} за позадински фликер мањи од 0.5 [60]. Алтернативна метода за одређивање фликера састоји се у мјерењу струје потрошача, и прорачуном напона (помоћу симулације) уношењем ове струје у модел напојне мреже (који мора да садржи импедансу мреже). Стандардима *IEC 61000-3-3*, *IEC 61000-3-5*, *IEC 61000-3-11*, дефинисан је овај начин прорачуна у случају потрошача прикључених на нисконапонску мрежу [60].

Стандардом *IEC 61000-4-30* препоручено је да мјерења фликера ради верификације усклађености уређаја са прописаним стандардом, треба да се изводе у трајању од најмање седам дана [60]. Затим је потребно одредити кумулативну функцију расподеле вјероватноће за добијене вриједности P_{st} и P_{lt} . Након тога се са криве расподеле одреде вриједности $P_{st99\%}$ и $P_{lt99\%}$ (тј. вриједности фликера које нису превазиђене током 99% посматраног временског интервала). На крају, ове вриједности се пореде са вриједностима за P_{st} и P_{lt} које су прописане од стране компаније за пренос и дистрибуцију енергије, и утврђује се сагласност (*compliance*). Умјесто параметара $P_{st99\%}$ и $P_{lt99\%}$, у пракси се често дају параметри $P_{st95\%}$ и $P_{lt95\%}$. Везе између ових параметара су [62]:

$$\begin{aligned} P_{st99\%} &= 1.25 \cdot P_{st95\%} \\ P_{lt95\%} &= 0.84 \cdot P_{st95\%} \end{aligned} \quad (2.3)$$

С обзиром на то да прописане вриједности варирају од случај до случаја, стандардом *IEC 61000-3-7* су прописане индикативне планиране вриједности за средњенапонске мреже (*MV*), високонапонске мреже (*HV*), и мреже веома високих напона (*EHV*). Ове вриједности приказане су у Табели 2.8 [60]. Планиране вриједности параметара морају у сваком тренутку да буду ниже од вриједности у односу на које се одређује сагласност (које су такође прописане стандардом *IEC 61000-3-7*), и које за *MV* и *HV* мреже износе: $P_{st}=1$, $P_{lt}=0.8$ [60].

Табела 2.8. Индикативне планиране вриједности параметара P_{st} и P_{lt} за MV, HV и EHV мреже [60]

	Планиране вриједности параметара	
	<i>MV</i>	<i>HV, EHV</i>
P_{st}	0.9	0.8
P_{lt}	0.7	0.6

У случајевима када фликер није могуће директно измјерити (у фази пројектовања потрошача и планирања његове инсталације), потребно је извршити његову предикцију, како јачина фликера не би прешла дозвољену, и како би могле да буду дефинисане и мјере за његово евентуално сузбијање. Предикција нивоа фликера најчешће се врши тако што се најприје прорачуна максимална релативна промјена напона, која је последица варијација оптерећења. Затим се израчунава јачина фликера коју ће да проузрокује ова промјена напона. На крају се суперпонирају утицаји различитих извора фликера.

Треба напоменути да је стандардом дефинисан аналогни фликерметар, тако да ефекти одабирања и квантизације код дигитално имплементираних фликерметара нису узети у обзир, мада могу да доведу до знатних одступања у показивању инструмента [60].

Методe за сузбијање фликера заснивају се на смањењу варијација снаге (поготово реактивне), и повећању снаге кратког споја мреже на мјесту прикључења потрошача. Углавном се користе методе базиране на смањењу варијација снаге, јер су методе за повећање снаге кратког споја мреже скупе и неисплативе. За смањење варијација реактивне снаге најчешће се користе статички компензатори *SVC* (*Static Var Compensator*), који могу да садрже разне комбинације фазних регулатора са пригушницама (*thyristor-controlled reactor–TCR*) и тиристорски контролисаних батерија кондензатора (*thyristor-switched capacitor–TSC*). Осим ових претварача, у новије вријеме користе се и *STATCOM* (*static synchronous compensator*) уређаји. То су практично напонски контролисани инвертори, који су повезани паралелно са мрежом, преко одговарајућих пригушница. *STATCOM* уређаји су скупљи у односу на уређаје *SVC* типа, али имају много бржи одзив и омогућавају компензацију виших хармоника струје оптерећења.

Измјерене вриједности параметара P_{st} и P_{lt} у постројењима са електролучним пећима, варирају у зависности од конкретног случаја. У [63] су дате измјерене вриједности параметара P_{st} и P_{lt} за пећ за наизмјеничну струју, капацитета 50 t, и инсталисане снаге 40 MVA, прикључену на мрежу напона 33 kV. Највећа краткоточна јачина фликера измјерена је у фази број 2, и износи $P_{st}=2.33$. Ово је неусредњена вриједност, на основу које не може да се оцијени компатибилност пећи. У [63] је, међутим, наведено да пећ није компатибилна са стандардом. Измјерена дугорочна јачина фликера износи $P_{lt}>0.74$, што је веће од планиране вриједности. У [64] дата је вриједност параметра $P_{st95\%}$ за пећ за наизмјеничну струју, инсталисане снаге 83 MW и капацитета 170 t. Мјерене су вриједности овог параметра на два мјерна мјеста: на мјерном мјесту унутар фабрике, и на подстаници удаљеној 55 km од фабрике (на напонском нивоу од 220 kV). Вриједности параметара су одређиване и при искљученом, и при укљученом SVC-у. Највећа измјерена вриједност у фабрици при искљученом SVC-у била је $P_{st95\%}=6.375$, док је истовремено у подстаници измјерена вриједност $P_{st95\%}=1.985$. Највећа измјерена вриједност у фабрици при укљученом SVC-у била је $P_{st95\%}=3.313$, док је истовремено у подстаници измјерена вриједност $P_{st95\%}=1.031$. Све вриједности измјерене су при снази пећи од око 30MW. У [65] су дате вриједности параметра $P_{st95\%}$ за пећ за наизмјеничну струју, инсталисане снаге 83 MW, која је прикључена на слабу мрежу, напона 220 kV и снаге кратког споја $S_{sc}=3600$ MVA, у мјесту Авеста (*Avesta*), у Шведској. Прије прикључења пећи, измјерено је $P_{st95\%}=0.6$. Непосредно након прикључења пећи, параметар $P_{st95\%}$ достигао је вриједност $P_{st95\%}=2.9$, што је много више од дозвољених $P_{st95\%}=1.7$ у мјесту Авеста (овако велика вриједност за $P_{st95\%}$ дозвољена је због слабије мреже). Измјерена вриједност јачине фликера на средњенапонским сабирницама пећи за једносмјерну струју, номиналне струје 120 kA, дата је у [66]. Пећ је напајана из два тронамотајна трансформатора, секундарних напона 821 V, преко два паралелно повезана 12-пулсна исправљача. Измјерена вриједност 99% краткорочне јачине фликера била је $P_{st99\%}=1.1-1.2$. Утицај различитих начина компензације (*VSC*, *STATCOM*, *VSC+STATCOM*, распрегнути компензатор) на показатеље квалитета електричне енергије одређен је симулацијом, на основу параметара пећи за једносмјерну струју, номиналне струје 96 kA, напајане 12-

пулсним исправљачем [67]. Распрегнути компензатор састоји се од два напонски контролисана инвертора. Први инвертор ради у *square-wave* моду, и његова функција је да компензује реактивну снагу основног хармоника. Други инвертор је *PWM* контролисан, и његова функција је да компензује изобличења проузрокована исправљачем и првим инвертором. Резултати добијени за параметар P_{st} приказани су у Табели 2.9.

Табела 2.9. Утицај различитих начина компензације на параметар P_{st} код пећи за једносмјерну струју [67]

	Без компензације	Активни филтер (<i>VSC</i>)	<i>STATCOM</i>	<i>VSC</i> + <i>STATCOM</i>	Распрегнути компензатор
P_{st}	2.07	2.53	0.89	0.66	0.37

Из претходне табеле се види да активни филтер, који је у разматраном случају подешен тако да компензује више хармонике и интерхармонике струје пећи, не компензује варијације напона које изазивају фликер на мјесту прикључења пећи. Напротив, параметар P_{st} је повећан у односу на случај без компензације. Резултати симулације су такође показали да је компензацију варијација напона које изазивају фликер најбоље вршити помоћу распрегнутог компензатора, који уједно има и мање димензије од комбинације *VSC*+*STATCOM*. На основу резултата симулације, у [3] је извршено поређење утицаја пећи за наизмјеничну и пећи за једносмјерну струју на показатеље квалитета електричне енергије. Симулирана пећ за једносмјерну струју напајана је трофазним тиристорским исправљачем. Вриједности параметра P_{st} одређене су на основу варијација напона на 220 kV сабирницама. У случају пећи за наизмјеничну струју израчунато је $P_{st}=4.70$, док је у случају пећи за једносмјерну струју израчунато $P_{st}=1.02$. У [68] је наведено да је појава интерхармоника главни узрок фликера. Као главни узрок фликера, наводе се првенствено интерхармоници између основног и другог хармоника, као и интерхармоници између другог и трећег хармоника. С обзиром на то да већина комерцијално коришћених компензатора *SVC* типа појачава амплитуде интерхармоника између основног и другог хармоника [68], овим компензаторима није могуће компензовати појаву фликера.

Напротив, овај тип компензатора појачава фликер. Да би проблем фликера био избјегнут или његово рјешење економски прихватљиво, неки аутори препоручују да однос снаге кратког споја на мјесту прикључења пећи, и номиналне снаге пећи, не би требало да буде мањи од 80 (код неких аутора 50) [68].

2.6.4 Појава виших хармоника и интерхармоника струје и напона као посљедица рада електролучних пећи

Познато је да се виши хармоници дефинишу као хармонијске компоненте чија учестаност је једнака цјелобројном умношку учестаности основног хармоника. Интерхармоници су дефинисани стандардом *IEC 61000-2-2* [69], као хармонијске компоненте чија учестаност није једнака цјелобројном умношку учестаности основног хармоника. Специјално, интерхармоници чија учестаност је мања од учестаности основног хармоника, називају се субхармоници. Ред интерхармоника дефинисан је као однос учестаности интерхармоника и основне учестаности, и препоручено је да се означава са "m". Изразито нелинеарна зависност између напона и струје електричног лука у електролучној пећи, као и интензивне варијације активне и реактивне снаге у току рада пећи, су узрок појаве виших хармоника и интерхармоника струје, којима пећ оптерећује преносну мрежу. Ред виших хармоника струје донекле је могуће предвидјети код пећи за једносмјерну струју, на основу карактеристика енергетског претварача којим се пећ напаја. Познато је да у случају идеалног тиристорског исправљача, исправљач генерише више хармонике струје реда [55]:

$$f_h = (pf \pm 1)n \quad (2.4)$$

гдје су: p – број пулсација излазног напона у току једне периоде мрежног напона, и f – учестаност мрежног напона. Дакле, у случају када је струја оптерећења константна (када пригушница у једносмјерном колу исправљача има бесконачно велику индуктивност), исправљач ће да генерише само хармонијске компоненте струје чија је учестаност једнака цјелобројном умношку учестаности основног хармоника. У пракси, једносмјерна струја на излазу из исправљача има одређену таласност, па ће исправљач, поред виших хармоника, на улазним прикључцима

генерисати и интерхармоники, који настају тако што виши хармоници бивају модулисани учестаношћу таласности струје. Нпр. ако се пећ напаја из шестопулсног тиристорског исправљача, при чему је струја оптерећења константна, карактеристични хармоници струје имаће учестаности: 50 Hz, 250 Hz, 350 Hz, итд. Ако, међутим, једносмјерна струја на излазу исправљача садржи рипл учестаности 177 Hz, на улазним прикључцима ће се појавити интерхармоници учестаности: 177 ± 50 Hz, 250 ± 177 Hz, 350 ± 177 Hz, итд. Таласност струје електричног лука у електролучним пећима зависи од стања електричног лука, који има стохастичку природу. Због тога, и интерхармоници које генеришу електролучне пећи имају стохастичку природу и значајно варирају током рада пећи, и по амплитуди и по учестаности. Са аспекта фликера, посебно су интересантни интерхармоници чија учестаност је блиска учестаности основног хармоника (или учестаности неког вишег хармоника), јер ће тада анvelope посматране струје или напона бити модулисана разликом учестаности основног (или вишег) хармоника и њему блиског интерхармоника. Ове варијације анvelope могу да изазову фликер.

Садржај виших хармоника и интерхармоника у неком сигналу, одређује се Фуријеовом анализом фреквентног спектра посматраног сигнала. Притом се најчешће користи дискретна фуријеова трансформација (*DFT*) и *FFT* алгоритам за брзо израчунавање дискретне фуријеове трансформације. У идеалном случају, дужину прозора одабирања би требало подесити тако да је у њему садржан цијели број периода свих хармонијских компонената које чине посматрани сигнал. Према томе, фреквентна резолуција (која је реципрочна вриједност трајања прозора одабирања) треба да буде подешена тако да је једнака највећем заједничком дјелиоцу учестаности свих хармонијских компонената. При овако подешеној дужини прозора одабирања, све хармонијске учестаности у спектру сигнала би се налазиле у њима одговарајућим фреквентним биновима (*frequency bin*), и не би било цурења спектра (*spectral leakage*). У пракси је, међутим, немогуће постићи идеалну резолуцију, јер се спектар сигнала мијења у времену и није унапријед познат. Самим тим, доћи ће до цурења спектра и отежане квантификације виших хармоника и интерхармоника. Ова појава биће илустрована сљедећим примјером.

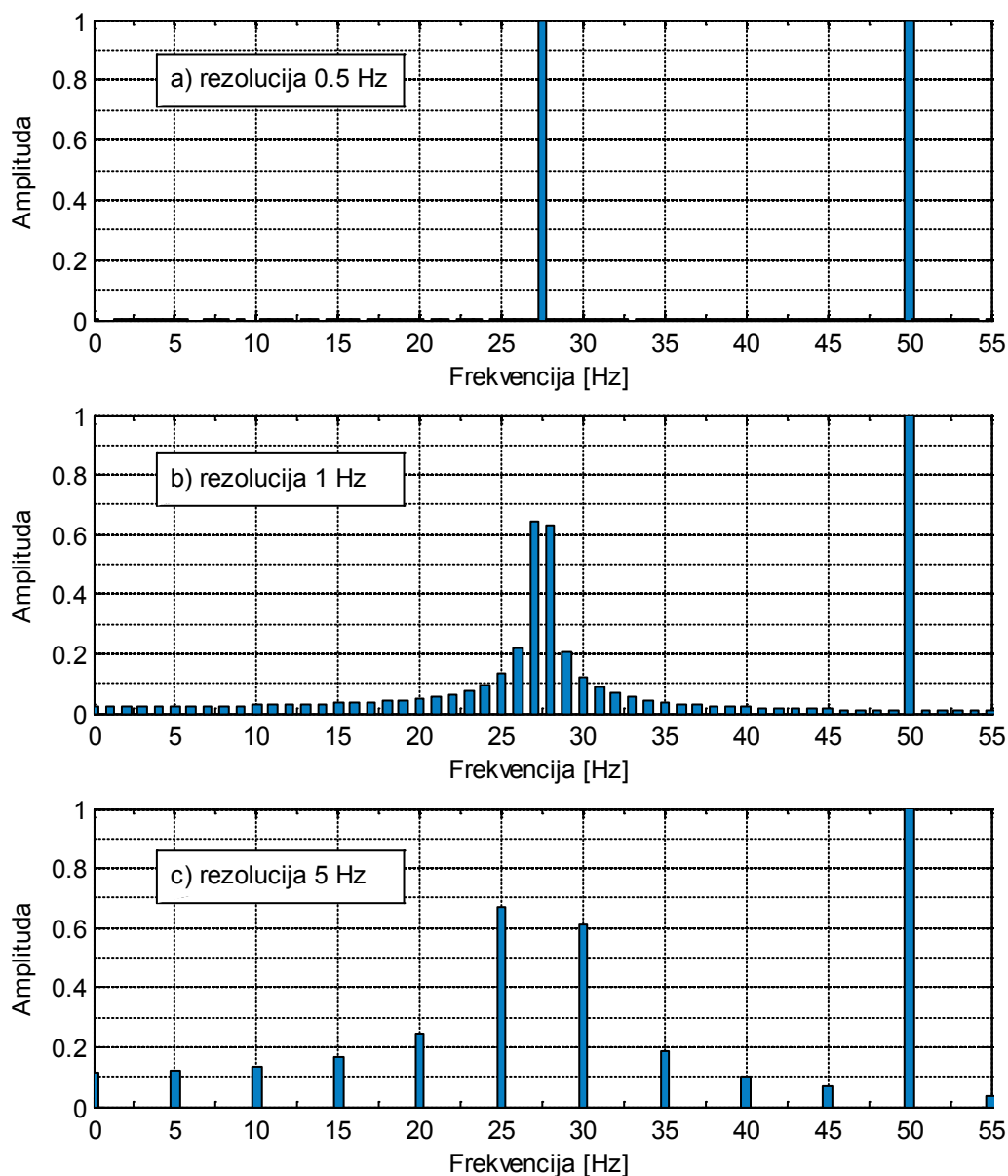
Посматрајмо сигнал који садржи само основни хармоник (учестаности 50 Hz) и интерхармоник учестаности 27.5 Hz, који може да се представи функцијом:

$$y = \sin(2\pi \cdot 27.5 \cdot t) + \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) \quad (2.5)$$

С обзиром на то да је највећи заједнички дјелилац претходно наведених учестаности једнак 0.5, идеална резолуција је 0.5 Hz, а идеална дужина прозора одабирања једнака је 2 s. На Слици 2.25 *a*) види се да је при идеалној резолуцији, спектар сигнала реконструисан тачно. Ако усвојимо да је учестаност одабирања једнака 5 kHz, то ће значити да је за постизање идеалне резолуције неопходно узети 10000 одбирака посматраног сигнала. Овако велики број одбирака представља значајно оптерећење за уређај који извршава *FFT* алгоритам, јер број операција потребних за прорачун (за случај *Radix-2 FFT*) зависи од броја одбирака као $N \cdot \log_2 N$ (тачније, потребно је извршити $N/2 \cdot \log_2 N$ множења комплексних бројева, и $N \cdot \log_2 N$ сабирања комплексних бројева). При истој учестаности одабирања, потребан број одбирака ће бити duplo мањи ако усвојимо резолуцију од 1 Hz. Самим тим, и дужина прозора одабирања биће краћа, и једнака 1 s. Овим је уређај који извршава *FFT* алгоритам растерећен, али је истовремено дошло до губитка информације о спектру сигнала. На Слици 2.25 *b*) види се да је због неидеално одабране дужине прозора одабирања, дошло до појаве цурења спектра, тј. да су се у спектру сигнала појавиле нове линије које одговарају учестаностима које физички не постоје у посматраном сигналу, а да су притом изгубљене информације о амплитуди, фреквенцији и фазном помјерају постојећег интерхармоника.

Као компромис између потребне тачности прорачуна, са једне стране, и потребе за што мањим оптерећењем уређаја који извршава *FFT* алгоритам, са друге стране, стандардом *IEC 61000-4-7* [70] је усвојено да резолуција за прорачун виших хармоника и интерхармоника буде једнака 5 Hz. Ово се постиже тако што се сигнал одабира у трајању од 10 периода (у случају 50-Hz система), или 12 периода (у случају 60-Hz система), при чему се примјењује правоугаона прозорска функција, а одабирање врши синхронизовано са основним хармоником мрежне учестаности. Тиме је у оба случаја обезбијеђено да прозор одабирања траје тачно

0.2 s. Спектар сигнала из претходног примјера, који је израчунат са резолуцијом прописаном стандардом, приказан је на Слици 2.25 c).



Слика 2.25. Спектар сигнала представљеног једначином (2.5) за различите фреквентне резолуције.

На основу резултата приказаних на Слици 2.25, може се закључити да у појединим случајевима може доћи до погрешне интерпретације резултата спектралне анализе, и до детекције интерхармоника, иако они нису присутни у анализираном сигналу. Два типична случаја разматрана су у [71]. Први случај односи се на одабирање нестационарних величина (нпр. струје трансформатора при његовом укључењу). У овом случају резултати анализе зависе од дужине

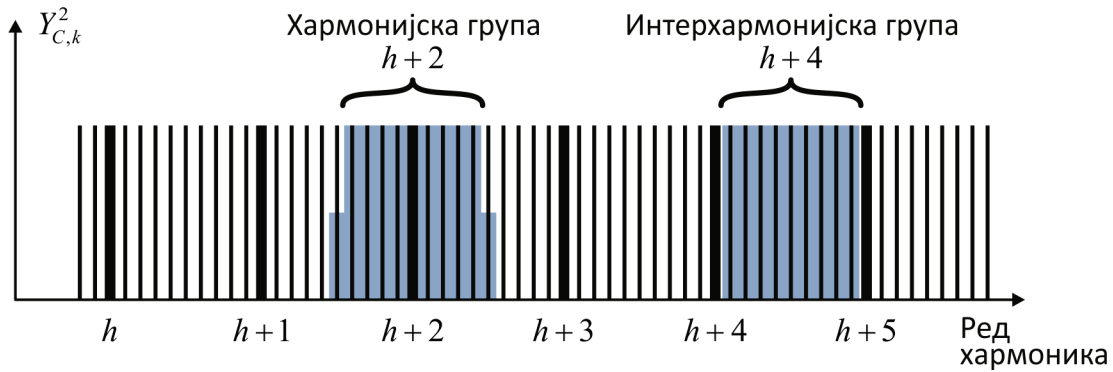
прозора дабирања. Други случај лажне детекције интерхармоника може да се деси код термогених оптерећења, чија снага се регулише искључивањем напајања у трајању од неколико периода мрежног напона. У овом случају, хармонијски садржај варира у зависности од тога када се врши одабирање сигнала, што је показатељ да се не ради о стварним интерхармоницима (јер је стварне интерхармонике могуће детектовати без обзира на то када је вршено одабирање). У [71] је такође наведено неколико практичних смјерница које могу да доведу до лакше детекције стварних интерхармоника. Једна од смјерница је да уколико сигнал изгледа као да је модулисан, тада постоји велика вјероватноћа да сигнал садржи и интерхармонике. Такође, ако интерхармоници стварно постоје, тада одговарајући струја и напон морају да буду у корелацији (јер ће стварни интерхармоник да прави пад напона на мрежној импеданси). Осим тога, у случају стационарних сигнала, предложено је одабирање сигнала на дужем временском интервалу, чиме се повећава фреквентна резолуција. Насупрот томе, у случају нестационарних сигнала, препоручује се коришћење краћег прозора одабирања.

С обзиром на то да у случају ниске фреквентне резолуције практично није могуће одредити амплитуду и тачну фреквенцију индивидуалног интерхармоника, стандардом *IEC 61000-4-7* је прописан начин одређивања садржаја виших хармоника и интерхармоника, тако што се умјесто појединачних хармоника и интерхармоника, посматрају њихове групе и подгрупе. Хармонијску групу чине одговарајуће хармонијске лијније (са резолуцијом 5 Hz) које се налазе у околини посматраног хармоника, као на Слици 2.26. Притом, групу могу да чине само хармонијске линије изнад другог хармоника.

Овако дефинисана хармонијска група реда h има ефективну вриједност која је дефинисана једначином:

$$Y_{g,h}^2 = \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(N \cdot h) - N/2}^2 + \sum_{k=(-N/2)+1}^{(N/2)-1} Y_{C,(N \cdot h)+k}^2 + \frac{1}{2} \cdot Y_{C,(N \cdot h)+N/2}^2 \quad (2.6)$$

гдје су: $Y_{C,k}$ – ефективна вриједност спектралне компоненте реда k ; N – број периода мрежног напона садржаних у дужини прозора одабирања (10 за 50 Hz, и 12 за 60 Hz).



Слика 2.26. Илустрација хармонијске и интерхармонијске групе у 50-Hz систему.

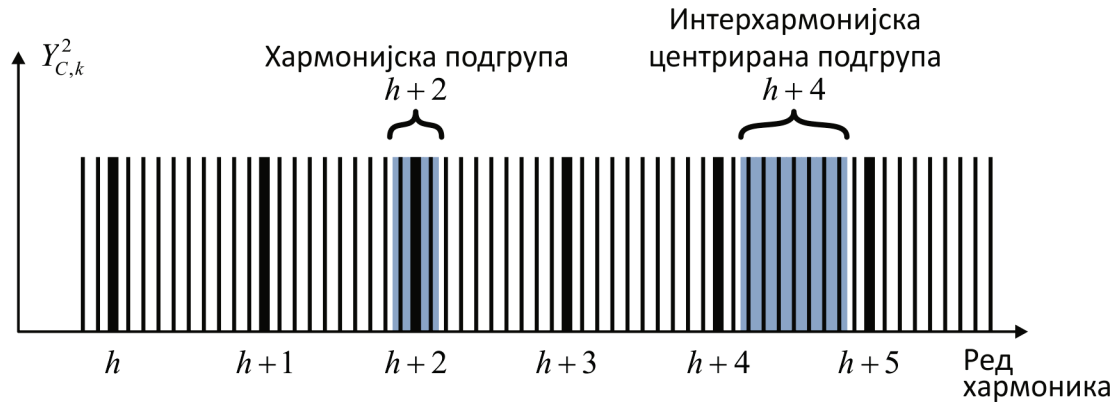
У 50-Hz мрежи, претходно дефинисана ефективна вриједност хармонијске групе реда h једнака је квадратном коријену суме квадрата ефективних вриједности: хармоника реда h (тј. спектралне линије $N \cdot h$), квадрата ефективних вриједности спектралних линија реда од $N \cdot h - 4$ до $N \cdot h + 4$, као и половина квадрата ефективних вриједности линија реда $N \cdot h - 5$ и $N \cdot h + 5$.

На сличан начин је, на основу спектралних линија које се налазе између два сусједна хармоника, дефинисана и интерхармонијска група, као на Слици 2.26. Овако дефинисана интерхармонијска група уважава и ефекте флукуације хармоника између којих је дефинисана. Ефективна вриједност интерхармонијске групе која се налази између хармоника реда h и $h + 1$ дефинисана је једначином:

$$Y_{ig,h}^2 = \sum_{k=1}^{N-1} Y_{C,(N \cdot h)+k}^2 \quad (2.7)$$

У 50-Hz мрежи, претходно дефинисана ефективна вриједност интерхармонијске групе реда h једнака је квадратном коријену суме квадрата ефективних вриједности спектралних линија реда од $N \cdot h + 1$ до $N \cdot h + 9$.

У случајевима када амплитуда мрежног напона варира, тада је препоручљиво да се за одређивање садржаја виших хармоника и интерхармоника користе хармонијске и интерхармонијске подгрупе. Хармонијску подгрупу реда h чине: спектрална линија хармоника реда h , и спектралне линије реда $N \cdot h - 1$ и $N \cdot h + 1$, ако што је приказано на Слици 2.27.



Слика 2.27. Илустрација хармонијске и интерхармонијске подгрупе у 50-Hz систему.

Ефективна вриједност овако дефинисане хармонијске подгрупе реда h дата је једначином:

$$Y_{sg,h}^2 = \sum_{k=-1}^1 Y_{C,(N\cdot h)+k}^2 \quad (2.8)$$

Интерхармонијску подгрупу реда h чине спектралне линије које се налазе између линија које одговарају хармоницима реда h и $h+1$, осим линија које се налазе непосредно уз линије које одговарају хармоницима реда и $h+1$, као на Слици 2.27. Ефективна вриједност овако дефинисане интерхармонијске подгрупе реда h дефинисана је једначином:

$$Y_{isg,h}^2 = \sum_{k=2}^{N-2} Y_{C,(N\cdot h)+k}^2 \quad (2.9)$$

Изостављањем спектралних линија које се налазе непосредно уз линије које одговарају хармоницима, омогућено је да се смањи утицај цурења спектра виших хармоника на сусједне фреквентне бинове, на прорачун интерхармоника. У *IEC 61000-4-7* је препоручено да се за оцјену само виших хармоника користе хармонијске групе, док је у случају када се одређују и виши хармоници и интерхармоници, препоручено да се користе хармонијске и интерхармонијске подгрупе.

Потребно је, међутим, скренути пажњу на одређена ограничења претходно описаног начина одређивања интерхармоника [71]. Прво очигледно ограничење

састоји се у томе да је претходно описаном методом интерхармонијских група и подгрупа, немогуће одредити тачну фреквенцију интерхармоника. Овим стандардом, централна фреквенција интерхармонијске групе је дефинисана као фреквенција интерхармоника. С тим у вези, у случају када се стварни интерхармоник налази близу основног хармоника неког вишег хармоника, његова фреквенција ће значајно да се разликује од фреквенције интерхармонијске групе или подгрупе у којој се налази. Друго, још важније ограничење је, да у случају када се стварни интерхармоник налази близу основног хармоника или неког вишег хармоника, и само његово присуство је тешко детектовати. Треба још једном напоменути да управо ови интерхармоници изазивају појаву фликера. Детекцији ових интерхармоника свакако не иде у прилог и мала фреквентна резолуција (5 Hz) прописана стандардом.

Након што се на претходно описани начин одреде ефективне вриједности хармонијских и интерхармонијских група и подгрупа, стандардом [70] је прописано да треба да се изврши филтрирање њихових вриједности (ради поређења са прописаним лимитима), нископропусним филтером првог реда, чији коефицијенти су дати у [70].

Дозвољене вриједности виших хармоника и интерхармоника за средњенапонске мреже (напона 1 kV - 35 kV) прописане су међународним стандардом *IEC 61000-2-12* [72] и техничким извјештајем *IEC 61000-3-6* [73]. Поред ових, лимити за више хармонике и интерхармонике за мреже напона од 120 V до 69 kV, прописане су стандардом *IEEE 519-1992* [74]. Лимити у наведеним стандардима нису дефинисани у складу са *IEC 61000-4-7* (за хармонијске и интерхармонијске групе и подгрупе), него су дефинисани за појединачне хармонике и интерхармонике. То значи да постојећи стандарди треба да буду ревидирани тако да буду у складу са *IEC 61000-4-7*, јер се резултати добијени израчунавањем ефективних вриједности појединачних хармоника и интерхармоника, и ефективних вриједности њима одговарајућих група и подгрупа драстично разликују, као што је показано у [68].

Осим прописаних лимита за више хармонике и интерхармонике, стандардима су дефинисани и лимити *THD*-а напона на прикључним крајевима уређаја. *THD* напона дефинисан је стандардом *IEC 61000-4-7* :

$$THD_U = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max}} \left(\frac{U_{H,h}}{U_{H,1}} \right)^2} \quad (2.10)$$

гдје су: $U_{H,h}$ – ефективна вриједност вишег хармоника реда h , $U_{H,1}$ – ефективна вриједност основног хармоника, h_{\max} – највиши ред хармоника који се узима у обзир при прорачуну. У *IEC* стандардима серије 61000-3 важи $h_{\max} = 40$, док у стандардима серије 61000-2 важи $h_{\max} = 50$.

Лимити за више хармонике напона и THD_U , сумирани су у Табели 2.10. У овој табели су приказане дозвољене ефективне вриједности виших хармоника (закључно са хармоником реда 25), изражене у процентима ефективне вриједности основног хармоника. Прописане вриједности за остале више хармонике дате су у наведеним документима.

Вриједности у Табели 2.10, прописане стандардом *IEC 61000-2-12*, односе се на дуготрајне ефекте постојања виших хармоника (то су углавном загријавање каблова, трансформатора, мотора, итд.). Ови ефекти долазе до изражаја ако прописани нивои виших хармоника трају најмање 10 минута. У случају краткотрајних ефеката (то су углавном сметње на електронским уређајима), прописани су виши нивои, који се добијају множењем вриједности из Табеле 2.10 коефицијентом:

$$k = 1.3 + \frac{0.7}{45} \cdot (h - 5) \quad (2.11)$$

Сматра се да краткотрајни ефекти долазе до изражаја ако овако добијене ефективне вриједности виших хармоника трају до 3 секунде. У случају краткотрајних ефеката, дозвољена вриједност за THD_U је 11%.

За мреже напона виших од 35 kV, техничким извјештајем *IEC 61000-3-6* је прописано да је максимални дозвољени THD_U једнак 3%. Стандардом *IEEE 519-1992*, за мреже напона од 69 kV до 169 kV, ова вриједност лимитирана је на 2.5%, док су виши хармоници лимитирани на 1.5%.

Максимално дозвољене вриједности виших хармоника струје, за мреже напона од 120 V до 69 kV, прописане су стандардом *IEEE 519-1992*, и зависе од

односа максималне ефективне вриједности струје кратког споја, I_{SC} , на мјесту прикључења пећи (PCC), и максималне ефективне вриједности струје основног хармоника, I_L , којом пећ оптерећује мрежу.

Табела 2.10. Прописани лимити за више хармонике напона, и дозвољени THD_U

Ред хармоника	Ефективне вриједности хармоника [%]		
	<i>IEC 61000-2-12</i> [72]	<i>IEC 61000-3-6</i> [73]	<i>IEEE 519-1992</i> [74]
2	2	1.6	3
3	5	4	3
4	1	1	3
5	6	5	3
6	0.5	0.5	3
7	5	4	3
8	0.5	0.4	3
9	1.5	1.2	3
10	0.5	0.4	3
11	3.5	3	3
12	0.46	0.2	3
13	3	2.5	3
14	0.43	0.2	3
15	0.4	0.3	3
16	0.41	0.2	3
17	2	1.6	3
18	0.39	0.2	3
19	1.76	1.2	3
20	0.38	0.2	3
21	0.3	0.2	3
22	0.36	0.2	3
23	1.41	1.2	3
24	0.35	0.2	3
25	1.27	1.2	3
<i>THD_U</i>	8%	6.5%	5%

Препоручено је да се максимална ефективна струја пећи израчуна као средња вриједност измјерених максималних ефективних струја у току претходних 12 мјесеци. Прописане вриједности приказане су у Табели 2.11, гдје су дате у процентима ефективне вриједности струје осовног хармоника.

Табела 2.11. Максимално дозвољене вриједности виших хармоника струје, за мреже напона од 120 V до 69 kV, према стандарду IEEE 519-1992 [74]

Све вриједности дате су у [%]						
$\frac{I_{SC}}{I_L}$	Ред појединачних непарних хармоника					TDD
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	
< 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

Парни хармоници ограничени су на 25% ефективних вриједности непарних хармоника

У претходној табели су дате и вриједности за TDD – Total Demand Distortion. Ова величина дефинисана је као количник квадратног коријена суме квадрата ефективних вриједности струја појединих хармоника, и максималне струје оптерећења (вриједност у току 15 или 30 минута), и изражен је у процентима.

Максимално дозвољене амплитуде интерхармоника који се налазе у близини основног хармоника, за средњенапонске мреже (напона 1 kV - 35 kV), прописане су стандардом IEC 61000-2-12. Ове вриједности су дате као проценти амплитуде основног хармоника, а специфициране су на основу кривих зависности процентуалне вриједности амплитуде интерхармоника од разлике фреквенција интерхармоника и основног хармоника, при нивоу фликера $P_{st}=1$ (за 120-V, и за 230-V сијалицу). Дакле, криве показују оне парове процентуалне вриједности амплитуде интерхармоника, и разлике фреквенција интерхармоника и основног хармоника, при којима ће краткорочна јачина фликера бити једнака 1. Према IEC

61000-3-6, максимално препоручена вриједност појединих интерхармоника напона, је 0.2% вриједности основног хармоника напона.

У [62] су дате измјерене вриједности виших хармоника напона и одговарајућег THD фактора, као и измјерене вриједности виших хармоника струје и одговарајућег TDD фактора, за пећ капацитета 8 t, инсталисане снаге 2.5 MW. Сва мјерења су вршена у PCC тачки, на напонском нивоу 13.2 kV, током 7 дана. У Табели 2.12 приказане су вриједности за 7 најнижих хармоника напона, THD_U , као и одговарајући лимити прописани стандардом.

Табела 2.12. Измјерене вриједности виших хармоника напона и THD_U за пећ капацитета 8 t и снаге 2.5 MW [62]

	THD_U	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7
IEC 61000-2-12 Лимити	8	2	5	1	6	0.5	5
Средња вриједност	1.01	0.11	0.47	0.05	0.80	0.03	0.34
95% вриједност	1.74	0.19	0.61	0.11	1.61	0.07	0.64
Максимална вриједност	2.14	0.36	0.78	0.19	1.97	0.13	0.97

У Табели 2.13 приказане су вриједности за 7 најнижих хармоника струје, TDD , као и одговарајући лимити прописани стандардом.

Табела 2.13. Измјерене вриједности виших хармоника струје и TDD за пећ капацитета 8 t и снаге 2.5 MW [62]

	TDD	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7
IEEE 519-1992 Лимити $I_{sc}/I_L=61$	12	2.5	10	2.5	10	2.5	10
Средња вриједност	22.13	1.73	1.87	0.53	1.45	0.25	0.45
95% вриједност	49.36	5.85	5.47	1.76	3.92	0.82	1.26
Максимална вриједност	59.04	11.97	9.11	3.23	5.79	1.62	2.01

Из Табеле 2.13 се види да су измјерене вриједности за други хармоник струје и TDD , у посматраном случају веће од прописаних лимита, у случају када се за нивое хармоника узимају 95% вриједности. Наиме, стандардом *IEEE 519-1992* није одређено да ли се прописани лимити односе на максималне, средње или 95% вриједности мјерених величина.

На основу резултата симулације, у [3] је извршено поређење утицаја пећи за наизмјеничну и пећи за једносмјерну струју на показатеље квалитета електричне енергије. Симулирана пећ за једносмјерну струју напајана је трофазним тиристорским исправљачем. Добијени резултати за THD_U и THD_I ; као и за $THDI_U$, и $THDI_I$ (*total interharmonic distortion*), Приказани су у Табели 2.14.

Табела 2.14. Вриједности THD и $THDI$ струје и напона, на основу симулација рада пећи за наизмјеничну и пећи за једносмјерну струју

	Пећ за наизмјеничну струју		Пећ за једносмјерну струју	
	сабирнице 22 kV	сабирнице 220 kV	сабирнице 22 kV	сабирнице 220 kV
THD_I [%]	1.83	1.83	19.49	19.49
$THDI_I$ [%]	26.52	26.52	14.63	14.63
THD_U [%]	1.18	0.20	22.30	3.47
$THDI_U$ [%]	3.62	0.61	17.76	2.77

На основу резултата симулације, приказаних у претходној табели, може да се изведе неколико закључака. Садржај виших хармоника струје и напона већи је код пећи за једносмјерну струју. Ово је последица рада енергетских претварача који генеришу више хармонике. Пећи за наизмјеничну струју генеришу више интерхармоника струје, у односу на пећи за једносмјерну струју. Ово се може објаснити постојањем интерхармоника великих амплитуда код пећи за наизмјеничну струју, на учестаностима које су блиске учестаности основног хармоника [3]. Са друге стране, Пећи за наизмјеничну струју генеришу мање интерхармоника напона, у односу на пећи за једносмјерну струју. Наиме, у [3] је показано да интерхармоници струје опадају брзо код пећи за наизмјеничну струју, док код пећи за једносмјерну струју опадају спорије. Осим тога, импеданса мреже на ниским учестаностима је мала. Према томе, садржај интерхармоника код пећи

за наизмјеничну струју је мали: на нижим учестаностима због мале импедансе мреже, а на вишим учестаностима због малог садржаја интерхармоника. Код пећи за једносмјерну струју, интерхармоници на вишим учестаностима значајније доприносе повећању тоталног интерхармонијског изобличења напона ($THDI_U$).

На основу претходно приказаних резултата симулација рада пећи, и резултата добијених мјерењима, може се закључити да су електролучне пећи значајан извор виших хармоника и интерхармоника струја и напона у тачки прикључења пећи. Због тога је неопходно вршити компензацију генерисаних виших хармоника и интерхармоника струја и напона, без обзира на то да ли се пећ напаја једносмјерном или наизмјеничном струјом.

Утицај различитих начина компензације (VSC , $STATCOM$, $VSC+STATCOM$, распрегнути компензатор) на показатеље квалитета електричне енергије одређен је симулацијом, на основу параметара пећи за једносмјерну струју, номиналне струје 96 кА, напајане 12-пулсним исправљачем [67]. Распрегнути компензатор састоји се од два напонски контролисана инвертора. Први инвертор ради у *square-wave* моду, и његова функција је да компензује реактивну снагу основног хармоника. Други инвертор је *PWM* контролисан, и његова функција је да компензује изобличења проузрокована исправљачем и првим инвертором. Резултати добијени за показатеље виших хармоника и интерхармоника приказани су у Табели 2.15.

Табела 2.15. Утицај различитих начина компензације на показатеље виших хармоника и интерхармоника код пећи за једносмјерну струју [67]

	Без компенз.	Активни филтер (VSC)	$STATCOM$	$VSC + STATCOM$	Распрег. компенз.
THD_I [%]	8.45	1.41	6.76	3.08	1.14
THD_{I_1} [%]	4.10	2.86	3.28	2.05	1.87
THD_U [%]	11.43	2.07	9.42	3.96	2.51
THD_{U_1} [%]	4.34	1.48	4.43	2.19	1.06

2.7 Примјена електричног лука у осталим гранама индустрије

Осим у металургији, електрични лук се примјењује и у другим гранама индустрије. У хемијској индустрији, електрични лук се користи за добијање калцијум карбида. Калцијум карбид добија се у електролучним пећима, из мјешавине креча и кокса, при температури од око 2000°C. При овој температури, креч се редукује у калцијум карбид, при чему се ослобађа и угљен-моноксид. Овако добијен калцијум карбид, углавном се користи за добијање ацетилена, при реакцији калцијум карбида са водом. Калцијум карбид се користи и за десулфуризацију гвожђа, у процесу добијања челика.

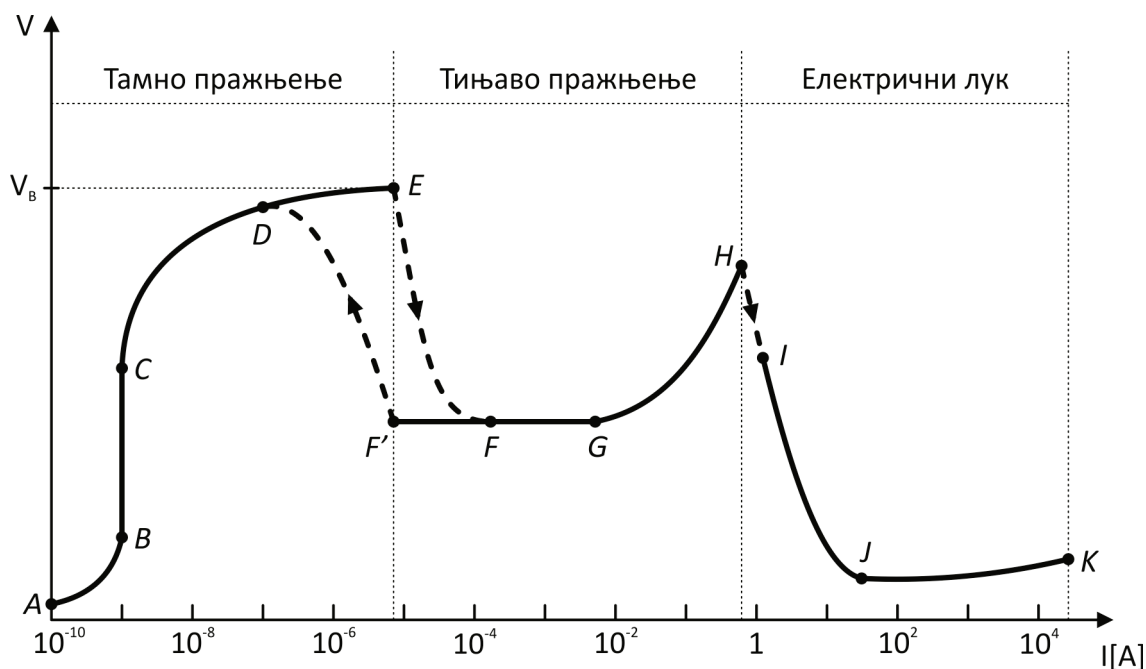
Електрични лук се све чешће користи у постројењима за спаљивање и витрификацију отпада (претварање отпада у стакласту масу под утицајем високе температуре [75]). Ово је првенствено посљедица потребе за редукацијом гасова стаклене баште, које емитују пећи на угаљ у класичним постројењима за спаљивање отпада. Спаљивање отпада врши се помоћу плазма горионика (*plasma torch*) код којих се између аноде и катоде успоставља електрични лук који јонизује гас (најчешће Ar, He, H₂, N₂), стварајући на тај начин плазму. Плазма горионици се користе и у системима за тестирање материјала на високе температуре. Ово је била и њихова прва примјена, јер су плазма горионици настали 60-их година у лабораторијама NASA-е, са циљем да омогуће тестирање оплате свемирских летјелица, при високим температурама којима је изложена приликом проласка летјелице кроз Земљину атмосферу [75]. Резултати тестирања једног оваквог система, напајаног струјно регулисаним тиристорским исправљачем, представљени су у [76]. Тестирани систем омогућава симулацију услова на површини оплате при брзини летјелице већој од 20 Ма.

3 Карактеристике електричног лука и преглед модела електричног лука

3.1 Електрично пражњење и појава електричног лука

Под електричним пражњењем подразумева се проток електрицитета кроз гасове, течности, и чврсте супстанце. Електрично пражњење се најчешће одвија између електрода које се налазе на различитом потенцијалу. Ако се између електрода успостави напон, на наелектрисане честице које се налазе у простору између електрода дјеловаће електрична сила, која је сразмјерна са успостављеним електричним пољем. Позитивно наелектрисани јони кретаће се ка катоди, а негативно наелектрисани електрони кретаће се ка аноди. Када се носиоци наелектрисања сударе са електродама, они предају електрицитет електродама. Ако се електрицитет предат електродама стално допуњује помоћу неког спољашњег извора (процесом термоелектронске или фотоелектронске емисије), између електрода ће се успоставити електрична струја. Струјно-напонска карактеристика електричног пражњења у колу једносмјерне струје, при ниском притиску (мањем или једнаком атмосферском притиску), приказана је на Слици 3.1 [76]. При ниском напону између електрода (дио струјно-напонске карактеристике између тачака A и B), струја пражњења је веома мала и расте са порастом напона између електрода. У овој области, долази до усмјереног кретања слободних носилаца електрицитета који су настали јонизацијом усљед космичког зрачења, и других видова позадинског зрачења.

Повећавањем напона између електрода, у неком тренутку (тачка B на струјно-напонској карактеристици) ће доћи до засићења струје (струја ће престати да расте сразмјерно са напоном између електрода), због тога што ће сви носиоци који се налазе између електрода (који су настали под утицајем позадинског зрачења) стизати на одговарајуће електроде. Интензитет ове сатурационе струје зависи од интензитета јонизације, а пропорционалан је са запремином и притиском гаса између електрода [77].



Слика 3.1 Струјно-напонска карактеристика електричног пражњења у колу једносмјерне струје, при ниском притиску.

Даљим повећавањем напона (у одређеним границама) струја ће остати приближно константна и једнака струји засићења (дио струјно-напонске карактеристике између тачака B и C), јер доведени напон није довољан да изазове нове јонизације.

Ако се напон између електрода и даље повећава, рашиће и брзина честица, тј. њихова кинетичка енергија. Самим тим, честице са довољно великом кинетичком енергијом ће при судару са атомима гаса јонизовати неке од атома, при чему ће струја расти експоненцијално са порастом напона (дио струјно-напонске карактеристике између тачака C и E). Ова област карактеристике назива се и Таузендова (*John Sealy Townsend*) област. У дијелу карактеристике између тачака D и E , може доћи до појаве короне, у тачкама електрода у којима је локално електрично поље веће од диелектричне чврстоће гаса који окружује електроде (то су нпр. оштре ивице електрода). При повећању напона између електрода, расте и концентрација позитивних јона нагомиланих на катоди, као и електрона нагомиланих на аноди, тј. долази до стварања просторног наелектрисања на границама електрода. Због тога долази и до повећања јачине електричног поља у околини електрода, и смањења јачине поља у простору

између електрода. Ово ће довести до значајнијег пада напона у околини аноде и катоде.

Током претходно описаних фаза електричног пражњења (дио струјно-напонске карактеристике између тачака A и E), густина струје између електрода је мала, реда неколико $\mu\text{A}/\text{cm}^2$ [77]. Овакво пражњење није видљиво (осим евентуалне појаве короне), па се због тога и назива тамно пражњење (*dark discharge*).

Ако се напон између електрода повећа изнад пробојног напона, V_B , доћи ће до пробоја гаса и пражњење ће постати видљиво, тј. доћи ће до тзв. појаве тињавог пражњења (*luminous glow discharge*). Притом ће доћи до дисконтинуалног преласка из радне тачке E у радну тачку F , на струјно-напонској карактеристици пражњења. Приликом овог пробоја, струја може да се повећа са фактором 10^4 до 10^8 , и ограничена је једино унутрашњом отпорношћу напонског извора. Напон пробоја за одређени гас између електрода зависи од врсте гаса, и сразмјеран је производу притиска гаса и растојања између електрода, по Пашеновом закону (*Friedrich Paschen*).

Област између тачака F и G на карактеристици пражњења, назива се област нормалног тињавог пражњења (*normal glow region*). У овој области, напон између електрода остаје практично константан при промјени струје. Притом, иако струја може да се мијења у широком опсегу, густина струје пражњења у овом дијелу карактеристике остаје константна. То значи да се у овој области, са порастом струје повећава и површина катоде која је у контакту са плазмом (и, самим тим, густина струје пражњења остаје константна). Плазма ће да захвати электроду у потпуности, при струји пражњења која одговара тачки G на струјно-напонској карактеристици пражњења. Ако би се, кренувши из тачке G према тачки F , на струјно-напонској карактеристици, струја пражњења постепено смањивала, дошло би до појаве хистерезиса, тј. напон између електрода би остајао константан и при струјама које су знатно мање од струје која одговара тачки F на карактеристици. До повратка у Таузендов режим (у тачку D на карактеристици) дошло би тек при струји која одговара тачки F' на карактеристици.

Дио карактеристике пражњења између тачака G и H назива се област абнормалног тињавог пражњења (*abnormal glow region*). У овој области, напон

између електрода и густина струје пражњења расту са порастом струје пражњења. Област на струјно-напонској карактеристици пражњења између радних тачака E и H , назива се област тињавог пражњења (*glow discharge*).

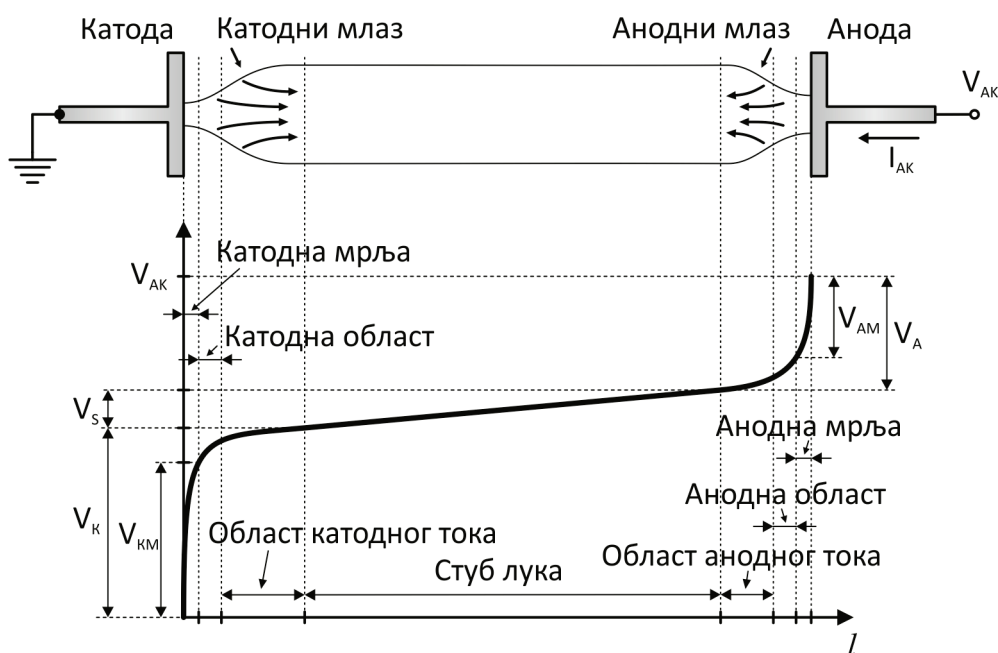
При струји пражњења која одговара тачки H , електроде се загријавају до усијања, и долази до емисије електрона са катоде (термоелектронска емисија). Услед тога, доћи ће до дисконтинуалног преласка из радне тачке H у радну тачку I , на струјно-напонској карактеристици пражњења, и до појаве електричног лука. Област на струјно-напонској карактеристици пражњења између радних тачака H и K , је област електричног лука (*arc discharge*), а дио карактеристике пражњења између тачака H и K је карактеристика електричног лука. При мањим струјама електричног лука, у области између тачака I и J , струја опада при порасту напона. У овој области, температуре електрона, јона и нејонизованог гаса нису међусобно једнаке, тј. плазма се не налази у термичком еквилибријуму, па се назива и нетермичка плазма (*non-thermal plasma*). Напон ће да опада све до тачке J , након које ће почети полако да расте при порасту струје пражњења. У овој области (између тачака J и K на карактеристици електричног лука), плазма се налази у термичком еквилибријуму, па се назива и термичка плазма (*thermal plasma*). У овој области електрони, јони и нејонизовани гас, имају исту температуру [76].

Истраживање електричног лука омогућено је тек након открића Волтиног стуба, које је објављено 20. марта 1800. године [78], [79]. Све до 1887. године сматрало се да је до открића електричног лука први дошао сер Хамфри Дејви (*Sir Humphry Davy*), користећи хоризонталну Волтину батерију са 2000 хелија, током његових експеримената из 1908. године. Тек 1887. године, студент А. Л. Гершун је у градској библиотеци Виљнуса случајно пронашао књигу проф. Василија Петрова (Василий Владимирович Петров) "Извјештај о галвано-волтовским огледима које је извршио професор физике Василиј Петров уз помоћ огромне батерије која се састоји од 4200 бакарних и цинкових кругова, и која се налази при Санкт-Петербуршкој Медицинско-Хируршкој Академији", објављену 1803. године [80]. У овој књизи описани су експерименти са електричним луком, које је В. Петров вршио 1802. године, уз помоћ Волтине батерије са 4200 хелија. Напон празног хода овакве батерије могао је да достигне 3500 V [79].

3.2 Основне карактеристике електричног лука

3.2.1 Номенклатура електричног лука

Електрични лук је, дакле, видљиво самостално стабилно електрично пражњење у јонизованим гасовима или ваздуху. Ово пражњење карактерише низак напон између електрода (између којих се успоставља електрични лук), и велика струја лука, при чему се лук понаша приближно као нелинеарни отпорник [77]. Основне карактеристике електричног лука биће објашњене помоћу Слике 3.2 [76]. Уједно, биће дата и модерна номенклатура појединих области електричног лука.



Слика 3.2. Илустрација појединих области електричног лука, и расподела потенцијала у појединим областима.

Као што је претходно наведено, густина струје електрона који се емитију са катоде је веома велика. У случају нетермичких лукова, када је струја лука релативно мала, струја електрона настаје углавном термоелектронском емисијом електрона са једне или више тачака на катоде, које се крећу по површини катоде брзинама реда неколико метара у секунди. Густина струје у овим тачкама има

вриједности између 500 A/cm^2 и 10 kA/cm^2 [76]. У случају термичких лукова, при којима је струја лука велика, струја електрона настаје углавном емисијом усљед електричног поља. И код ових лукова, електрони се емитују са једне или више тачака, које се крећу брзинама реда неколико метара у секунди. Густина струје у овим тачкама има вриједности између 10^6 A/cm^2 и 10^8 A/cm^2 . Температура катоде зависи од врсте гаса, материјала електрода, и густине струје, и за електрични лук при атмосферском притиску најчешће износи између 2200 K и 3000 K .

Катодна мрља (*cathode sheath*) је упоредива са Дебајевом (*Peter Debye*) дужином електрона, $\lambda_{de} \approx 1-10 \text{ }\mu\text{m}$. Дебајева дужина је растојање након којег је, крећући се од електроде према унутрашњости лука, утицај спољашњег електричног поља на честице плазме, (тј. јачина поља) смањен e пута, дејством електрона у плазми. Пад напона на катодној мрљи, V_{KM} , приближно је једнак паду напона на катоде, V_K , који износи око 10 V .

Катодна област (*cathode region*) је област у којој постоји градијент потенцијала и градијент густине струје, и чије димензије су реда 1 mm .

Иза катодне мрље налази се област катодног тока (*cathode flow region*), дужине око 1 cm , унутар које се формира катодни млаз. Катодни млаз је област врелог гаса велике брзине, који се креће аксијално брзином од неколико стотина метара у секунди. Овај катодни млаз може доспјети до аноде, и обично повећава трансфер топлоте ка аноди.

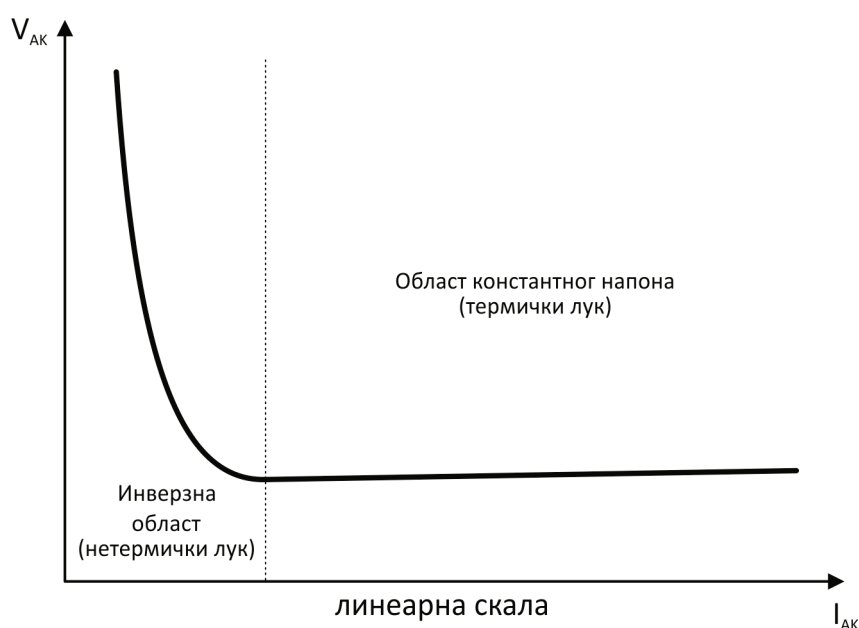
Стуб лука је област са малим аксијалним градијентом густине носилаца и електричног поља, и практично занемарљивим аксијалним градијентом температуре. Градијент напона зависи првенствено од врсте и притиска гаса, јачине струје лука, и дужине стуба лука. За отворене лукове при атмосферском притиску, градијент напона има вриједности између 12 V/cm и 15 V/cm [81], у зависности од струје лука. Температура стуба лука обично је изнад 5700 K , а може да достигне и 20000 K [4]. Густина струје унутар стуба термичког лука је типично 1000 A/cm^2 .

Анодна мрља (*anode sheath*), анодна област (*anode region*), и област анодног тока (*anode flow region*) су приближно истих димензија као и одговарајуће катодне величине. Пречник контактне области између аноде и плазме је вишеструко већи од пречника контакта катоде и плазме. Због тога је и

брзина анодног млаза мања, и анодни ток има мањи утицај од катодног. Типичан пад напона на аноди износи између 3 V и 13 V, и приближно је једнак потенцијалу јонизације гаса унутар којег је формиран лук. Код већине електричних лукова анода трпи веће тоplotно оптерећење, што може да доведе и до оштећења аноде. Ова особина се, међутим, користи у електролучним пећима за једносмјерну струју, код којих је анода у дирекном контакту са шаржом, па је топљење шарже интензивније. У системима са електричним луком, са технолошки оптимално реализованим преносом топлоте, може да се постигне пренос топлоте густином снаге и до 5 kW/cm^2 [76].

3.2.2 Струјно-напонска карактеристика електричног лука

Статичка струјно-напонска карактеристика електричног лука приказана је на Слици 3.3. Ова карактеристика дефинисана је за електрични лук константне дужине, који се налази у квазистационарном стању, и важи и за лук у колу једносмјерне струје, и за лук у колу наизмјеничне струје. У случају лука у колу наизмјеничне струје, I_{AK} и V_{AK} представљају ефективне вриједности струје и напона лука, респективно.



Слика 3.3. Струјно-напонска карактеристика квазистационарног електричног лука.

Струјно-напонска карактеристика електричног лука има неколико важних особина [82]. При малим струјама електричног лука (у области нетермичког лука), промјена топлоте која се генерише при повећању струје лука је већа од количине топлоте која у истом временском интервалу може да се преда околина. То доводи до пораста температуре лука и до повећаног интензитета јонизације гаса. Због тога, проводност електричног лука расте и напон лука опада.

Када се струја лука повећа тако да се радна тачка налази на граници инверзне области и области константног напона, магнетна контракција лука спријечава даље повећање пречника лука и струјно-напонска карактеристика лука постаје хоризонтална, или има мали позитиван нагиб.

На струјно-напонску карактеристику утиче и дужина електричног лука. Ако се дужина лука повећа, повећаће се и напон лука, па ће самим тим и карактеристика да се помјери у смјеру раста ординате.

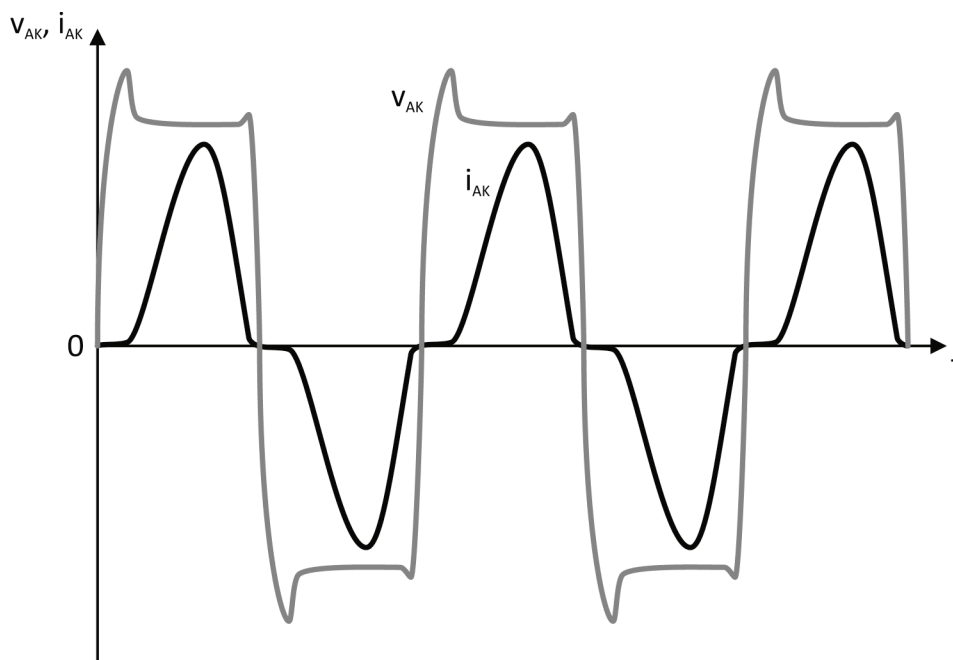
На струјно-напонску карактеристику утиче и притисак гаса у коме је успостављен електрични лук. При повећању притиска, повећава се и густина наелектрисаних честица, као и енергија коју честице апсорбују. Ово доводи до смањења попречног пресека стуба електричног лука. Посљедица тога је повећање електричног поља унутар лука и, самим тим, повећање напона лука.

На струјно-напонску карактеристику утиче и масени проток гаса. При повећању масеног протока гаса, повећава се и брзина честица плазме, као и напон лука, тј. карактеристика лука ће да се помјери у смјеру раста ординате.

3.2.3 Специфичности електричног лука у колу наизмјеничне струје

Специфичности електричног лука у колу наизмјеничне струје биће објашњене помоћу Сликe 3.4, на којој су приказани таласни облици струје и напона електричног лука, који се напаја из извора простопериодичног напона [77]. Претходно је наведено да при порасту струје лука долази до повећане јонизације гаса и до смањења електричне отпорности лука. Важи и супротно: при смањењу струје лука, повећаваће се електрична отпорност лука. Ако електрични лук посматрамо као резистивни елемент, струја и напон лука би требало

истовремено да опадну на нулу. У пракси ће, међутим, струја лука да опадне на нулу прије напона лука.



Слика 3.4. Таласни облици струје и напона електричног лука у колу наизмјеничне струје.

При проласку струје лука кроз нулу, тренутна вриједност напона лука ће да порасте, и да достигне вршну вриједност која је једнака тренутној вриједности напона напајања, и која се назива напон гашења лука (*extinction voltage*). Од овог тренутка, у гасу не долази до стварања нових носилаца електрицитета, а постојећи носиоци се неутралишу процесима дејонизације. Електроде и гас између електрода се затим постепено хладе, и минимални напон потребан за поновно паљење лука (*re-ignition voltage*), расте са временом. Ово такође значи да је напон поновног паљења лука већи од напона који је неопходан за одржавање лука. Према томе, непосредно након проласка напона кроз нулу, лук се неће успоставити одмах у новој полупериоди, него ће постојати одређена пауза, која се зове пауза нулте струје (*current-zero pause*). Лук ће се упалити тек када напон између електрода постане већи од напона поновног паљења лука. Брзина поновног паљења лука зависи од односа брзине успостављања напона између електрода и брзине дејонизације простора између електрода.

Када напон напајања постане већи (по модулу) од напона паљења лука (узимајући у обзир и дејонизацију електрода), лук ће се упалити. Напон лука (*burning voltage*) ће у току већег дијела полупериоде имати константну вриједност, која је независна од напона напајања, а зависи од дужине лука и снаге потребне за одржавање лука [81].

Поменути процеси у позитивној и негативној полупериоди биће симетрични једино у идеалним условима (електроде направљене од истог материјала, једнако хлађење електрода, идентичне особине гаса у околини електрода, итд.).

3.3 Модели електричног лука

У претходним разматрањима је наведено да електролучне пећи великих снага могу да изазову поремећаје у функционисању преносне и дистрибутивне мреже, који су последица великих варијација активне и реактивне снаге пећи у току циклуса пећи. Пожељно је да се минимизирање ових поремећаја изврши без додатних инвестиција у компензациону опрему, уколико је то могуће. У складу с тим, поремећаји које изазивају пећи се најприје минимизирају подесним методама регулације рада пећи, за чију примјену је неопходно имати одговарајући модел електролучне пећи, тј. првенствено модел електричног лука.

Одређивање модела електричног лука није једноставан задатак, првенствено због недовољног познавања физичких процеса који се одвијају унутар електричног лука, као и одговарајућих физичких константи које прецизније дефинишу понашање електричног лука у конкретним случајевима. Одређивање модела електричног лука додатно отежава стохастичка природа лука, која је нарочито доминантна у почетним фазама циклуса електролучне пећи. Постојећи модели електричног лука углавном су формиран на основу посматрања и анализе резултата мјерења, који зависе и од параметара система у коме су мјерења вршена (материјал и положај електрода, растојање између електрода, врста и притисак гаса).

Уопштено посматрано, постоји више различитих приступа моделовању електричног лука. У зависности од приступа моделовању, већина постојећих модела може да се класификује у једну од следеће двије категорије:

- модели статичке струјно-напонске карактеристике електричног лука;
- нелинеарни модели електричног лука у временском домену.

Моделовање електричног лука статичком струјно-напонском карактеристиком вршено је углавном у раном периоду развоја науке о електричном луку. Ови модели најчешће су добијани на основу резултата мјерења за електрични лук, при одређеним растојањима између електрода и струјама лука.

Нелинеарни модели електричног лука најчешће полазе од нелинеарних диференцијалних једначина енергетског биланса за електрични лук, на основу којих се, при одређеним условима (под одређеним претпоставкама), одређују конкретни параметри електричног лука. Ово су тзв. *black box* модели лука.

Осим претходно наведеним методама, модели електричног лука могу да се одреде методама у фреквентном домену, магнетохидродинамичким (*MHD*) методама, стохастичким методама, као и методама теорије хаоса.

У многим једначинама којима се описује струјно-напонска карактеристика електричног лука, најчешће фигурише и дужина електричног лука. Међутим, у већини случајева, "дужина електричног лука" која фигурише у једначини, је уствари измјерено растојање између електрода, а не стварна дужина лука [81]. Ово је првенствано последица чињенице да је растојање између електрода, за разлику од дужине лука, било лако мјерљива величина. Наравно, карактеристике електричног лука зависе од дужине лука, а не од растојања између електрода. Растојање између електрода је углавном мање од дужине лука, осим код лукова малих дужина, и лукова при малим струјама.

3.3.1 Модел Херте Ајертон

Рана истраживања електричног лука била су омогућена проналаском Волтиног стуба, и подстакнута потенцијалном примјеном електричног лука у електричном освјетљењу. Најпознатији модел електричног лука из раног периода истраживања је модел Херте Ајертон (*Hertha Marks Ayrton*). Модел је представљен једначином статичке струјно-напонске карактеристике за отворени електрични лук у ваздуху [78]:

$$V_{arc} = A + B \cdot L + \frac{C + D \cdot L}{I_{arc}} \quad (3.1)$$

гдје је l – дужина лука. Константа A у претходној једначини, представља пад напона на електродама. Константа B је градијент напона стуба електричног лука. Константе C и D имају димензије снаге и подужне снаге (промјене снаге по дужини лука), респективно. Претходна једначина је резултат многобројних експеримената са електричним луком у ваздуху, који се успостављао између угљених електрода, и настала је на основу два закључка. Први закључак је да је при константној струји лука зависност између снаге лука и дужине лука била линеарна. При томе, линије добијене за различите струје лука су се стицале у једној тачки. Други закључак је да је при константној дужини лука зависност између снаге лука и струје лука била линеарна. При томе, линије добијене за различите дужине лука су се стицале у једној тачки.

Вриједности константи A , B , C , и D , за угљене и бакарне електроде (за електрични лук успостављан у ваздуху), представљене су у Табели 3.1.

Табела 3.1. Вриједности константи A , B , C , и D , у једначини Херте Ајертон, за угљене [78] и бакарне [77] електроде, и лук успостављен у ваздуху

	A	B	C	D
Угљене електроде	38.88	2.074	11.66	10.54
Бакарне електроде	19	11.4	21.4	3

3.3.2 Штајнмецов модел

Штајнмецов (*Charles Proteus Steinmetz*) модел електричног лука [83] резултат је разматрања физичких процеса који се дешавају у електричном луку. Штајнмец је прво претпоставио да је за стално генерисање испарења са катоде (кроз која се успоставља електрични лук) неопходна електрична снага, која мора да се доводи тако да постоји разлика потенцијала електрода која је независна од дужине лука, и од струје лука (под условом да је запремина проводне паре сразмјерна са струјом лука). Овај пад напона назвао је контраелектромоторна сила. Штајнмец је затим претпоставио да температура лука при константном притиску мора да буде константна и једнака температури кључања катоде. Такође, претпоставио је да снага топлотног зрачења са јединице површине електроде мора да буде константна, тј. да је укупна снага коју лук узима из мреже сразмјерна са површином лука (тј. производом дужине и пречника лука). Даље, пошто попречни пресјек лука може да се сматра сразмјерним са струјом лука, добија се да је напон између електрода обрнуто пропорционалан са квадратним коријеном струје лука, и приближно директно пропорционалан са дужином лука. Ако се уважи и контраелектромоторна сила, онда једначина зависности напона од струје лука може да се напише као:

$$V_{arc} = V_{arc0} + \frac{A \cdot (L + C)}{\sqrt{I_{arc}}} \quad (3.2)$$

гдје је L – дужина лука, A и C су константе. За лук дужине једног инча, успостављен између угљених електрода, једначина (3.2) постаје:

$$V_{arc} = 36 + \frac{130 \cdot (1 + 0.33)}{\sqrt{I_{arc}}} \quad (3.3)$$

За лук дужине једног инча, успостављен између магнетитних електрода, једначина (3.2) постаје:

$$V_{arc} = 30 + \frac{123 \cdot (1 + 0.05)}{\sqrt{I_{arc}}} \quad (3.4)$$

Штајнмец је уочио да је неслагање резултата мјерења са теоријским резултатима веће у случају лука са угљеним електродама. Такође, уочио је да је при веома малим струјама лука, напон лука добијен једначином мањи од измјереног напона лука, поготово при дугачком луку.

3.3.3 Нотингемов модел

Нотингем (*Wayne B. Nottingham*) је полазећи од једначина Ајертонове и Штајнмеца, показао да зависност напона електричног лука од дужине лука није линеарна при дужинама лука мањим од 15 mm. Такође, показао је да напон лука није обрнуто пропорционалан ни са струјом лука, ни са квадратним коријеном струје лука, већ да се експонент струје лука налази између ових вриједности [84]. За одређену константну дужину лука, Нотингем је предложио сљедећу једначину зависности напона лука од струје лука:

$$V_{arc} = A + \frac{B}{I_{arc}^n} \quad (3.5)$$

при чему константе A и B зависе од дужине лука и материјала електрода, док експонент n зависи само од материјала електрода. На основу експеримената са луком између електрода од различитих материјала, Нотингем је закључио да је експонент n директно пропорционалан са температуром кључања (или сублимације) материјала од кога је направљена анода. За електрични лук између бакарних електрода, дужине између 1 mm и 10 mm, претходна једначина постаје:

$$V_{arc} = 27.5 + \frac{44}{I_{arc}^{0.67}} \quad (3.6)$$

Нотингем је затим утврдио и зависност напона електричног лука од дужине лука, при константној струји лука, која важи и за лукове чија дужина је мања од 15 mm. Ова зависност може да се представи сљедећом једначином:

$$V_{arc} = C \cdot (1 - e^{-dL}) + D \cdot (1 - e^{-\delta L}) + \gamma L \quad (3.7)$$

гдје су: C , D , γ , и δ , функције струје лука, док d не зависи од струје лука.

У случају бакарних електрода, једначина (3.7) постаје:

$$V_{arc} = 14.5 \cdot (1 - e^{-6L}) + 15.5 \cdot (1 - e^{-0.235L}) + 1.7L \quad (3.8)$$

Сљедећа једначина истовремено уважава зависност напона лука од струје лука и од дужине лука, и представља општу Нотингемову једначину статичке струјно-напоске карактеристике електричног лука.

$$V_{arc} = \left(\alpha_{\infty} + \frac{\alpha_1 - \alpha_{\infty}}{I_{arc}^n} \right) (1 - e^{-dL}) + \left(\beta_{\infty} + \frac{\beta_1 - \beta_{\infty}}{I_{arc}^n} \right) \left(1 - e^{-\left(\delta_{\infty} + \frac{\delta_1 - \delta_{\infty}}{I_{arc}^n} \right) L} \right) + \left(\gamma_{\infty} + \frac{\gamma_1 - \gamma_{\infty}}{I_{arc}^n} \right) L \quad (3.9)$$

Једначина (3.9) добијена је у неколико корака. Прво је у једначини (3.6) одређен експонент n , имајући у виду материјал електрода. Затим је одређена константа A , на основу које је нацртана крива напона лука при "бесконечно великој" струји лука. Затим су одређени коефицијенти једначине (3.7) при "бесконечно великој" струји лука (коефицијенти са индексом ∞), и при струји лука једнакој 1 А коефицијенти са индексом 1).

У случају бакарних електрода, једначина (3.9) постаје:

$$V_{arc} = \left(14.5 + \frac{28 - 14.5}{I_{arc}^{0.67}} \right) (1 - e^{-6L}) + \left(15.5 + \frac{42.5 - 15.5}{I_{arc}^{0.67}} \right) \left(1 - e^{-\left(0.235 + \frac{0.373 - 0.235}{I_{arc}^{0.67}} \right) L} \right) + \left(1.7 + \frac{5 - 1.7}{I_{arc}^{0.67}} \right) L \quad (3.10)$$

Нотингем је такође навео да електрични лукови, чија дужина је већа од 15 mm, могу са довољном тачношћу да се представе једначином:

$$V_{arc} = A + B \cdot L + \frac{C + D \cdot L}{I_{arc}^n} \quad (3.11)$$

3.3.4 Ворингтонов модел

Ворингтон (*Albert Russell van Cortlandt Warrington*) је 1931 извео низ тестова на високонапонским системима, са циљем да утврди утицај електричног лука на уређаје релејне заштите [85]. На основу резултата мјерења струје и напона лука у квазистационарном стању, Ворингтон је дошао до сљедеће једначине статичке струјно-напонске карактеристике електричног лука:

$$V_{arc} [\text{V}] = \frac{8750}{I_{arc}^{0.4} [\text{A}]} \cdot L [\text{ft}] = \frac{28688.5}{I_{arc}^{0.4} [\text{A}]} \cdot L [\text{m}] \quad (3.12)$$

гдје је L – дужина електричног лука.

На основу претходне једначине може да се добије и једначина за отпорност електричног лука:

$$R = \frac{28688.5}{I_{arc}^{1.4}} \cdot L \quad (3.13)$$

Претходне једначине изведене су на основу резултата мјерења при струјама лука мањим од 1 кА. Поновном анализом података из [85], у [86] је утврђено да је на основу истих података било могуће одредити још бар двије струјно-напонске карактеристике (али није наведено како су оне одређене), које се значајно разликују од карактеристике представљене једначином (3.12). Такође, наведено је да Ворингтонова једначина не може да буде прихваћена као тачна, и предложене су двије нове једначине за отпорност лука, које су изведене под претпоставком да напон лука има правоугаони облик:

$$R_1 = (1080.4 \div 1350.5) \cdot \frac{L}{I_{arc}} \quad (3.14)$$

$$R_2 = \left(\frac{855.3}{I_{arc}} + \frac{4501.6}{I_{arc}^2} \right) \cdot L \quad (3.15)$$

Поређењем вриједности отпорности лука, добијених компјутерским симулацијама једначина (3.13), (3.14) и (3.15), у [86] је закључено да једначине (3.14) и (3.15) дају прецизније вриједности за отпорности електричног лука, при струјама лука од 500 А до 5 кА.

3.3.5 Модел Стокса и Опенландера

Стокс (*Anthony D. Stokes*) и Опенландер (*Walter T. Oppenlander*) извршили су велики број мјерења струја и напона за вертикалне и хоризонталне отворене електричне лукове, при струјама лука од 0.1 А до 20 кА, и дужинама лука од 5 mm до 500 mm [87]. Мјерења су вршена при једносмјерној струји, која је експоненцијално смањивана од 1000 А до 0.1 А; као и при синусоидалној струји, учестаности 50 Hz, и амплитуде која је смањивана од 20 кА до 30 А. Приликом ових мјерења, уочено је да промјена напона лука може да буде и четвороструко већа од минималног напона лука. Такође, уочено је да се при динамичким пројменама стања електричног лука, тренутна вриједност снаге електричног лука мијења мање од тренутних вриједности напона и струје лука.

На основу извршених мјерења, Стокс и Опенландер су приближно одредили зависност снаге електричног лука од струје лука, разликујући притом дио карактеристике лука при струјама већим од тзв. прелазне струје, од дијела карактеристике при струјама које су мање од прелазне струје. Прелазна струја одређена је тачком на карактеристици у којој је напон лука минималан. При струјама лука мањим од прелазне, карактеристика лука је инверзна (има негативан нагиб). При струјама лука већим од прелазне, карактеристика лука има позитиван нагиб. Прелазна струја I_t дефинисана је једначином:

$$I_t = 10 + 0.2 \cdot z_g \quad (3.16)$$

гдје је z_g - растојање између електрода, у милиметрима. Претходна једначина важи за растојања између електрода од 5 mm до 500 mm. Утврђено је да се при струјама које су веће од прелазне струје, хоризонтални и вертикални лук понашају на исти начин, што је протумачено доминацијом магнетних сила над ефектима конвекције. Једначина која при струјама већим од прелазне струје приближно описује зависност снаге дисипације у луку од струје лука, и која важи и за хоризонталне и за вертикалне лукове, је:

$$P(I_{arc}) = (20 + 0.534 \cdot z_g) \cdot I_t^{1.12} \quad (3.17)$$

При струјама мањим од прелазне, зависност снаге дисипације од струје лука, у хоризонталном луку, одређена је једначином:

$$P(I_{arc}) = P(I_t) \quad (3.18)$$

При струјама већим од прелазне, зависност снаге дисипације од струје лука, у вертикалном луку, одређена је једначином:

$$P(I_{arc}) = P(I_t) \cdot \left(\frac{I_{arc}}{I_t} \right)^{0.4} \quad (3.19)$$

Полазећи од једначина (3.17), (3.18), и (3.19), лако се могу добити и једначине струјно-напонске карактеристике, као и једначине за отпорност електричног лука.

3.3.6 Паукертове једначине

Паукерт (*Josef Paukert*) је сакупио и објавио експерименталне резултате седморице истраживача, који су вршили експерименте са електричним луком у колу једносмјерне и у колу наизмјеничне струје, са хоризонталном и са верикалном конфигурацијом електрода [88]. Експерименти су вршени при струјама лука од 0.3 А до 100 кА, и растојању између електрода од 1 mm до 200 mm. На основу сакупљених резултата мјерења, Паукерт је формулисао једначине зависности напона лука од струје лука, као и једначине зависности отпорности лука од струје лука, за неколико различитих растојања између електрода. Једначине које важе при струјама лука мањим од 100 А, представљене су у Табели 3.2. Једначине које важе при струјама лука од 100 А до 100 кА, представљене су у Табели 3.3. У [81] је уочено добро слагање Паукертових резултата, са резултатима Стокса и Опенландера, поготово при струјама већим од 100 А. Упркос прилично конзистентним резултатима, Паукерт је на крају анализе написао: "Иако се ауторове приближне формуле за минимални напон лука и минималну отпорност лука добро слажу са резултатима других аутора, несигурност која је повезана са

одређивањем стварне дужине лука ће онемогућити њихову успјешну примјену за тачне прорачуне".

Табела 3.2 Паукертове једначине за струје лука мање од 100 А

Растојање између електрода [mm]	Напон лука [V]	Отпорност лука [Ω]
1	$36.32 \cdot I_{arc}^{-0.124}$	$36.32 \cdot I_{arc}^{-1.124}$
5	$71.39 \cdot I_{arc}^{-0.186}$	$71.39 \cdot I_{arc}^{-1.186}$
10	$105.25 \cdot I_{arc}^{-0.239}$	$105.25 \cdot I_{arc}^{-1.239}$
20	$153.63 \cdot I_{arc}^{-0.278}$	$153.63 \cdot I_{arc}^{-1.278}$
50	$262.02 \cdot I_{arc}^{-0.310}$	$262.02 \cdot I_{arc}^{-1.310}$
100	$481.20 \cdot I_{arc}^{-0.350}$	$481.20 \cdot I_{arc}^{-1.350}$
200	$662.34 \cdot I_{arc}^{-0.283}$	$662.34 \cdot I_{arc}^{-1.283}$

Табела 3.3 Паукертове једначине за струје лука веће од 100 А

Растојање између електрода [mm]	Напон лука [V]	Отпорност лука [Ω]
1	$13.04 \cdot I_{arc}^{0.098}$	$13.04 \cdot I_{arc}^{-0.902}$
5	$14.13 \cdot I_{arc}^{0.211}$	$14.13 \cdot I_{arc}^{-0.789}$
10	$16.68 \cdot I_{arc}^{0.163}$	$16.68 \cdot I_{arc}^{-0.837}$
20	$20.11 \cdot I_{arc}^{0.190}$	$20.11 \cdot I_{arc}^{-0.810}$
50	$28.35 \cdot I_{arc}^{0.194}$	$28.35 \cdot I_{arc}^{-0.806}$
100	$34.18 \cdot I_{arc}^{0.241}$	$34.18 \cdot I_{arc}^{-0.759}$
200	$52.63 \cdot I_{arc}^{0.264}$	$52.63 \cdot I_{arc}^{-0.736}$

Претходни Паукертов закључак практично важи за све моделе који су базирани на експериментално одређеним струјно-напонским карактеристикама електричног лука. Осим несигурности при одређивању стварне дужине лука, додатни проблем представља и одређивање многобројних параметара, који у једначинама лука фигуришу као константе. Ови параметри међутим нису

константе, него зависе од материјала електрода, конфигурације електрода и растојања између електрода, јачине струје лука, као и врсте и притиска гаса у којем се успоставља лук. Због свега претходно наведеног, модели електричног лука који су одређени статичким струјно-напонским карактеристикама лука, нису погодни за представљање електричног лука у електричним колима у којима се очекује моделовање динамичких карактеристика лука.

3.3.7 Касијев модел

Касијев (*Alexander M. Cassie*) модел електричног лука је први модел који је био базиран на разматрању енергетског биланса и акумулисане енергије унутар лука [89]. Једначина енергетског биланса за електрични лук, на основу које је изведен Касијев модел, може да се представи на следећи начин:

$$\frac{dQ}{dt} = P - P_o \quad (3.20)$$

гдје су: Q – акумулисана енергија лука, P – снага којом се топлота генерише унутар лука ($P = v_{arc} \cdot i_{arc}$), P_o – снага којом се топлота одводи из лука.

Модели електричног лука који су добијени на основу једначине енергетског биланса, заснивају се на претпоставци да се проводност електричног лука, G , мијења при промјени акумулисане енергије лука, по познатој функцији $F(Q)$:

$$G = F(Q) \quad (3.21)$$

Касијев модел настао је због потребе да се прецизније анализирају процеси унутар пнеуматског енергетског прекидача, који се одвијају при прекидању струје овим прекидачем. Касијев модел заснован је на неколико претпоставки. Прва претпоставка је да је густина струје унутар лука константна, и да се, самим тим, попречни пресјек стуба лука (који има цилиндричан облик) мијења сразмјерно са струјом лука. Претпостављено је да је температура лука унутар запремине стуба лука равномерна и константна, и да се топлота из стуба лука одводи конвекцијом. Затим је претпостављено да је електрична проводност лука по јединици

запремине стуба лука константна, као и акумулисана енергија и губици енергије по јединици запремине стуба лука. Притом је претпостављено да је електрична проводност лука линеарна функција акумулисане енергије:

$$G = \frac{Q}{\tau \cdot V_{0arc}^2} \quad (3.22)$$

Гдје је V_{0arc} – напон лука у устаљеном стању, који се у кратком временском интервалу може сматрати константним. Временска константа τ дефинисана је као однос акумулисане енергије по јединици запремине цилиндра лука, и снаге губитака по јединици запремине цилиндра лука:

$$\tau = \frac{Q}{P} \quad (3.23)$$

На основу једначина (3.20), (3.22), (3.23), добија се диференцијална једначина којом је представљен Касијев модел електричног лука:

$$\frac{1}{G} \frac{dG}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{v_{arc}^2}{V_{0arc}^2} - 1 \right) \quad (3.24)$$

гдје је v_{arc} – тренутна вриједност напона лука.

Параметри Касијеве једначине, τ и V_{0arc} , одређују се фитовањем кривих, на основу резултата добијених мјерењем.

Ако се умјесто електричне проводности лука, као зависна промјенљива посматра електрична отпорност лука, R , једначина (3.24) постаје:

$$\frac{1}{R} \frac{dR}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(1 - \frac{v_{arc}^2}{V_{0arc}^2} \right) \quad (3.25)$$

Касијев модел добро описује електрични лук при великим струјама лука, тј. резултати који су добијени моделовањем лука Касијевом једначином добро се слажу са експерименталним резултатима при великим струјама лука. Са друге стране, при малим струјама лука, одступања величина добијених моделом од мјерених су велика. Мана овог модела је и чињеница да тренутна вриједност

напона лука не може да се одржи на вриједности која је већа од вриједности у устаљеном стању, јер би се тада отпорност лука смањивала, све док се напон v_{arc} не би изједначио са напоном V_{0arc} . Ово практично значи да електрични лук моделован Касијевом једначином не може да се прекине.

Због поједностављења усвојених приликом разматрања механизма губитака снаге и процеса акумулисања енергије у луку, Касијев модел може да се користи само за квалитативна разматрања енергетског биланса у електричном луку [90].

3.3.8 Мајеров модел

Мајеров (*Otto Mayr*) модел је такође базиран на разматрању енергетског биланса и акумулисане енергије унутар цилиндричног лука [91]. Мајеров модел је изведен под претпоставком да је пречник стуба лука константан. Претпостављено је и да се температура лука мијења линеарно са пречником стуба лука. Поред тога, температура лука мијења се у времену у зависности од акумулисане енергије унутар лука. Такође, претпостављено је да се топлота лука одводи само са површине цилиндра, а да се проводност лука (која је униформна унутар стуба лука) мијења експоненцијално при промјени акумулисане енергије лука:

$$G = e^{\frac{Q}{Q_0}} \quad (3.26)$$

гдје је Q_0 – енергија коју је потребно довести или одвести од лука да би се електрична проводност лука промијенила e (≈ 2.718) пута.

Промјена електричне проводности лука не дешава се тренутно, него са кашњењем које се дефинише временском константом:

$$\tau = \frac{Q_0}{P_{0arc}} \quad (3.27)$$

P_{0arc} је снага хлађења лука (тј. снага губитака) у устаљеном стању, која се у кратком временском интервалу може сматрати константном.

На основу једначина (3.20), (3.26), (3.27), изведена је диференцијална једначина која представља Мајеров модел електричног лука:

$$\frac{1}{G} \frac{dG}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{v_{arc} \cdot i_{arc}}{P_{0arc}} - 1 \right) \quad (3.28)$$

гдје су: G – електрична проводност лука; v_{arc} – тренутна вриједност напона лука; i_{arc} – тренутна вриједност струје лука. Временска константа τ у Мајеровој једначини разликује се од константе која фигурише у Касијевој једначини, иако су обе дефинисане на исти начин.

Параметри Мајерове једначине, τ и P_{0arc} , одређују се фитовањем кривих, на основу резултата добијених мјерењем.

Ако се умјесто електричне проводности лука, као зависна промјењива посматра електрична отпорност лука, R , једначина (3.28) постаје:

$$\frac{1}{R} \frac{dR}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(1 - \frac{v_{arc} \cdot i_{arc}}{P_{0arc}} \right) \quad (3.29)$$

Претходна једначина могла би да се протумачи на сљедећи начин. Ако је улазна снага $v_{arc} \cdot i_{arc}$ већа од снаге губитака P_{0arc} , лук ће да генерише топлоту услед које ће се повећати степен јонизације и самим тим смањити електрична отпорност лука. У случају када је улазна снага мања од снаге губитака, лук ће се хладити, а његова отпорност ће се повећавати. С обзиром на то да је промјена отпорности лука повезана са процесом јонизације гаса, она се не може десити тренутно, него је за сваку промјену потребно да прође вријеме које је неопходно за јонизацију и дејонизацију гаса. Ово временско кашњење моделовано је временском константом τ .

При устаљеном стању, када се струја и напон лука мијењају споро, промјена отпорности ће бити мала. У том случају се на основу претходне једначине може сматрати да важи једначина:

$$v_{arc} \cdot i_{arc} = P_{0arc} \quad (3.30)$$

Дакле, у устаљеном стању, струјно-напонска карактеристика лука постаје хипербола. Мајеров модел добро описује електрични лук при малим струјама лука, тј резултати који су добијени моделовањем лука Мајеровом једначином добро се слажу са експерименталним резултатима при малим струјама лука. Осим тога, електрични лук моделован Мајеровом једначином може да се прекине, јер ће због велике отпорности лука у периоду након опадања струје лука на нулу (*post-current-zero period*) важити (упркос великом напону лука у том периоду):

$$v_{arc} \cdot i_{arc} < P_{0arc} \quad (3.31)$$

Самим тим, промјена отпорности лука ће остати позитивна, тј. отпорност лука ће расти до коначног прекида лука.

Као и у случају Касијевог модела, због поједностављења усвојених приликом разматрања механизма губитака снаге и процеса акумулисања енергије у луку, Мајеров модел може да се користи само за квалитативна разматрања енергетског биланса у електричном луку [90]. Додатни проблем за оба модела представља и чињеница да параметри диференцијалних једначина не могу квантитативно да се доведу у везу са физичким особинама медијума у коме је формиран лук [92].

3.3.9 Модел Милера и Хилденбранда

Полазећи од једначина енергетског биланса за електрични лук у колу једносмјерне струје, Милер (*David B. Miller*) и Хилденбранд (*Jerry L. Hildenbrand*) су 1973. године предложили модел електричног лука у устаљеном стању [93]. Помоћу овог модела, покушали су да одреде температуру стуба лука и струју лука за задате улазне параметре (напон, растојање између електрода, параметри гаса). Предложени модел заснива се на анализи процеса преноса топлоте на једном попречном пресеку стуба лука. Аутори су пошли од познате *Elenbaas-Heller*-ове једначине енергетског биланса у цилиндричном луку:

$$\sigma E^2 = -\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(\lambda r \frac{dT}{dr} \right) + w \quad (3.32)$$

гдје су: σ – електрична проводност стуба лука; λ – термичка проводност стуба лука; E – јачина електричног поља унутар лука; r – полупречник стуба лука; w – снага по јединици запремине лука, којом се енергија одводи зрачењем са површине цилиндричног стуба лука.

Elenbaas-Heller-ова једначина важи под следећим претпоставкама [94], [95]:

- стуб лука има цилиндричан облик,
- притисак гаса је већи или једнак од атмосферског,
- топлота се генерише искључиво Џуловим губицима унутар лука,
- електрично поље унутар лука је константно,
- нема подужне варијације параметара лука,
- температура лука зависи само од полупречника лука,
- електрична и термичка проводност лука зависе само температуре лука.

За рјешавање *Elenbaas-Heller*-ове једначине, неопходно је познавати и зависности електричне и термичке проводности од температуре (које се називају и функције материјала):

$$\begin{aligned}\sigma &= \sigma(T) \\ \lambda &= \lambda(T)\end{aligned}\tag{3.33}$$

Ако се том систему једначина дода и једначина Омовог закона у локалном облику:

$$J = \sigma(T) \cdot E\tag{3.34}$$

тада је могуће одредити струјно-напонску карактеристику лука. Ради поједностављења добијеног система једначина, уводи се потенцијал термичког флуksа (*Heat Flux Potential*), $\Theta(T)$:

$$\Theta(T) = \int_0^T \lambda(T) dt \quad , \quad \lambda(T) \frac{dT}{dr} = \frac{d\Theta}{dr}\tag{3.35}$$

Тиме се из система елиминише једначина термичке проводности, а *Elenbaas-Heller*-ова једначина се своди на:

$$\sigma(\Theta)E^2 = -\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{d\Theta}{dr} \right) + w \quad (3.36)$$

Због нелинеарне зависности електричне проводности од потенцијала термичког флукса, *Elenbaas-Heller*-ова једначина није аналитички рјешива [94], [95], а за њено рјешавање нумеричким методама неопходно је познавати струју електричног лука.

Милер и Хилденбранд су умјесто једначине (3.36), итеративном методом ријешили систем једначина, који чине једначина енергетског биланса за цилиндрични стуб лука, дужине L_p , и једначина енергетског биланса за катоду. Утицај аноде је занемарен. Једначина енергетског биланса за стуб лука изведена је под претпоставком да је температура стуба лука константна крећући се радијално од центра лука до полупречника $0.25R$ (гдје је R – полупречник стуба лука). Ово је температура унутрашњег језгра лука. Од полупречника $0.25R$ до полупречника R стуба лука, претпостављено је да температура лука опада линеарно до температуре 1000 К. При температурама мањим од 1000 К, претпостављено је да електрична проводност лука може да се занемари. Једначина енергетског биланса за катоду изведена је под претпоставком да је температура катодне мрље константна у свим тачкама мрље и једнака средњој вриједности температуре катоде. За рјешавање једначина енергетског биланса за катоду, неопходно је познавати особине гаса у коме је лук формиран (број протона и неутрона гаса, јонизациони потенцијал гаса, као и зависност електричне и термичке проводности гаса од температуре), као и емисионе особине материјала катоде.

Итеративним поступком одређивана је температура језгра лука. Ова температура одређена је тако што је у свакој итерацији мијењана струја лука, а затим је температура језгра лука која је добијена из једначине биланса за стуб лука поређена са температуром добијеном из једначине биланса за катоду. Итеративни поступак је вршен све док разлика овако добијених температура није постала мања од усвојених 10 К.

Добијени резултати упоређени су затим са експерименталним резултатима за електрични лук у азоту, при чему струје лука нису биле веће од 10 А. При струји лука од 10 А, израчунати градијент напона био је за око 20% мањи од измјереног. При поређењу израчунатог градијента напона са одговарајућим

експерименталним резултатима другог аутора, израчунати градијент напона био је за око 30% већи од измјереног. Ова неслагања првенствено су последица уведене упрошћене представе температурног профила стуба лука.

3.3.10 Хибридни модел лука за симулацију у електричним колима

Хибридни модел електричног лука базиран на комбинацији Касијевог и Мајеровог модела представљен је у [96]. Овим моделом електрични лук је представљен као компонента електричног кола која има два приступа, и која се карактерише напоном између спољашњих контаката и одговарајућом струјом. Овакав модел омогућава симулацију лука у електричним колима, помоћу одговарајућих симулационих програма. У [96] је наведено да је поменути модел погодан за симулацију транзијентних режима у колу са електричним луком.

Хибридни модел добијен је полазећи од диференцијалних једначина које представљају Касијев и Мајеров модел. Диференцијална једначина (3.28) којом је представљен Мајеров модел лука, може да се трансформише у следећу једначину:

$$G = \frac{i_{arc}^2}{P_{0arc}} - \tau \frac{dG}{dt} \quad (3.37)$$

На сличан начин, једначина (3.24) којом је представљен Касијев модел, може да се трансформише у следећу једначину:

$$G = \frac{v_{arc} \cdot i_{arc}}{V_{0arc}^2} - \tau \frac{dG}{dt} \quad (3.38)$$

У претходним одјељцима наведено је да Мајеров модел може да се користи за представљање електричног лука при малим струјама лука, а Касијев модел при великим струјама лука. У складу с тим, нови модел лука добијен је комбинацијом ова два модела, тако да је при малим струјама лука (мањим од прелазне струје I_0) кондуктанса лука доминантно одређена Мајеровим моделом, а при великим струјама лука (већим од прелазне струје I_0) Касијевим моделом:

$$\begin{aligned}
 G_M &= \frac{i_{arc}^2}{P_{0arc}} - \tau \frac{dG}{dt}, \quad i_{arc} < I_0 \\
 G_C &= \frac{v_{arc} \cdot i_{arc}}{V_{0arc}^2} - \tau \frac{dG}{dt}, \quad i_{arc} > I_0
 \end{aligned}
 \tag{3.39}$$

Индексима "M" и "C" означене су кондуктансе лука одређене Мајеровим и Касијевим моделом, респективно. Прелазна струја I_0 је параметар модела. Претпостављено је да је временска константа τ једнака у оба модела, и да зависи од струје лука на следећи начин:

$$\tau = \tau_0 + \tau_1 \cdot e^{-\alpha |i_{arc}|}
 \tag{3.40}$$

гдје су τ_0 , τ_1 , и α , параметри модела, и важи $\tau_1 \gg \tau_0$.

Да би се при прелазној струји извршио гладак прелаз између Касијеве и Мајерове једначине из (3.39), уведен је фактор $\sigma(i_{arc})$, тако да кондуктанса лука може да се представи једначином:

$$G = [1 - \sigma(i_{arc})] \cdot G_C + \sigma(i_{arc}) \cdot G_M
 \tag{3.41}$$

Фактор $\sigma(i_{arc})$ је монотono опадајућа функција струје лука, и његова вриједност може да се мијења од 0 до 1. У [96] је усвојено да фактор $\sigma(i_{arc})$ на задовољавајући начин може да се представи функцијом:

$$\sigma(i_{arc}) = e^{-\frac{i_{arc}^2}{I_0^2}}
 \tag{3.42}$$

Уважавајући чињеницу да, у случају када није успостављен електрични лук, између електрода постоји нека мала проводност G_{min} која зависи од конфигурације електрода, кондуктанса електричног лука коначно може да се представи једначином:

$$G = G_{min} + \left[1 - e^{-\frac{i_{arc}^2}{I_0^2}} \right] \cdot \frac{v_{arc} \cdot i_{arc}}{V_{0arc}^2} + e^{-\frac{i_{arc}^2}{I_0^2}} \cdot \frac{i_{arc}^2}{P_{0arc}} - \tau \frac{dG}{dt}
 \tag{3.43}$$

Предложени модел лука дефинисан је претходном једначином и једначином везе струје и напона лука:

$$i_{arc} = G \cdot v_{arc} \quad (3.44)$$

Овако дефинисан модел садржи 7 параметара: G_{min} , V_{0arc} , P_{0arc} , I_0 , τ_0 , τ_1 , и α . За одређивање наведених параметара прво је неопходно да се експериментално одреди статичка карактеристика лука. Затим је неопходно подесити параметре одговарајућим редослиједом, тако да се резултати симулације у што већој мјери ускладе са експериментално одређеном статичком карактеристиком лука. Параметар V_{0arc} одређује се тако да се симулацијом добију коректни резултати за напон лука при великим струјама лука. Параметар I_0 одређује се тако да се симулацијом добро репродукује статичка карактеристика лука у области малих струја лука. Параметар P_{0arc} одређује се тако да се симулацијом добију коректне вриједности напона гашења лука. У случају потребе, параметри P_{0arc} и I_0 треба да се одреде истовремено, итеративним поступком, све док се не добију њихове оптималне вриједности. Параметар G_{min} одређује се тако да симулирани напон паљења лука буде приближно једнак измјереном напону. Параметри τ_0 , τ_1 , и α , подешавају се на сљедећи начин: $\tau_0 = 0.01$, $\tau_1 = 1000$, и $\alpha = I_0$. Ако су доступна мјерења струје и напона лука у прелазном режиму, тада се параметри τ_0 и τ_1 додатно подешавају, тако да резултати симулације транзијеног режима буду у складу са мјереним вриједностима.

Експериментална верификација модела извршена је поређењем измјерене струје и напона електричног лука дужине 5 mm, који се успостављао у колу наизмјеничне струје између електрода пречника 3 mm, са одговарајућим резултатима симулације. При томе је уочена добра корелација измјерених и симулираних вриједности струја и напона лука. На основу таласних облика симулираних и мјерених струја и напона представљених у [96], може се закључити да се лук налазио у квазистационарном стању. Понашање модела при промјени дужине електричног лука није одређивано.

3.3.11 Модел базиран на једначини енергетског биланса са идентификацијом параметара *DE* алгоритмом

Модел електричног лука који је базиран на једначини енергетског биланса за електрични лук, и чији параметри су одређени алгоритмом диференцијалне еволуције (*Differential Evolution - DE*), представљен је у [97]. Полазећи од једначине енергетског биланса за електрични лук (једначина (3.20) која је овде поновљена, ради лакшег праћења):

$$\frac{dQ}{dt} = P - P_o \quad (3.45)$$

једначине за снагу којом се топлота генерише унутар лука:

$$P = \frac{i_{arc}^2}{G} \quad (3.46)$$

и једначине за снагу којом се топлота одводи из лука:

$$P_{0arc} = k_1 G^{-\beta} L \quad (3.47)$$

гдје су k_1 и β константе, а L је дужина лука, аутори су дошли до следеће једначине:

$$\frac{dG}{dt} = \left(\frac{i_{arc}^2}{G} - k_1 G^{-\beta} L \right) \cdot \frac{dG}{dQ} \quad (3.48)$$

Затим су акумулисану енергију представили као функцију параметара средине и димензија лука:

$$Q = 0.354 p \left(1 - \frac{T_1}{T_0} \right) \pi r^2 L \quad (3.49)$$

гдје су: p – притисак гаса, T_0 – температура стуба електричног лука, T_1 – температура околине, r – полупречник стуба лука.

Ако се претпостави да су и притисак гаса и специфична топлота при константном притиску константни, електрична проводност стуба лука може да се представи Сахином једначином:

$$G = \frac{r^2 \pi \sigma_0 e^{-\frac{\alpha}{T_0}}}{L} \quad (3.50)$$

гдје су σ_0 и α константе које зависе од физичких особина гаса у коме се успоставља лук.

Претпостављено је такође да је расподјела температуре унутар стуба лука радијална, и да је пречник стуба лука константан. На основу једначина (3.49) и (3.50), важи:

$$\frac{dG}{dQ} = \frac{\frac{dG}{dT_0}}{\frac{dQ}{dT_0}} = k_2 \frac{G}{L} \quad (3.51)$$

гдје је:

$$k_2 = \frac{\alpha}{0.354 \cdot p T_1 \pi r^2} \quad (3.52)$$

Константа k_2 представља утицај средине у којој се успоставља лук на електричне карактеристике лука. Иако спољашња температура може да варира, аутори наводе да ова варијација не може да утиче на карактеристике електричног лука. Због тога се k_2 може сматрати константом.

Смјеном једначине (3.51) у једначину (3.48), добија се финална једначина која представља модел лука:

$$\frac{dG}{dt} = \frac{k_2}{L} i_{arc}^2 - k_1 k_2 G^{-\lambda} \quad (3.53)$$

гдје је:

$$\lambda = \beta - 1 \quad (3.54)$$

За одређивање електричне проводности лука неопходно је претходно одредити и дужину електричног лука, што може да буде веома компликовано јер се дужина лука мијења стохастички. У [97] је предложено да се дужина електричног лука одређује на основу познатог напона на крајевима лука, према једначини:

$$U_{arc} = a + bL \quad (3.55)$$

гдје су: a – константа која представља падове напона на катоди и на аноди, b – константа која представља пад напона по јединици дужине лука.

Идентификација параметара k_1 , k_2 и λ , врши се минимизацијом критеријумске функције алгоритмом диференцијалне еволуције. Алгоритам

диференцијалне еволуције је генерички алгоритам за стохастичку минимизацију функција, које у општем случају не морају да буду диференцијабилне. Алгоритмом диференцијалне еволуције се, у суштини, из популације потенцијалних рјешења (која имају форму вектора параметара) одабира оно рјешење при којем је критеријумска функција минимална. Алгоритам међутим не гарантује да ће доћи до конвергенције, тј. до проналаска оптималног рјешења.

Идентификација параметара модела извршена је на основу измјерене струје и напона електричног лука у електролучној пећи капацитета 40 t. Експериментална верификација модела извршена је поређењем струје и напона лука добијених симулацијом, са одговарајућим измјереним величинама, при луку дужине 17.24 cm и 22 cm. На основу таласних облика приложених у [97], може се закључити да је корелација између симулираних и измјерених величина била веома добра, и да се лук налазио у квазистационарном стању.

3.3.12 Модели електричног лука у фреквентном домену

Модели електричног лука у фреквентном домену користе се првенствено при анализи виших хармоника и интерхармоника које генеришу електролучне пећи за наизмјеничну струју. У [98] је представљена метода за директну анализу електричног лука као нелинеарног елемента у електроенергетском систему, у фреквентном домену. Овом методом, нелинеарна карактеристика електричног лука добијена је на основу једначине енергетског биланса за електрични лук:

$$P_1 + P_2 = P_3 \quad (3.56)$$

У претходној једначини, p_1 је снага којом се топлота одводи из лука, p_2 је снага којом се енергија акумулира унутар електричног лука, p_3 је снага којом се топлота генерише унутар лука.

Снага којом се топлота одводи из лука представљена је једначином:

$$p_1 = k_1 r^n \quad (3.57)$$

гдје је k_1 константа, а r је полупречник лука.

На основу претходне једначине, види се да је усвојено да снага којом се топлота одводи из лука (снага хлађења) зависи од полупречника лука, а не зависи од температуре лука. Такође, у [98] је наведено да у случају када је околина електричног лука довољно загријана, снага хлађења лука неће зависити од полупречника лука, тј. $n = 0$. У случају када температура лука није довољно велика, и када је лук дугачак, претпостављено је да се може узети $n = 1$, тј. да се топлота одводи са површине цилиндра лука. У случају када је електрични лук кратак, претпостављено је да важи $n = 2$, тј. да је снага хлађења пропорционална са попречним пресеком стуба лука.

Снага којом се енергија акумулира унутар електричног лука представљена је једначином:

$$p_2 = k_2 r \frac{dr}{dt} \quad (3.58)$$

гдје је k_2 константа.

Снага којом се топлота генерише унутар лука представљена је једначином:

$$p_3 = v_{arc} \cdot i_{arc} = \frac{k_3}{r^{m+2}} \cdot i_{arc}^2 \quad (3.59)$$

гдје је k_3 константа.

У претходној једначини, имплицитно је претпостављено да се електрична отпорност електричног лука мијења инверзно са полупречником цилиндра лука, при чему коефицијент m може да има вриједности из интервала $[0, 2]$. На овај начин је претпостављено да при већем полупречнику цилиндра лука, температура унутар лука може да буде већа, што доводи до смањења отпорности лука. Овакво понашање електричног лука карактеристично је за мале струје лука, тј. у инверзној области статичке струјно-напонске карактеристике (Слика 3.3 на страни 91).

Смјеном једначина (3.57)–(3.59) у једначину (3.56), добија се диференцијална једначина електричног лука у временском домену:

$$k_1 r^n + k_2 r \frac{dr}{dt} = \frac{k_3}{r^{m+2}} \cdot i_{arc}^2 \quad (3.60)$$

При чему је напон лука представљен једначином:

$$v_{ARC} = \frac{k_3}{r^{m+2}} \cdot i_{arc} \quad (3.61)$$

Полазећи од диференцијалне једначине (3.60), након линеаризације може да се дефинише слjedeћа функција у фреквентном домену:

$$f(r) = k_1 r^{m+n+2} + k_2 r^{m+3} \cdot [j\omega h] \cdot r - k_3 i_{arc}^2 \quad (3.62)$$

као и њен извод:

$$f'(r) = (m+n+2)k_1 r^{m+n+1} + (m+3)k_2 r^{m+2} \cdot [j\omega h] \cdot r + k_2 r^{m+3} \cdot [j\omega h] \quad (3.63)$$

Претходно дефинисана функција користи се за формирање критеријумске функције, тако што се пореде вриједности добијене једначином (3.62) са вриједностима добијеним емпиријски. Извод функције, дефинисан једначином (3.63) користи се за формирање јакобијана, који се касније користи у току итеративног поступка прорачуна. Програми помоћу којих се врши прорачун дати су у [98].

Резултати прорачуна представљени су зависношћу напона лука од струје лука, за конкретан случај електричног лука. Притом је извршено и поређење добијених резултата са измјереним вриједностима, на основу којег може да се уочи добра корелација између измјерених и прорачунатих вриједности струја и напона.

Према [98], претходно описаним моделом може да се моделује само детерминистичка природа електричног лука. Мана претходног модела је и што се при прорачунима ослања на карактеристику лука добијену емпиријски и што добијени резултати зависе од анализираног радног стања.

У [99] је описан модел електричног лука у фреквентном домену који је представљен у [100] (референца [100] није била доступна). У овом моделу, напон електричног лука, $u_{arc}(t)$, представљен је правоугаоном функцијом, амплитуде U_d . Ова функција може да се представи одговарајућим Фуријеовим редом:

$$u_{arc}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4U_d}{\pi k} \sin(k\omega t) \quad , \quad k = 2n - 1 \quad (n \in \mathbb{N}) \quad (3.64)$$

У [100] је претпостављено да се коло у коме се формира електрични лук напаја генератором простопериодичног напона (ω одговара мрежној учестаности):

$$u_s(t) = \sqrt{2}E \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.65)$$

и да је импеданса кола за поједине хармонике:

$$\underline{Z}_k = Z_k \cdot e^{j\varphi_k} \quad (3.66)$$

Затим је претпостављено да струја лука пролази кроз нулу у тренутку у коме напон лука мијења поларитет. На основу ове претпоставке добијен је следећи израз за ефективну вриједност основног хармоника напона лука:

$$U_{arc1} = \frac{E}{Z_1 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \varphi_k}{k \cdot Z_k}} \cdot \sin(\varphi_1 - \alpha) \quad , \quad k = 2n - 1 \quad (n \in N) \quad (3.67)$$

Фазни став α простопериодичног напона мреже одређен је под претпоставком да је снага која се преноси основним хармоником максимална. Дакле:

$$\alpha = \varphi_1 - \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{Z_1 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \varphi_k}{k \cdot Z_k}}{\cos \varphi_1} \right) \quad (3.68)$$

Затим је формирано еквивалентно коло система, за основни хармоник, у коме је електрични лук представљен паралелном везом пригушнице константне реактансе:

$$X_{NL} = \frac{Z_1}{Z_1 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \varphi_k}{k \cdot Z_k} - \sin \varphi_1} \quad (3.69)$$

и отпорника промјенљиве отпорности:

$$R_{NL} = \frac{Z_1 \cdot \sin(\varphi_1 - \alpha)}{Z_1 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \varphi_k}{k \cdot Z_k} \cdot \cos(\varphi_1 - \alpha) - \cos \varphi_1 \cdot \sin(\varphi_1 - \alpha)} \quad (3.70)$$

У еквивалентном колу система за више хармонике, електрични лук јепредстављен простопериодичним напоном, ефективне вриједности одређене једначином (3.64).

Главна мана овог модела електричног лука је у томе што је приликом његовог извођења претпостављено да је снага којом се енергија преноси основним хармоником максимална. У пракси, ова претпоставка не важи у свим интервалима рада пећи.

Ни један од претходно представљених модела електричног лука у фреквентном домену не узима у обзир динамичке промјене дужине електричног лука. Самим тим, ни један од модела није погодан за примјену у системима за брзу регулацију струје лука.

3.3.13 Модел електричног лука базиран на теорији хаоса и неуралној мрежи

У [101] је представљен модел електричног лука који је базиран на елементима теорије хаоса, и имплементиран помоћу неуралне мреже са радијалним базним функцијама (*Radial Basis Function Neural Network – RBFNN* или скраћено *RBFN*). Наиме, у [101] је наведено да се захваљујући хаотичном понашању напона електричног лука, може формирати модел електричног лука чији ће напон, посматран као временски низ, статистички да се мијења на сличан начин као и измјерени напон лука.

Хаотично понашање напона електричног лука илустровано је у [101] помоћу измјереног напона лука, за који је израчунат и максимални експонент Љапунова, као показатељ хаотичности система. Из теорије хаоса је познато да се понашање система сматра хаотичним ако је средња вриједност експонента Љапунова позитивна [102]. Средња вриједност експонента Љапунова за једнодимензионални временски низ се израчунава као средња вриједност експонената израчунатих за бар 30-40 иницијалних вриједности временског низа, дистрибуираних на атрактору [102]. На основу таласног облика напона лука, у [101] је израчунато да максимални експонент Љапунова износи 1.87. Средња вриједност овог експонента није дата.

Да би дошли до модела електричног лука, аутори су најприје на основу измјереног напона лука извршили реконструкцију простора стања система са електричним луком, чиме је добијен систем са идентичним динамичким особинама као и оригинални систем. Притом је, за правилну реконструкцију простора стања, било неопходно да се одреди одговарајуће временско кашњење, као и димензија реконструисаног простора стања.

Напон електричног лука је затим моделован неуралном мрежом са радијалним базним функцијама. Ове неуралне мреже садрже три слоја: улазни, скривени, и излазни слој, и користе нелинеарне радијалне базне функције као активационе функције. На улаз у неуралну мрежу доводе се претходни временски одбирци сигнала напона на основу којих се предвиђа сљедећи одбирак сигнала напона. Скривени слој садржи промјењив број неурона, који се утврђује приликом процеса учења (тренирања) мреже. Сваки неурон садржи радијалну базну функцију, чији аргумент је растојање између посматраног улазног одбирка и центра функције. Вриједност ове функције је иста за све тачке у простору са истим радијусом, посматрано у односу на центар функције (отуда и назив "радијална функција"). Као радијална базна функција најчешће се користи Гаусова функција. Вриједност радијалне функције у неком неурону практично показује утицај који тај неурон има на посматрани одбирак. Излаз неуралне мреже једнак је збиру излаза из појединих неурона (тј. вриједности одговарајућих радијалних функција), који се налазе у скривеном слоју мреже, при чему је излаз сваког неурона претходно помножен са одређеним тежинским фактором који се утврђује током учења мреже. Осим тежинског фактора, током учења мреже одређују се и број неурона у скривеном слоју и њихов распоред унутар простора стања.

Генерално, алгоритми за учење могу да се подијеле на алгоритме надгледаног и ненагледаног учења. У [101] је примјењена варијанта алгоритма надгледаног учења мреже, који се у принципу састоји у томе да се на основу одређеног скупа одбирака за које је излаз мреже познат, одређује оптимални функционал (*cost function*). Функционал представља разлику између жељених и процјењених вриједности, и обично има форму средње квадратне грешке.

За учење мреже коришћени су скупови од по 1000 одбирака напона који су узети током 0.2 секунде. Првих 800 одбирака коришћено је за конструкцију иницијалног простора стања, а преосталих 200 за потврду резултата једнокорачне предикције унапријед (*one-step ahead prediction*). Аутори су усвојили мрежу која се састојала од 8 улазних неурона, 12 неурона у скривеном слоју, и једног излазног неурона. Број скупова одбирака који су коришћени за учење мреже није наведен.

Резултати моделовања представљени су за једнокорачну, петокорачну и тридесетокорачну предикцију унапријед. Сви прорачуни вршени су помоћу функција из *Neural Network Toolbox*-а, који је саставни дио програмског пакета *MATLAB*[®]. Представљени предвиђени и измјерени напон на интервалу од 40 ms били су скоро идентични, са већим одступањем (до 15 V, при напону лука који је имао вриједности између 450 V и 700 V) само у неколико тачака. Представљени су и резултати моделовања напона лука *RBFN* мрежом са 9 неурона у скривеном слоју, при чему су коришћене нормализоване вриједности напона лука, и показано је да у посматраном случају метода са реконструкцијом простора стања даје боље резултате.

У [101] је наведено да представљени модел лука није погодан за коришћење у симулационим програмима као што је *EMTP*, због тога што постоје проблеми приликом синхронизације модела са остатком симулираног електричног кола. Захтјевност извршених прорачуна и њихова изводљивост на модерним дигиталним сигнал процесорима није разматрана.

3.3.14 *MHD* модел лука добијен методом коначних разлика

Магнетохидродинамички (*Magnetohydrodynamic* – *MHD*) модел електричног лука, који је добијен рјешавањем диференцијалних једначина методом коначних разлика, представљен је у [103]. Модел је развијен са намјером да се што боље (са што већом резолуцијом у времену и у простору) представе динамичке карактеристике електричног лука, у дводимензионалном и тродимензионалном простору. Да би се избјегла имплицитна претпоставка о

цилиндричном облику стуба електричног лука, модел је развијен у Декартовом правоуглом координатном систему.

Модел се састоји од једначина динамике флуида (Навиер-Стоксове једначине), једначина преноса топлоте, и Максвелових једначина за електростатичко и стационарно магнетско поље. Све једначине су рјешаване истовремено, са циљем да се што тачније моделује укупно понашање система. За рјешавање овог система једначина неопходно је познавати густину, кинематску вискозност, и термичку проводност гаса у коме настаје лук, као и његов топлотни капацитет при константном притиску. Осим наведених карактеристика, неопходно је познавати и температурне зависности електричне проводности плазме, и енергије по јединици запремине која се емитује зрачењем. У [103] је за ове вриједности коришћен сет дискретних података које су аутори преузели из доступне литературе. Поред ових величина, неопходно је специфицирати и густину струје катодне мрље, као и јачину струје пећи, на основу којих се одређује ширина (у $2D$ моделу) катодне мрље. Затим је неопходно специфицирати и потребне граничне услове.

За рјешавање једначина динамике флуида и једначина преноса топлоте коришћена је експлицитна итеративна Рунге-Кута метода ($RK4$), док је за рјешавање једначине електричног потенцијала коришћен итеративни мултигрид солвер.

За рјешавање добијеног система једначина помоћу рачунара са интеловим *Core 2 Quad Q660* четворојезгарним процесором, било је неопходно 2 сата. Добијени резултати симулације упоређени су са експерименталним резултатима са пећи снаге 300 kVA, при струји лука 1 kA. Извршено је квалитативно поређење температурног профила електричног лука добијеног симулацијом, са фотографијама лука добијеним помоћу камере којом је лук сниман брзином од 5000 фрејмова у секунди. У оба случаја је уочено слично понашање лука при повећању дужине лука. Такође, у оба случаја је уочена појава паразитних анодних лукова (краткотрајни млазеви плазме који полазе са аноде и брзо се крећу по површини аноде). Тродимензионалним моделом разматран је међусобни утицај два електрична лука у електролучној *twin-cathode* пећи.

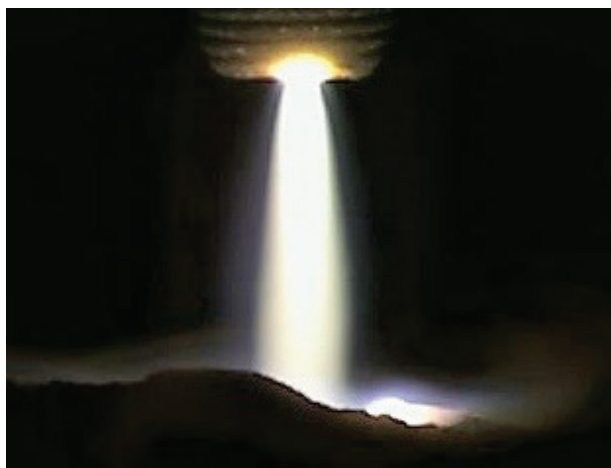
Овај модел, иако има добар потенцијал за представљање динамичког понашања електричног лука у електролучној пећи за једносмерну струју, није погодан за примјену у системима за брзу регулацију струје електричног лука, због тога што неопходни прорачуни не могу да се изврше довољно брзо. Осим тога, особине модела нису верификоване са квантитативног аспекта.

3.3.15 Закључне напомене о представљеним моделима електричног лука

Сви претходно представљени модели (осим модела на бази неуралне мреже и *MHD* модела) важе под претпоставком да стуб електричног лука има цилиндричан облик. Оваква представа електричног лука је уобичајена у литератури. Такође, најчешће се претпоставља да се лук успоставља најкраћим путем између електрода, а често се електрични лук посматра као стационарна појава. Снимци електричног лука брзим камерама међутим показују да је електрични лук изузетно нестабилна и динамична појава, као и да се уочене промјене одвијају у временским интервалима који су мањи од 1 ms, [103], [104]. Као доминантни модови нестабилности, у [105] се наводе: хеликоидна ротација стуба млаза плазме, чија амплитуда се повећава при удаљавању од електроде; и појава вртложних прстенова на ободу стуба лука. Осим брзих промјена електричног лука, посматрањем у [103] и [104] уочени су и потпуно нови феномени и прелазне појаве, као што су појава анодних лукова и прелазне појаве при промјени дужине електричног лука. Уочено је и да природа брзих временских промјена лука изразито зависи од јачине струје лука и дужине лука. При мањим струјама и мањим дужинама лука, успостављени лук је стабилан и стационаран. При повећању струје лука или дужине лука, долази до убрзаног прецесионог кретања млаза плазме по површини електроде, око тачке у којој је лук у контакту са електродом. Ово кретање изазива правилне осцилације стуба лука, и доводи до увијања лука у спиралу. При даљем повећању струје лука или дужине лука, лук ће почети да се мијења хаотично и непредвидљиво.

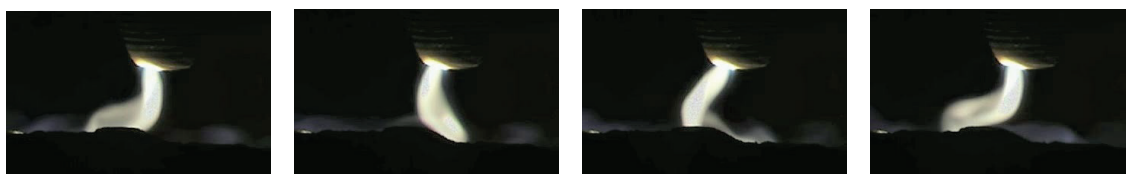
Овакво понашање електричног лука илустровано је Сликама 3.5, 3.6, 3.7, 3.8, које су, уз сагласност аутора, преузете из [4] и [103]. Приказане фотографије лука снимљене су брзином 5000 фрејмова у секунди, при чему се лук успостављао

у ваздуху, између графитне катоде пречника 10 cm и графитног блока који је био у контакту са анодом. На Слици 3.5 приказан је цилиндричан стабилан електрични лук дужине 5 cm, при струји лука 500 A.



Слика 3.5. Цилиндричан стабилан лук дужине 5 cm, при струји лука 500A.

При повећању струје лука на 1000 A, не мијењајући дужину лука, појављују су се правилне осцилације лука. Ове осцилације илустроване су Сликом 3.6, на којој су приказана четири узастопна фрејма видео записа.



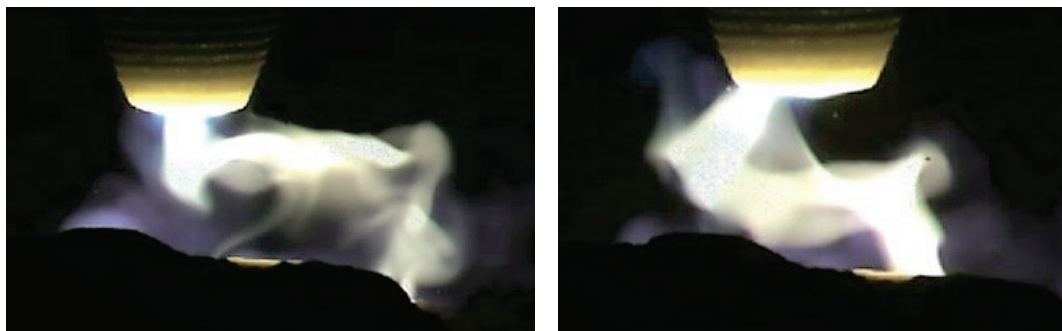
Слика 3.6. Четири узастопна фрејма при струји лука једнакој 1000 A и дужини лука једнакој 5 cm.

Неправилне и хаотичне осцилације лука до којих долази при повећању дужине лука на 10 cm, илустроване су Сликом 3.7, на којој су приказана четири узастопна фрејма видео записа.



Слика 3.7. Четири узастопна фрејма при струји лука једнакој 1000 A и дужини лука једнакој 10 cm.

При повећању струје лука преко 1500 А, при дужини лука једнакој 5 cm, умјесто правилних осцилација наступиле су неправилне и хаотичне промјене лука. Снимци електричног лука (фрејмови 184 и 445) при струји лука 2000 А, и дужини лука једнакој 5 cm, приказани су на Слици 3.8.



Слика 3.8. Фрејмови 184 и 445, при струји лука једнакој 2000 А и дужини лука једнакој 5 cm.

На основу претходно представљених модела електричног лука, као и снимака реалног лука брзом камером, може се закључити да једино *MHD* модел лука, барем квалитативно, на задовољавајући начин описује динамичке карактеристике електричног лука. Модели базирани на емпиријским формулама су једноставни и могу да прикажу само најосновније особине лука, најчешће у стационарном стању. Притом, одређивање њихових параметара (који се најчешће сматрају константним, иако то нису) није једноставно. Нумерички модели који су засновани на претпоставци цилиндричног стуба лука, могу у појединим случајевима у великој мјери да се слажу са експерименталним резултатима, али углавном нису примјенљиви на више од једног случаја - оног за који су њихови параметри одређени.

Према томе, може се закључити да ни један од претходно представљених модела електричног лука није погодан за примјену у системима за брзу регулацију струје електричног лука. Штавише, на основу доступне литературе, може се закључити да у овом тренутку не постоји модел електричног лука којим на задовољавајући начин могу да се моделују динамичке карактеристике електричног лука, а који истовремено може да се примијени у системима са предиктивним регулатором за брзу регулацију струје лука.

4 Принципи и методе регулације струје лука у електролучној пећи за једносмјерну струју

У раном периоду развоја електролучних пећи, када су комерцијално коришћене искључиво пећи за наизмјеничну струју, једини вид регулације електричне снаге пећи при датом напону напајања пећи био је подешавањем висине електрода, тј. растојања између врхова електрода и шарже. У почетку је ова регулација вршена електромеханичким регулаторима, као што је био Туријев регулатор. Туријев регулатор је затим замијењен Сидовим регулатором (*John A. Seede*) [106], којим је регулисан положај електрода тако да се одржи задата струја електричног лука. Систем за регулацију положаја електрода на бази мотор-генератор групе, који је могао да подиже и спушта електроде брзином до 4.5 m/min, развијен је почетком Другог свјетског рата [107]. Касније, половином 50-их година прошлог вијека, регулатори на бази мотор-генератор групе замијењени су регулаторима на бази магнетских појачавача. Системи са овим регулаторима могли су да подижу и спуштају електроде брзинама до 6 m/min. Почетком 60-их година прошлог вијека, у употребу су уведени полупроводнички регулатори, који су недуго затим потпуно потиснули регулаторе на бази магнетских појачавача.

Брзина подизања и спуштања електрода ограничена је минималном учестаношћу сопствених осцилација елемената система за позиционирање електрода. Код модерних електролучних пећи, уобичајена брзина подизања и спуштања електрода износи око 30-35 cm/s, при аутоматском раду, и око 15-20 cm/s при мануелном раду [1]. Ова брзина, међутим, није довољна за адекватну компензацију великих флукуација активне и реактивне снаге пећи, које се дешавају приликом појаве кратких спојева електрода и прекида електричног лука. Велике промјене струје и велике флукуације снаге у пећима за наизмјеничну струју могу само донекле да се ограниче помоћу заситљивих пригушница.

У случају пећи за једносмјерну струју, брза регулација струје омогућена је напајањем пећи помоћу полупроводничких енергетских претвараача великих

снага. С обзиром на то да се за напајање пећи доминантно користе тиристорски исправљачи, брза регулација струје врши се промјеном угла управљања тиристорима. Најважније предности електролучних пећи за једносмјерну струју у односу на пећи за наизмјеничну струју, које су директна посљедица брзе регулације струје лука, су: знатно смањени негативни утицаји електролучних пећи за једносмјерну струју на преносну и дистрибутивну мрежу, повећана ефикасност пећи, смањено трајање циклуса пећи, и смањена потрошња електрода.

У овом поглављу биће наведени основни циљеви и стратегије регулације струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју. Затим ће бити дат преглед алгоритама за регулацију струје лука тиристорски напајаних електролучних пећи за једносмјерну струју. Такође, на основу доступне литературе, биће дат опис комерцијалних регулатора струје електричног лука. На крају, биће извршена анализа утицаја брзине одзива регулатора струје лука на перформансе електролучне пећи за једносмјерну струју.

4.1 Основни циљеви и стратегије регулације струје лука у електролучним пећима за једносмјерну струју

Основни циљеви који се постављају пред регулатор струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју су брза и прецизна регулација средње вредности струје лука, тако да рад пећи буде максимално ефикасан и да се притом на прикључним крајевима пећи остваре минималне варијације активне и реактивне снаге, као и статичка и динамичка стабилност рада пећи. Поред тога, неопходно је и да се у што већој мјери смање амплитуде виших хармоника и интерхармоника улазних струја и напона пећи. На основу анализе извршене у [108], утврђено је да перформансе регулатора струје електричног лука имају одлучујући утицај на појаву фликера, и да лоша подешавања регулатора струје (у [108] је анализиран утицај *PI* регулатора) могу чак да проузрокују веће амплитуде некарактеристичних виших хармоника и интерхармоника, у односу на случај када регулатор струје не постоји. Брз и оптималан одзив регулатора струје омогућава компензацију брзих промјена струје

лука, које се јављају при кратким спојевима електрода. Самим тим, омогућено је и смањење промјена активне и реактивне снаге која се узима из мреже. Смањењем промјена активне и реактивне снаге, смањују се и промјене напона (једначина 2.1 на страни 63) на прикључним крајевима постројења, што за последицу има и смањење појаве фликера. На основу таласних облика напона и снага, снимљених на 161 kV сабирницама постројења са електролучном пећи за једносмјерну струју, капацитета 50 тона, у [54] је показано да промјене напона практично зависе само од промјена реактивне снаге пећи, и да се, самим тим, проблеми флукуације напона на прикључним сабирницама могу отклонити ефикасном контролом реактивне снаге пећи.

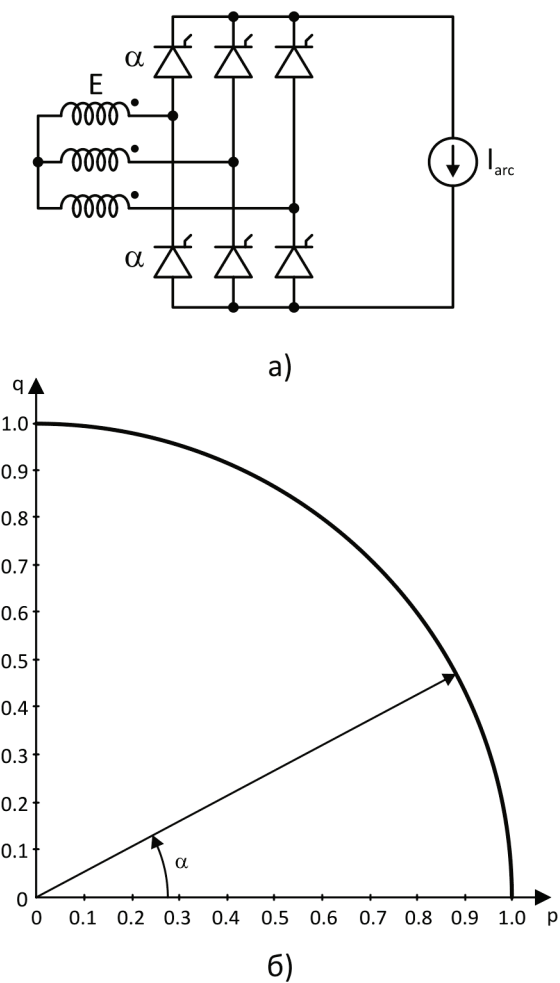
Промјене активне и реактивне снаге пећи у многоне зависе и од топологије исправљача и стратегије управљања укључењем појединих тиристора. Слиједи анализа промјене активне и реактивне снаге при промјени угла управљања тиристорима, за неколико различитих топологија тиристорских исправљача. Анализа је извршена посматрањем кружног дијаграма активне и реактивне снаге на улазу у мост (тј. на крајевима секундара трансформатора), при промјени угла управљања тиристорима. Прво су анализирани варијанте трофазног мосног исправљача, као елементарног блока за формирање вишефазних исправљача, а затим и паралелна спрега мосних исправљача. Ради упрошћења, анализа је извршена под претпоставком да је струја електричног лука константна, и да се комутација врши тренутно. Посматране активне и реактивне снаге нормализоване су максималном снагом којом енергија може да се пренесе оптерећењу, које се напаја трофазним пуноуправљивим мосним тиристорским исправљачем:

$$P = \frac{3\sqrt{6}E}{\pi} \cdot I_{arc} \quad (4.1)$$

гдје су: E – ефективна вриједност фазног напона секундара трансформатора, I_{arc} – струја електричног лука.

На Слици 4.1 приказана је упрошћена шема трофазног тиристорског пуноуправљивог мосног исправљача, као и одговарајући кружни дијаграм снага.

Претпостављено је да се свим тиристорима задаје исти угао управљања, α , тј. да је управљање тиристорима нераздјелено.



Слика 4.1. а) Упростићена шема пуноуправљивог исправљача, б) одговарајући кружни дијаграм снага.

За ову топологију претварача, ефективна вриједност активне компоненте основног хармоника струје секундара може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{1a}'' = \frac{\sqrt{6}I_{arc}}{\pi} \cdot \cos \alpha \quad (4.2)$$

Ефективна вриједност реактивне компоненте основног хармоника струје секундара може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{1r}'' = \frac{\sqrt{6}I_{arc}}{\pi} \cdot \sin \alpha \quad (4.3)$$

На основу претходних једначина, нормализоване вриједности активне снаге, p , и реактивне снаге, q , за овај исправљач могу да се одреде помоћу једначина (4.4) и (4.5), респективно:

$$p = \cos \alpha \quad (4.4)$$

$$q = \sin \alpha \quad (4.5)$$

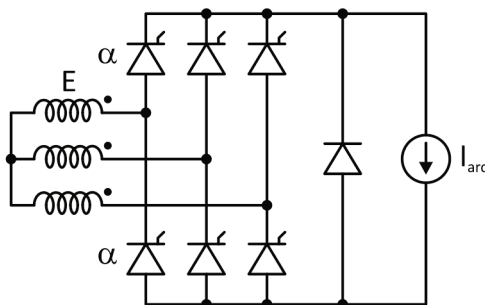
Кружни дијаграм на Слици 4.1 б) нацртан је на основу једначина (4.4) и (4.5), при промјени угла управљања тиристорима од 0° до 90° . Сличан кружни дијаграм (за шестофазни исправљач) представљен је претходно у одјељку 2.6.3 (Слика 2.24, на страни 63), гдје је наведено да су, при истим промјенама активне снаге, промјене реактивне снаге много мање код пећи за једносмјерну струју. У [109] је међутим наведено да мјерења на терену показују да је опсег промјена реактивне снаге (изражених као врједност током 95% времена) код пећи за наизмјеничну струју скоро једнак опсегу код пећи за једносмјерну струју. У пракси, промјене реактивне снаге код пећи за једносмјерну струју, напајаних исправљачем са Слике 4.1 а), углавном не могу да се занемаре, и неопходно је користити додатну опрему за њихову компензацију.

Мање промјене реактивне снаге при промјени угла управљања тиристорима, могуће је постићи коришћењем пуноуправљивог мосног исправљача са замајном диодом. Упрошћена шема овог исправљача приказана је на Слици 4.2 а). Код овог исправљача, замајна диода ће да проводи при угловима управљања од 60° до 120° , при чему ће трајање провођења појединих тиристора да се мијења од 120° до 0° , респективно. И овде је претпостављено да је управљање тиристорима нераздјелено. Ефективна вриједност активне компоненте основног хармоника струје секундара, при угловима управљања од 60° до 120° , може да се одреди помоћу једначине:

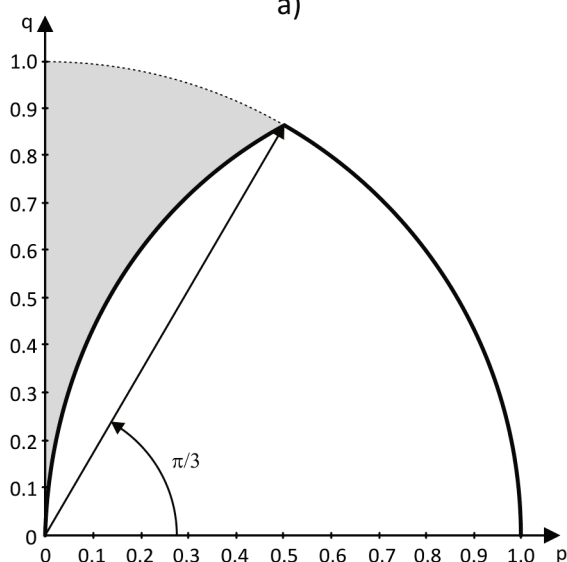
$$I_{1\alpha}'' = \frac{\sqrt{6}I_{arc}}{\pi} \cdot \left(\sqrt{3} \cos \frac{\alpha}{2} - \sin \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.6)$$

Извођење претходне једначине није дато због прегледности. Ефективна вриједност реактивне компоненте основног хармоника струје секундара, при угловима управљања од 60° до 120° , може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{lr}'' = \frac{\sqrt{6}I_{arc}}{\pi} \cdot \left(\sqrt{3} \cos \frac{\alpha}{2} - \sin \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.7)$$



а)



б)

Слика 4.2 а) Упростићена шема пуноуправљивог исправљача са замајном диодом, б) одговарајући кружни дијаграм снага.

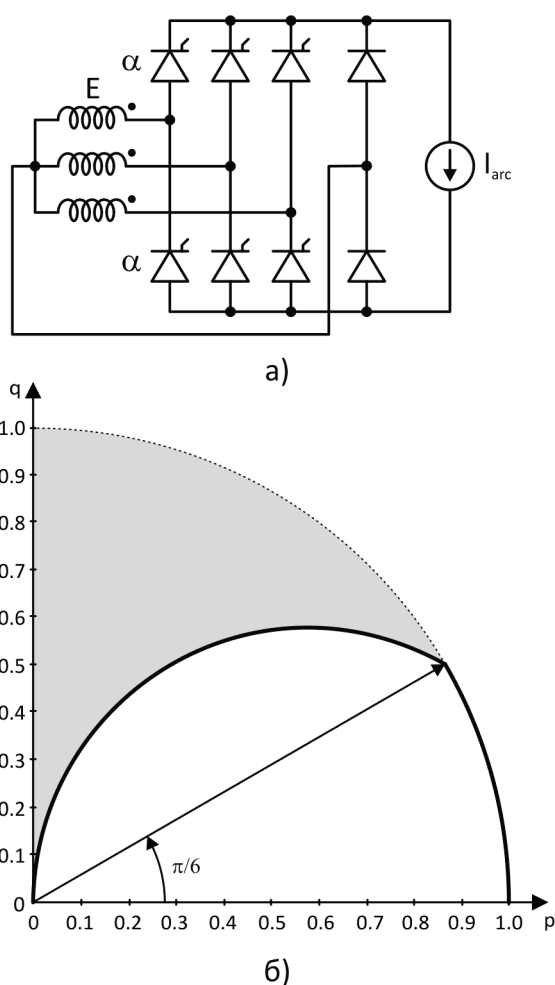
На основу једначина (4.6) и (4.7), добијају се једначине за нормализоване вриједности активне и реактивне снаге за овај исправљач, при угловима управљања од 60° до 120° . Нормализована активна снага може да се одреди помоћу једначине (4.8), а нормализована реактивна снага помоћу једначине (4.9).

$$p = \left(\sqrt{3} \cos \frac{\alpha}{2} - \sin \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.8)$$

$$q = \left(\sqrt{3} \cos \frac{\alpha}{2} - \sin \frac{\alpha}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.9)$$

Кружни дијаграм на Слици 4.2 б) нацртан је на основу једначина (4.4) и (4.5) (за углове управљања од 0° до 60°), и једначна (4.8) и (4.9) (за углове управљања од 60° до 120°). Сивом облашћу на кружном дијаграму представљена је разлика између случаја са пуноуправљивим исправљачем и случаја исправљачем са замајном диодом. Предност ове спреге у односу на пуноуправљиви исправљач је у томе што овим исправљачем може да се постигне радна тачка $p=0$, $q=0$, што је корисно при кратким спојевима електрода који се дешавају у току рада пећи.

Много мање промјене реактивне снаге при промјени угла управљања тиристорима могу да се постигну помоћу исправљача са двије замајне диоде са средњим изводом повезаним на звјездиште секундара трансформатора, као што је приказано на Слици 4.3 а).



Слика 4.3 а) Упростићена шема пуноуправљивог исправљача са двије замајне диоде, б) одговарајући кружни дијаграм снага.

Код овог исправљача, замајна диода ће да проводи при угловима управљања од 30° до 150° , при чему ће трајање провођења појединих тиристора да се мијења од 120° до 0° , респективно. И за овај исправљач претпостављено је да је управљање тиристорима нераздијељено. Ефективна вриједност активне компоненте основног хармоника струје секундара, при угловима управљања од 30° до 150° , може да се одреди (након краћег извођења) помоћу једначине:

$$I_{1a}'' = \frac{\sqrt{2}I_{arc}}{\pi} \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (4.10)$$

Ефективна вриједност реактивне компоненте основног хармоника струје секундара, при угловима управљања од 30° до 150° , може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{1r}'' = \frac{\sqrt{2}I_{arc}}{\pi} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.11)$$

На основу једначина (4.10) и (4.11), добијају се једначине за нормализоване вриједности активне и реактивне снаге за овај исправљач, при угловима управљања од 30° до 150° . Нормализована активна снага може да се одреди помоћу једначине (4.12), а нормализована реактивна снага помоћу једначине (4.13).

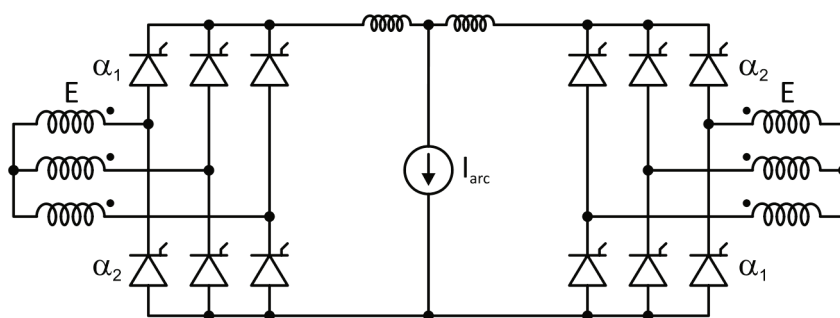
$$p = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (4.12)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.13)$$

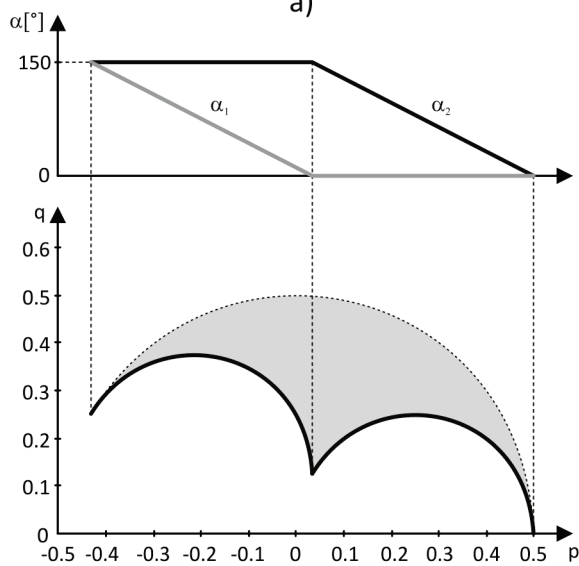
Кружни дијаграм на Слици 4.3 б) нацртан је на основу једначина (4.4) и (4.5) (за углове управљања од 0° до 30°), и једначина (4.12) и (4.13) (за углове управљања од 30° до 150°). Сивом облашћу на кружном дијаграму представљена је разлика између случаја са пуноуправљивим исправљачем и случаја са исправљачем са двије замајне диоде. Као и у случају исправљача са једном замајном диодом, и овим исправљачем може да се постигне радна тачка $p=0$, $q=0$. Мана овог исправљача је постојање једновремених хармонијских компонената струје секундара (трећи, девети, петнаести... хармоник), које се затварају кроз

повратни проводник који је повезан са звјездиштем секундара трансформатора. Ове хармонијске компоненте елиминишу се из струје напојног вода са стране примара трансформатора, тако што се намотаји примара трансформатора спрежу у троугао. Са кружног дијаграма на Слици 4.3 б) може да се уочи да су промјене реактивне снаге при промјени угла управљања тиристорима знатно мање у односу на промјене код пуноуправљивог исправљача и исправљача са једном замајном диодом.

На Слици 4.4 а) приказана је упрошћена шема исправљача сачињеног од два пуноуправљива тиристорска исправљача повезана паралелно.



а)



б)

Слика 4.4 а) Упрошћена шема паралелне спреге два пуноуправљива исправљача, б) профил промјене углова управљања и одговарајући кружни дијаграм снага.

Углови управљања тиристорима горњег и доњег полумоста су међусобно различити, тј. управљање тиристорима у оба моста је раздијељено. Промјена

углова управљања приказана је на Слици 4.4 б). У случају приказаном на слици, управљање је максимално раздијељено, што одговара кружном дијаграму нацртаном пуном линијом. Испрекиданом линијом нацртан је кружни дијаграм у случају нераздијељеног управљања. Треба имати у виду да је кружни дијаграм нацртан само за један мост из спреге са Сlike 4.4. Кружни дијаграм за други мост је идентичан. Раздијељено управљање тиристорима доводи до појаве парних хармоника и једносмјерне компоненте у струји секундара трансформатора, који се елиминишу "укрштањем" углова управљања тиристорима у мостовима (нпр. углом α_1 управља се тиристорима горњег полумоста лијевог моста, а углом α_2 управља се тиристорима горњег полумоста десног моста), и постављањем одговарајућих намотаја секундара на исти стуб магнетног језгра трансформатора.

С обзиром на то да оба моста исправљача подједнако дијеле струју електричног лука, ефективна вриједност активне компоненте основног хармоника струје једног од секундара трансформатора може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{1a}'' = \frac{\sqrt{3}I_{arc}}{2\sqrt{2}\pi} \cdot (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \quad (4.14)$$

Ефективна вриједност реактивне компоненте основног хармоника струје једног од секундара трансформатора може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{1r}'' = \frac{\sqrt{3}I_{arc}}{2\sqrt{2}\pi} \cdot (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2) \quad (4.15)$$

На основу једначина (4.14) и (4.15), добијају се једначине за нормализоване вриједности активне и реактивне снаге за овај исправљач. Нормализована активна снага може да се одреди помоћу једначине (4.16), а нормализована реактивна снага помоћу једначине (4.17).

$$p = \frac{1}{4}(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \quad (4.16)$$

$$q = \frac{1}{4}(\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2) \quad (4.17)$$

Кружни дијаграм на Слици 4.4 б) нацртан је на основу једначина (4.16) и (4.17), за углове управљања од 0° до 150° . Сивом облашћу на кружном дијаграму представљена је разлика између случаја са нераздијељеним управљањем и случаја са максимално раздијељеним управљањем тиристорима.

Код исправљача са раздијељеним управљањем, средња вриједност напона на оптерећењу (или струје оптерећења) зависи од два угла управљања. Овај привидни "вишак" управљачких величина омогућава, поред средње вриједности струје оптерећења, контролу још једне величине – реактивне снаге. За разлику од претходне конфигурације, овом конфигурацијом није могуће постићи радну тачку $p=0$, $q=0$, а и вријеме одмора тиристора (при истим условима рада) је мање него код конфигурација са замајним диодама.

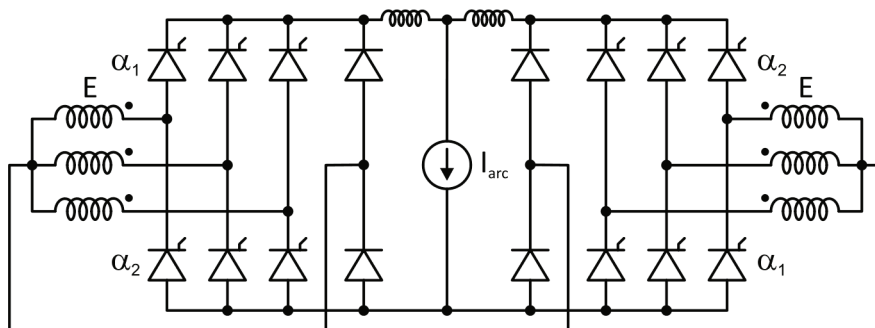
Због претходно наведеног, вјероватно најбоља стратегија регулације са аспекта смањења промјена реактивне снаге је стратегија раздијељеног управљања тиристорима у паралелној спрези мосних исправљача са двије замајне диоде [53]. Ова конфигурација исправљача и њој одговарајући кружни дијаграм приказани су на Слици 4.5. Овим претварачем, истовремено се добијају добре особине и раздијељеног управљања и претварача са замајним диодама: могућност независне контроле реактивне снаге, и мале варијације реактивне снаге. Мана ове конфигурације је појава једносмјерне компоненте струје у намотајима секундара, затим појава једновремених виших хармоника, као и парних хармоника струје секундара. Једновремени хармоници елиминишу се из струје напојног вода на примарној страни спрегом намотаја примара у троугао. Парни хармоници и једносмјерна компонента струје елиминишу се укрштањем углова управљања тиристорима и постављањем одговарајућих намотаја секундара на исти стуб трансформатора. На тај начин, смањује се садржај виших хармоника у струји напојног вода, па се у мрежу уносе "само" виши хармоници реда:

$$h = 6k \pm 1 \quad , \quad (k \in N) \quad (4.18)$$

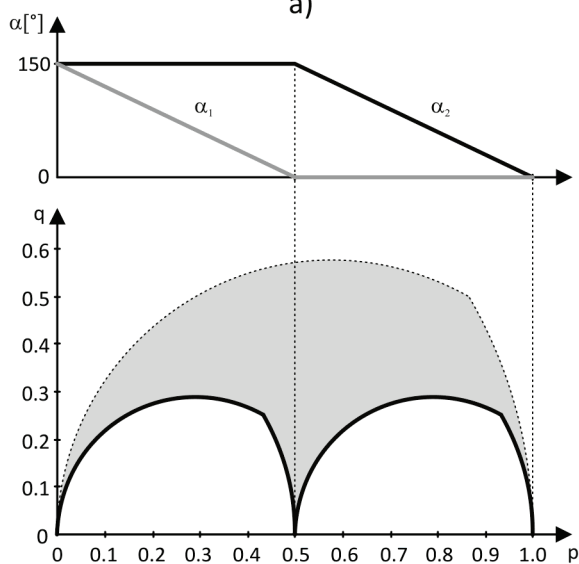
који су карактеристични за трофазни мосни исправљач.

С обзиром на то да оба мосна исправљача подједнако дијеле струју електричног лука, ефективна вриједност активне компоненте основног хармоника струје једног од секундара трансформатора може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{1a}'' = \frac{I_{arc}}{\sqrt{2\pi}} \left[2 + \cos\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (4.19)$$



а)



б)

Слика 4.5 а) Упростићена шема паралелне спреге два исправљача са двије замајне диоде, б) профил промјене углава управљања и одговарајући кружни дијаграм снага.

Ефективна вриједност реактивне компоненте основног хармоника струје једног од секундара трансформатора може да се одреди помоћу једначине:

$$I_{1r}'' = \frac{I_{arc}}{\sqrt{2\pi}} \left[\sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (4.20)$$

Обе претходне једначине важе при угловима управљања од 30° до 150° . На основу једначина (4.19) и (4.20), добијају се једначине за нормализоване вриједности активне и реактивне снаге за овај исправљач, при угловима

управљања од 30° до 150° . Нормализована активна снага може да се одреди помоћу једначине (4.21), а нормализована реактивна снага помоћу једначине (4.22).

$$p = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[2 + \cos\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (4.21)$$

$$q = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[\sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (4.22)$$

При угловима управљања од 0° до 30° , једначине за нормализоване вриједности активне и реактивне снаге добијају се на основу једначина (4.4) и (4.5), имајући у виду да мостови подједнако дијеле струју електричног лука:

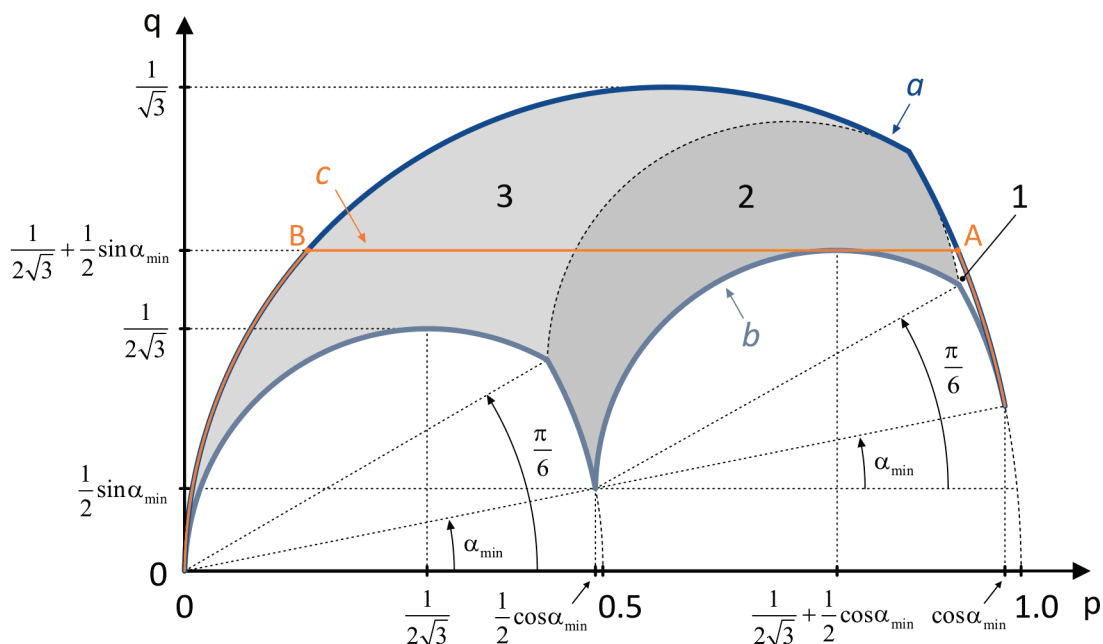
$$p = \frac{1}{2} \cos \alpha \quad (4.23)$$

$$q = \frac{1}{2} \sin \alpha \quad (4.24)$$

Кружни дијаграм на Слици 4.5 б) нацртан је на основу једначина (4.21) и (4.22) (за углове управљања од 30° до 150°), и једначина (4.23) и (4.24) (за углове управљања од 0° до 30°). Сивом облашћу на кружном дијаграму представљена је разлика између случаја са једним исправљачем са двије замајне диоде и нераздјелијеним управљањем, и случаја са паралелном спрегом два исправљача са двије замајне диоде. Као и у случају једног исправљача са двије замајне диоде, и овим исправљачем може да се постигне радна тачка $p=0$, $q=0$.

У [53] је представљена стратегија управљања претварачем са Слике 4.5, која омогућава контролу реактивне снаге тако да се она одржава константном за одређени опсег углова управљања. Представљена стратегија биће објашњена помоћу кружног дијаграма снага на Слици 4.6. Кружни дијаграм нацртан је под претпоставком да се углови управљања, α_1 и α_2 , мијењају од α_{\min} до 150° . На овом кружном дијаграму могу да се уоче двије граничне криве: крива a , и крива b . Крива a представља кружни дијаграм снага за један мост претварача са слике 4.5 а), у случају када је управљање тиристорима нераздјелијено. Крива b представља

кружни дијаграм снага за један мост претварача са слике 4.5 а), у случају када је управљање тиристорима максимално раздијељено.



Слика 4.6. Кружни дијаграм снага за мостни претварач са двије замајне диоде и раздијељеним управљањем.

Између кривих a и b налази се област радних тачака (p, q) које могу да се постигну погодним избором углова управљања, α_1 и α_2 , при раздијељеном управљању тиристорима. Самим тим, могуће је постићи и скуп радних тачака које одређују криву c , тј. могуће је постићи константну реактивну снагу (дио криве c између тачака A и B) при одговарајућим угловима управљања. Област између граничних кривих a и b , састоји се из три области које су означене бројевима 1, 2, 3. Нормализоване активна и реактивна снага у области 1 одређене су следећим једначинама:

$$p = \frac{1}{2} \cos \alpha_1 + \frac{1}{2} \cos \alpha_2, \quad \alpha_{\min} < \alpha_1 \leq \alpha_2 < \frac{\pi}{6} \quad (4.25)$$

$$q = \frac{1}{2} \sin \alpha_1 + \frac{1}{2} \sin \alpha_2$$

Нормализоване активна и реактивна снага у области 2 одређене су следећим једначинама:

$$p = \frac{1}{2} \cos \alpha_1 + \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[1 + \cos \left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6} \right) \right], \quad \alpha_{\min} \leq \alpha_1 \leq \frac{\pi}{6} \leq \alpha_2 \leq \frac{5\pi}{6} \quad (4.26)$$

$$q = \frac{1}{2} \sin \alpha_1 + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \sin \left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6} \right)$$

Нормализоване активна и реактивна снага у области 3 одређене су следећим једначинама:

$$p = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left[2 + \cos \left(\alpha_1 + \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6} \right) \right], \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \frac{5\pi}{6} \quad (4.27)$$

$$q = \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \left[\sin \left(\alpha_1 + \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(\alpha_2 + \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

Инвертовањем система једначина (4.25), (4.26), или (4.27) (у зависности од области у којој желимо да се налази радна тачка), могу се добити углови управљања, α_1 и α_2 , тако да се на улазу исправљача оствари константна реактивна снага. Резултати симулације представљени у [53] показују да је примјеном претварача са раздијељеним управљањем реактивна снага која се узима из мреже мања 1.38 пута, а фликер 3.15 пута, у односу на случај претварача са нераздијељеним управљањем. У Табели 4.1 приказани су резултати мјерења фликера, снага, ефективне вриједности струје и *THD*-а, при раздијељеном управљању претварачем у постројењу са електролучном пећи снаге 140 MW [110]. Све вриједности измјерене су на 230 kV сабирницама (осим фликера који је одређен и на 34 kV сабирницама), и дате су у процентима одговарајућих величина при нераздијељеном управљању (100% одговара вриједностима у случају нераздијељеног управљања).

Табела 4.1. Резултати мјерења при раздијељеном управљању претварачем за напајање пећи снаге 140 MW, у односу на нераздијељено управљање(100%)

Фликер, P_{st}		Снага			Струја	THD	
230 kV	34 kV	S	P	Q	I_{RMS}	THD_U	THD_I
66%	81%	96%	103%	90%	95%	70%	90%

4.2 Методе за регулацију струје тиристорски напајаних електролучних пећи за једносмјерну струју

На основу доступне литературе, може се закључити да се регулација струје тиристорских исправљача за напајање електролучних пећи искључиво врши линеарним регулатором са пропорционално-интегралним дејством (*PI* регулатор). Добра особина овог регулатора је што за његову примјену није неопходно познавати модел објекта управљања, тј. електричног лука. Главне потешкоће у раду са овим регулатором, које се јављају при регулацији струје електричног лука, повезане су са одређивањем његових оптималних параметара. Додатне потешкоће настају усљед потребе да се регулише средња вриједност струје електричног лука, гдје се сигнал повратне спреге добија филтрирањем сигнала који представља тренутну вриједност струје лука, што у регулациону петљу уноси додатно нежељено кашњење и узрокује успоравање одзива регулатора.

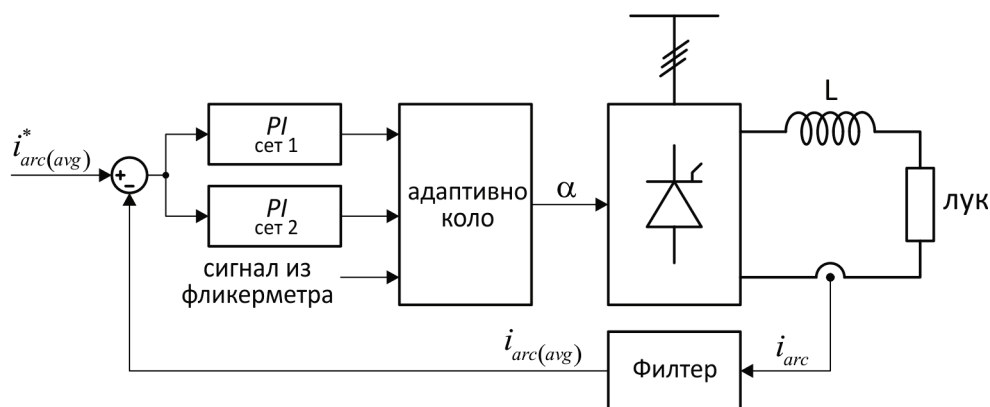
За регулацију струје електричног лука у пећима за једносмјерну струју, у литератури је предложено неколико регулационих структура које су базиране на *PI* регулатору. У овом поглављу биће описане неке од предложених регулационих структура.

4.2.1 Регулациона структура са двоструким *PI* регулатором

У [111] је представљена регулациона структура на бази *PI* регулатора, која има за циљ смањење негативних утицаја електролучне пећи на квалитет електричне енергије у мрежи из које се пећ напаја. Предложени регулатор је имплементиран у систему са трофазним пуноуправљивим тиристорским исправљачем, при чему је струја лука одржавана константном. Да би се добио сигнал повратне спреге који се доводи на улаз регулатора, сигнал који представља тренутну вриједност струје лука филтриран је нископропусним филтером са временском константом $\tau = 2 \text{ ms}$. Електрични лук је моделован отпорником промјенљиве отпорности, чија средња вриједност је затим одређена на основу

измјерених вриједности струје и напона лука. На основу овако одређене отпорности, као и индуктивности пригушнице у једносмјерном колу, одређени су пропорционално појачање и временска константа PI регулатора. Овако одређени параметри регулатора послужили су као полазне вриједности, на основу којих су затим, експериментално, итеративном методом, одређени параметри предложеног регулатора. Параметри су одређени са циљем да одзив регулатора буде довољно брз и стабилан при промјени оптерећења и/или референце струје.

С обзиром на то да је основни циљ регулатора смањење поремећаја који доводе до појаве фликера, као и смањење удјела виших хармоника и интерхармоника у струји која се узима из мреже и напону мреже, аутори су одлучили да умјесто једног, имплементирају два PI регулатора спрегнута паралелно, са различитим сетовима параметара. Притом је, у сваком тренутку, активан само један регулатор. Упрошћени блок дијаграм система са предложеним регулатором, приказан је на Слици 4.7.



Слика 4.7. Блок дијаграм система са двоструким PI регулатором, предложеног у [111].

Регулатор са првим сетом параметара гарантује "добар компромис" између унесених хармоника и поремећаја који доводе до појаве фликера. Регулатор са другим сетом параметара обезбјеђује знатно смањење поремећаја који доводе до појаве фликера, али истовремено повећава садржај унесених виших хармоника и интерхармоника струје и напона. С обзиром на то да ни један сет параметара не омогућава оптималну контролу са аспекта фликера и виших хармоника и интерхармоника истовремено, аутори су имплементирали и аутоадаптивни алгоритам који одлучује који од два регулатора ће да врши регулацију у датом

тренутку. Одлука се доноси на основу мјерења тренутне вриједности фликера, помоћу софтверски имплементираног фликерметра. У случају када се примјеном параметара који омогућавају рад са смањеним нивоом виших хармоника и интерхармоника не прекорачују дозвољене вриједности за фликер, алгоритам ће да одабере регулатор са првим сетом параметара. У супротном, биће одабран регулатор са другим сетом параметара. Наведено је и да овај систем узима у обзир знатно кашњење које уноси фликерметар (који између осталог садржи и *Butterworth*-ов филтер шестог реда са граничном учестаношћу 35 Hz).

На основу резултата симулације система (није наведено за који сет параметара су резултати дати), при варијацијама напона лука од 225 V до 600 V, учестаношћу 10 Hz, и при промјени референце струје са 100 kA на 50 kA, са дијаграма промјене струје се види да прелазни процес траје око 30 ms. Притом, струја лука има подбачај, и непосредно након промјене референце (са 100 kA на 50 kA) опада на 30 kA.

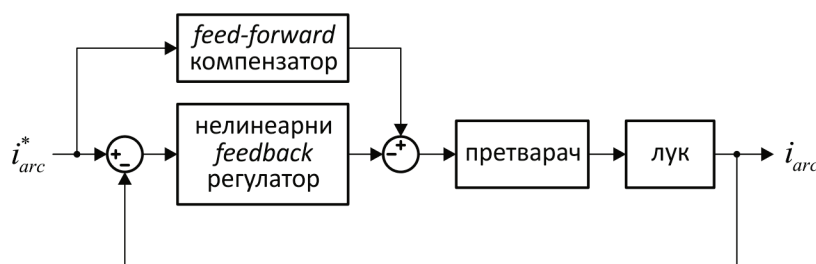
На основу мјерења напона и струје електролучне пећи снаге 60 MW, при чему није био примијењен предложени регулатор, вриједност краткорочне јачине фликера у тачки прикључења пећи (са стране примара високонапонског трансформатора) износила је $P_{st95\%}=0.9$. Такође, измјерене су и вриједности за *THD* напона и струје у тачки прикључења пећи: $THD_U=8.28\%$ и $THD_I=41.06\%$. Затим је симулиран рад система са предложеним регулатором, за детерминистички модел и стохастички модел електричног лука, за исправљачки мост са и без замајних диода. Резултати симулације су показали да је, у случају исправљача без замајних диода, краткорочна јачина фликера износила максимално $P_{st95\%}=0.64$ (за први сет параметара и детерминистички модел лука). Максимална вриједност за *THD* напона износила је $THD_U=1.76\%$ (за други сет параметара и детерминистички модел лука), док је максимална вриједност за *THD* струје износила $THD_I=9.57\%$ (за први сет параметара и детерминистички модел лука). У случају исправљача са замајним диодама, краткорочна јачина фликера била је још мања, и износила је максимално $P_{st95\%}=0.53$ (за први сет параметара и детерминистички модел лука). Максимална вриједност за *THD* напона износила је $THD_U=2.26\%$ (за први сет параметара и оба модела лука, и за други сет

параметара и детерминистички модел лука), док је максимална вриједност за THD струје износила $THD_I=9.54\%$ (за други сет параметара и стохастички модел лука).

Аутори у [111] нису анализирали утицај кратких спојева електрода, као ни утицај несиметрије мрежних напона, на стабилност и квалитет одзива система. Аутори нису анализирали ни утицај промјене дужине електричног лука на стабилност и квалитет одзива система, нити утицај комутације на квалитет одзива система.

4.2.2 Регулациона структура са PI регулатором са каскадним нелинеарним колом и $feed-forward$ компензатором

Нелинеарна структура за регулацију струје електричног лука, која се састоји од нелинеарног регулатора са повратном спрегом и $feed-forward$ компензатора, представљена је у [112]. Овај сложени регулатор намијењен је за регулацију струје електричног лука у тиристорски напајаном електролучном гријачу (*arc heater*) у лабораторији за испитивање материјала за оплате свемирских летјелица. Претварач описан у [112] састоји се од шест модула, од којих се сваки састоји од три редно повезана трофазна пуноуправљива мосна исправљача са замајним диодама. Задатак предложеног регулатора је да струју електричног лука одржава константном, чиме се остварује непромјењива енталпија током тестирања материјала. С обзиром на то да струјно-напонска карактеристика електричног лука нелинеарно зависи од много параметара, класични PI регулатор не може на одговарајући начин да изврши регулацију струје током тестирања материјала [112]. Због тога је у [112] предложен систем чији блок дијаграм је приказан на Слици 4.8.



Слика 4.8. Блок дијаграм система са нелинеарним регулатором и $feed-forward$ компензатором, предложеног у [112].

Уобичајена улога *feed-forward* компензатора у регулационом систему је да компензује доминантне мјерљиве поремећаје и на тај начин побољша квалитет одзива система. С обзиром на то да *feed-forward* компензатор не може да обезбиједи да грешка одзива у устаљеном стању буде једнака нули, он се углавном користи заједно са регулатором са повратном спрегом (*feedback* регулатор), који уједно компензује и остале поремећаје који се не мјере. У случају регулатора са Сlike 4.8, улога *feed-forward* компензатора је донекле обрнута: он служи да обезбиједи стабилан одзив у устаљеном стању, и реализован је као *lookup* табела зависности средње вриједности струје електричног лука од угла управљања тиристорима. Притом је наглашено да, у одсуству поремећаја, *feed-forward* компензатор гарантује статичку прецизност одзива.

Нелинеарни *feedback* регулатор реализован је као редна веза нелинеарне функције грешке и *PI* регулатора. Прелиминарно је усвојено да нелинеарна функција има облик:

$$f(e) = k|e|^\alpha \cdot \text{sgn}(e) \quad , \quad 0 < \alpha < 1 \quad (4.28)$$

гдје су k и α параметри.

Затим је енергетски претварач моделован временским кашњењем, а електрични лук линеарном зависношћу напона лука од струје лука. Утврђено је да се погодним подешавањем константе k , ефикасност потискивања поремећаја знатно повећава. Да би се спријечио *chattering*, коначно је усвојено да нелинеарна функција грешке треба да има облик:

$$f(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} k|e|^\alpha \cdot \text{sgn}(e) & , \quad |e| > \delta \\ \frac{ke}{\delta^{1-\alpha}} & , \quad |e| \leq \delta \end{cases} \quad (4.29)$$

гдје су k , α и δ параметри.

На основу резултата симулације предложеног система, утврђено је да се ново стационарно стање успоставља 4 ms након повећања референце струје са 1600 А на 1850 А, што је дупло мање него у случају система са *PI* регулатором (са истим параметрима као код *PI* регулатора у саставу предложеног нелинеарног регулатора). Такође, пребачај струје смањен је са 5.4% на 1.6%.

Међутим, одлични резултати симулација нису потврђени експериментално. Напротив, при промјени референце струје са 1600 А на 1850 А, стационарно стање је успостављено тек након 1.3 s.

Аутори у [112] нису анализирали утицај кратких спојева електрода, као ни утицај несиметрије мрежних напона, на стабилност и квалитет одзива система. Аутори такође нису анализирали ни утицај промјене дужине електричног лука на стабилност и квалитет одзива система, ни утицај комутације на квалитет одзива система. Поред тога, није наведено на који начин су добијени параметри регулатора, као ни на који начин и при каквим условима су добијени параметри линеарног модела електричног лука.

4.3 Комерцијални регулатори струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју

У претходним поглављима наведено је неколико стратегија за регулацију струје електричног лука у пећима за једносмјерну струју, као и двије конкретне регулационе структуре, које су предложене у литератури. Поред наведених топологија претварача са тиристорима, и њима одговарајућих стратегија управљања и управљачких алгоритама, за напајање електролучних пећи за једносмјерну струју предложено је и неколико транзисторских претварача. У [56] и [57] је предложен претварач са *IGBT* транзисторима, базиран на топологији чопера спуштача напона. У [113] је представљен редни резонантни претварач за напајање плазма горионика, са *IGCT* полупроводничким компонентама. Предложене нове топологије претварача и одговарајући управљачки алгоритми имају за циљ омогућавање боље контроле и веће енергетске ефикасности електролучних пећи за једносмјерну струју, у односу на тиристорске исправљаче, као и смањење негативног утицаја електролучних пећи на квалитет електричне енергије.

Упркос очекиваним предностима нових топологија и управљачких алгоритама, многе топологије и алгоритми нису комерцијално реализовани, или су реализовани у веома малом броју случајева. На примјер, чоперска напајања

електролучних пећи, која, теоријски посматрано, имају све одлике идеалних напајања за електролучне пећи, имају знатно веће губитке, вишу цијену опреме, нижу поузданост, и велике трошкове одржавања, у односу на тиристорске исправљаче [114], [115]. Такође, када су у питању тиристорски исправљачи, упркос предностима које доносе топологије са замајним диодама и раздијелено управљање, према искуству компаније *ABB*, потражња за стандардним тиристорским исправљачима је и даље највећа [114]. Ово је првенствено посљедица њихове високе поузданости, једноставног одржавања, и велике исплативности. Тиристорски исправљачи великих снага омогућавају и уштеде у материјалу за пригушнице које су неопходне у једносмјерном колу исправљача. Наиме, паралелним повезивањем већег броја исправљача (при чему укупна снага свих исправљача остаје константна) добија се рад претварача са већим бројем пулсација излазног напона у току једне периоде мрежног напона (повезивањем 2 исправљача добија се 12-пулсни, а повезивањем 4 исправљача дупло мање снаге 24-пулсни рад), што омогућава уградњу јефтинијег филтера виших хармоника. Са друге стране, мањи број паралелно повезаних исправљача веће снаге значи и мању укупну индуктивност пригушнице, и, самим тим, јефтинију пригушницу. Ако се претпостави да је у оба случаја неопходно уградити *SVC* компензатор, испоставља се да је систем са 12-пулсним исправљачњем економичнији од система са 24-пулсним исправљачем [114].

Што се тиче комерцијално имплементираних система за регулацију струје електричног лука у пећима за једносмјерну струју, детаљније информације о начину њиховог функционисања углавном нису јавно доступне. Информације о регулационим системима које користе компаније *SMS Siemag* и *Danieli* нису јавно доступне. Са друге стране, једини доступан податак о регулатору струје који користи компанија *Siemens VAI* је податак о типичном одзиву регулатора струје, који, у случају пећи капацитета 130 t и снаге 130 MVA, напајане из 4 исправљача, износи око 20 ms [116]. Детаљнији подаци доступни су једино за контролни систем *ELREG*, компаније *ABB*.

4.3.1 Контролни систем *ELREG*

Контролни систем *ELREG* је софтверски пакет за оптимизовану регулацију струје електричног лука, и напона електричног лука (подешавањем положаја катоде), који је настао као резултат вишегодишњег искуства компаније *ABB* са разним типовима пећи (са једном или двије катоде), различитим типовима шарже (отпадни метал или *DRI*), и различитим конфигурацијама анода пећи [114]. Упрошћени блок дијаграм *ELREG* система приказан је на Слици 4.9 [117].

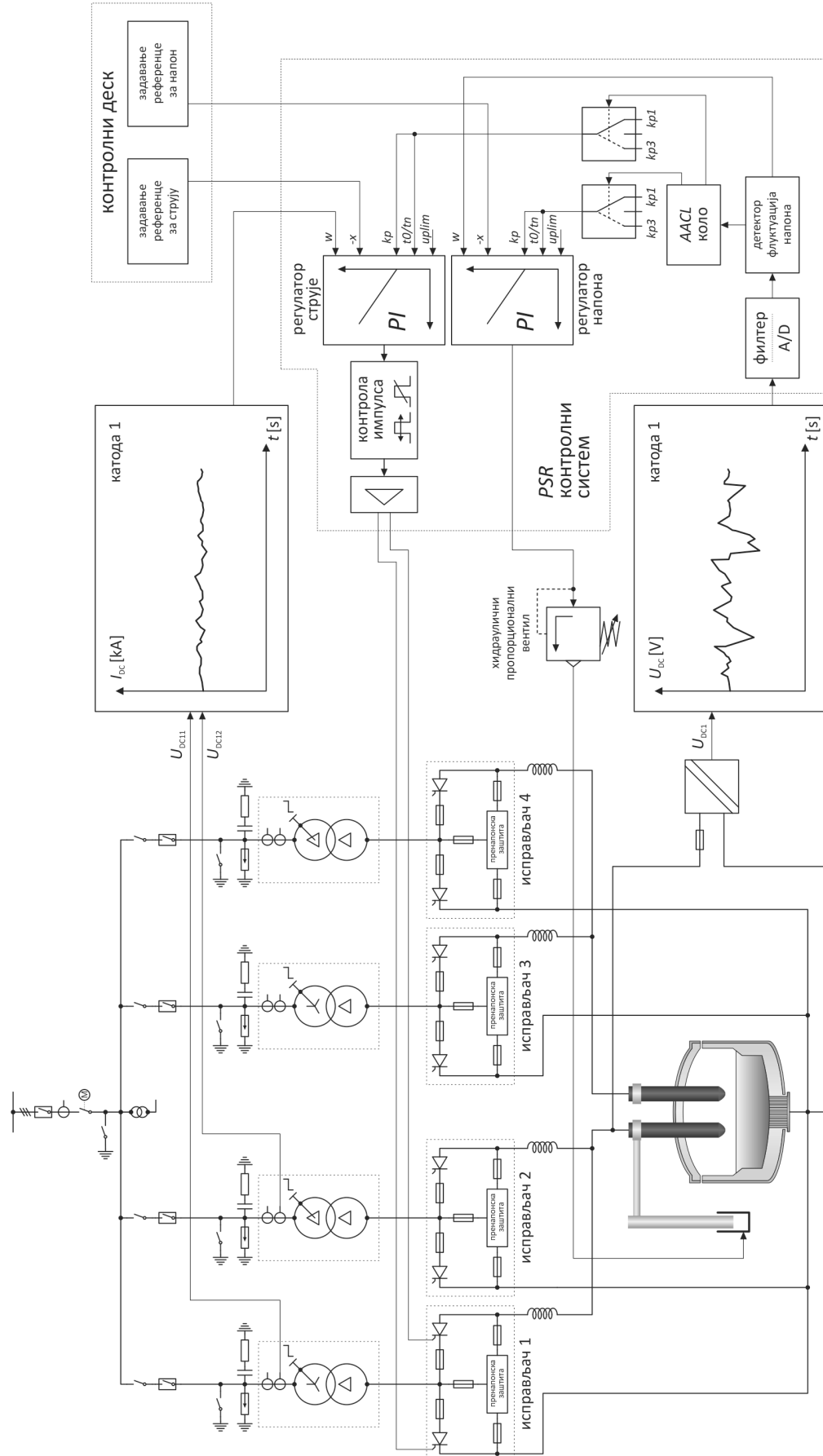
Регулација струје електричног лука врши се брзим *PI* регулатором, тако што се промјеном угла управљања тиристорима средња вриједност струје електричног лука одржава константном. Регулација напона електричног лука (тј. дужине лука) такође се врши *PI* регулатором, тако што се дјеловањем на пропорционални хидраулични сервовентил (у систему за подизање електроде/електрода) напон лука одржава константним.

Основне функције *ELREG* система су [118]:

- адаптивни одабир параметара регулатора струје лука и положаја електрода,
- контрола реактивне снаге,
- заштита од урушавања шарже (*cave-in protection*),
- заштита од формирања лука према крову пећи (*roof-arcing protection*),
- надгледање напона аноде и напона крова пећи,
- надгледање пјенасте шљаке.

Одабир параметара за оба *PI* регулатора врши се *AACL (Adaptive Arc Control Logic)* системом, независно од акција оператера или промјена састава шарже. Све командне акције задају се помоћу *ABB*-овог *PSR* или *PSR II* контролера, или помоћу најновијег *AC 800PEC* контролера, који, поред осталог, омогућава управљање шестофазним тиристорским исправљачем са 16 тиристора по грани исправљача, повезаних паралелно [117].

Контрола реактивне снаге на мјесту прикључења пећи врши се помоћу *Arc-Comp* система, који је базиран на *TCR* компензатору. Специфичност овог система је да се радом тиристора у *TCR* компензатору управља директно помоћу контролера самог исправљача, преко *feed-forward* регулационе структуре.



Слика 4.9. Урпошћени блок дијаграм система ELREG.

Овај систем ради тако што се на основу познатог угла управљања за тиристорне у исправљачу, одређује угао управљања за тиристорне у *TCR* компензатору, тако да се потребна реактивна снага обезбиједи непосредно прије него што за њом настане потреба (услјед рада тиристорског исправљача). Примјеном овог система, фликер може да се смањи и до 50%, у односу на ситуацију са компензатором без *Arc-Comp* система [118]. Поред *Arc-Comp* система, за додатно смањење варијација реактивне снаге примјењује се и раздијељено управљање тиристорима исправљача. Резултати примјене алгорита са раздијељеним управљањем тиристорима представљени су у Табели 4.1, на страни 141.

Заштита од посљедица урушавања шарже (при чему дужина лука може знатно да се повећа) и од формирања лука према крову пећи, врши се *roof-arc* системом, тако што се смањује напон лука.

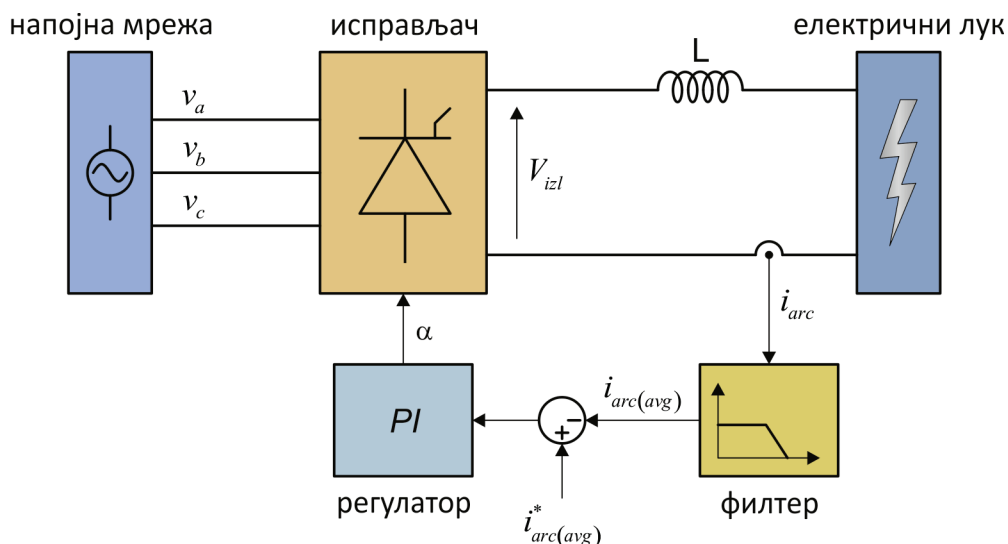
Први резултати примјене *ELREG* система добијени су мјерењима на прототипу који је био без контроле реактивне снаге и надгледања пјенасте шљаке. Прототип је био инсталиран у компанији *ESSAR Steel Hazira*, у Индији, 1999. године, и већ током прве седмице рада забиљежен је пораст продуктивности за два циклуса топљења дневно [117].

Детаљније информације о брзини одзива регулатора струје и напона код *ELREG* система, нису биле доступне.

4.4 Утицај параметара регулатора струје електричног лука на перформансе електролучне пећи за једносмјерну струју

Уобичајен начин регулације струје електричног лука у тиристорски напајаним електролучним пећима је подешавањем угла управљања тиристорима помоћу класичног *PI* регулатора, са повратном спрегом по средњој вриједности регулисане струје електричног лука. Упрошћени блок дијаграм овог система приказан је на Слици 4.10. Регулација струје електричног лука помоћу *PI* регулатора подразумијева постојање повратне спреге по једносмјерној компоненти струје лука. Ова једносмјерна компонента струје лука добија се

филтрирањем сигнала струје лука нископропусним филтером са ниском граничном учестаношћу, као што је приказано на Слици 4.10.



Слика 4.10. Упростићени блок дијаграм типичног система за регулацију струје електричног лука помоћу класичног PI регулатора.

Филтрирање сигнала струје лука филтером са ниском граничном учестаношћу доводи до временског кашњења овако добијене информације о струји. Да би систем са PI регулатором био стабилан, а имајући у виду временско кашњење информације о струји, појачања PI регулатора морају да буду смањена. У противном би се добио осцилаторан одзив система, што није прихватљиво. Са друге стране, смањењем појачања KP и KI регулатора (тј. смањењем пропорционалног појачања и повећањем временске константе регулатора) добија се спорији одзив система, што такође није пожељно, јер циљ је што бржа регулација струје електричног лука. Осим споријег одзива система, смањење појачања регулатора зарад стабилности система доноси и друге нежељене ефекте. Смањење појачања се негативно одражава на одзив система на поремећаје, при чему је посебно значајна ситуација приликом наглих кратких спојева електрода. Наиме, приликом кратког споја електрода, струја електричног лука може знатно да порасте. У том случају, повратна информација о струји касни, и регулатор у кратком интервалу непосредно након појаве кратког споја електрода неће регистровати пораст струје, и самим тим неће реаговати адекватним повећањем угла управљања тиристорима. Због тога, струја лука може да порасте преко

дозвољеног лимита, што може да доведе до реаговања прекострујне заштите и искључења пећи. Дакле, већа брзина одзива регулатора струје (тј. већи пропусни опсег регулационе петље) је веома пожељна у случају кратких спојева електрода (који су неизбјежни током периода бушења на почетку циклуса пећи), јер омогућава ефикасније ограничавање струје кратког споја и смањење електричних напрезања осигурача и полупроводничких прекидача [66].

Брзина одзива регулатора струје електричног лука у електролучној пећи за једносмјерну струју, значајно утиче и на карактеристике пећи као "потрошача" електричне енергије. Брзина одзива регулатора струје суштински одређује флукуације напона, као и амплитуде виших хармоника и интерхармоника струје и напона у тачки прикључења пећи, и самим тим утиче на квалитет електричне енергије у мрежи из које се пећ напаја. У [108] је извршена анализа утицаја параметара регулатора струје лука на флукуације напона, и амплитуде виших хармоника напона и струје, у тачки прикључења пећи на мрежу. Анализирана су четири случаја: случај без регулатора струје, случај са PI регулатором са оптимално подешеним параметрима, случај са PI регулатором са неоптимално подешеним параметрима, и резултати мјерења у постројењу пећи, (као контролни случај). У случајевима са PI регулатором, сигнал који представља мјерену струју лука филтриран је нископропусним филтером првог реда са временском константом $T_f=1$ ms. Резултати симулације показали су да је фликер најизраженији у случају без регулације струје лука, али и да су погрешно подешени параметри регулатора узроковали велике вриједности краткорочне јачине фликера (P_{st}). Резултати симулације сумирани су у Табели 4.2. Разлика између измјерених вриједности и вриједности при оптимално подешеним параметрима регулатора последица је не узимања у обзир утицаја TCR компензатора приликом симулација. Ово потврђује резултате других истраживања, према којима уређаји за компензацију реактивне снаге смањују фликер за око 50%. У [108] је такође наведено да регулатор са неоптималним параметрима може да проузрокује хармонијска и интерхармонијска изобличења која су већа него у случају без регулатора струје лука.

Утицај филтера којим се филтрира сигнал мјерене струје, на пропусни опсег петље регулатора струје лука, анализиран је у [66]. Анализом је утврђено да

се, у случају када се за филтрирање сигнала струје лука користи *notch* филтер, спектар струје електричног лука погоршава у области фреквенција које су мање од 40 Hz, у односу на случај када се сигнал струје лука не филтрира.

Табела 4.2. Резултати симулације утицаја регулатора струје лука на краткорочну јачину фликера, за пећ снаге 140 MVA [108]

Анализирани случај	33 kV сабирнице		220 kV сабирнице	
	P_{stmax}	$P_{st95\%}$	P_{stmax}	$P_{st95\%}$
Без регулатора струје	44.10	39.69	7.00	6.30
<i>PI</i> са оптималним параметрима	7.15	6.44	0.77	0.69
<i>PI</i> са неоптималним параметрима	15.68	14.11	1.91	1.72
Мјерење	4.20	3.78	0.55	0.50

4.5 Закључне напомене о представљеним методама регулације и регулаторима струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју

Електролучне пећи за једносмјерну струју великих снага су један од највећих извора поремећаја који у електроенергетском систему доводе до појаве фликера. Ово је у великој мјери посљедица неоптималне регулације струје електричног лука, због стохастичке природе електричног лука и нелинеарне зависности између струје и напона лука. Додатни проблем представља потреба да се сигнал струје лука филтрира нископропусним филтером са ниском граничном учестаношћу, како би се добио сигнал који представља средњу вриједност струје лука. Због кашњења које уноси овај филтер, неопходно је успорити одзив регулатора струје са циљем да се одржи стабилност система. Због тога, *PI* регулатори струје електричног лука (за које се, на основу доступне литературе, може рећи да су једини који се комерцијално користе), не могу довољно брзо да компензују честе и нагле поремећаје изазване брзим промјенама карактеристика електричног лука, тј. не могу довољно брзо да одржавају струју лука на задатој вриједности. Ово је посебно изражено приликом појаве кратких спојева електрода

у почетном (*bore-in*) интервалу циклуса пећи. Са друге стране, примјена брзих предиктивних регулатора струје електричног лука практично је онемогућена због тога што још увијек не постоји довољно прецизан динамички модел електричног лука који би могао да се примијени у *model-based* регулаторима струје. Наиме, параметри који карактеришу електрични лук зависе од: дужине електричног лука, материјала електрода, особина гаса у коме се електрични лук успоставља, и притиска гаса. Међутим, чак и када су сви ови услови познати, параметре електричног лука је веома тешко одредити, јер се геометрија лука непрестано мијења, а потребни прорачуни (чак и при знатним ангажованим рачунарским ресурсима) трају неприхватљиво дуго.

Према томе, постоји потреба за брзим и робусним регулатором струје електричног лука у тиристорски напајаним електролучним пећима за једносмјерну струју, који би омогућио смањење или потпуну елиминацију фликера, насталог због великих варијација реактивне снаге усљед варијација струје при кратким спојевима електрода пећи. На основу информација из доступне литературе, може се закључити да овакав регулатор још увијек не постоји.

5 Нова предиктивна метода за регулацију струје електричног лука

У овом поглављу представљена је нова предиктивна метода за регулацију струје електричног лука у електролучним пећима за једносмерну струју. За разлику од уобичајених предиктивних метода регулације које су засноване на познавању модела објекта управљања (*Model Predictive Control - MPC*), предложена предиктивна метода не користи модел објекта управљања (тј. електричног лука). Ова чињеница је веома значајна због тога што још увијек не постоји довољно прецизан динамички модел електричног лука који би могао да се примијени у *model-based* регулаторима струје. Основна идеја о регулацији струје електричног лука овом методом састоји се у томе да се струја електричног лука предвиђа на основу претпостављене расположиве "површине напона" на пригушници у једносмерном колу исправљача, и мјерене струје електричног лука. Наиме, управљање тиристорима врши се тако што се одговарајући тиристори укључују у тренутку када се збир измјерене тренутне вриједности струје лука и очекиваног прираштаја струје лука у том тренутку, предвиђеног на основу очекиване расположиве "површине напона" на пригушници (под чијим утицајем ће се десити промјена струје лука), изједначи са задатом вриједношћу струје. Предикција струје електричног лука врши се, дакле, на основу мјерења три величине: напона на крајевима електрода, струје електричног лука, и напона напајања (напона мреже). Основна идеја ове методе првобитно је изложена у [119], при чему је предложеним аналогним регулатором вршена регулација максималне вриједности струје оптерећења. На основу ове идеје, у [120] је реализован дигитални регулатор струје потрошача напајаних из тиристорских исправљача, којим је вршена регулација средње вриједности струје оптерећења. У односу на регулатор из [119], регулатор који је представљен у [120] садржи и два додатна "помоћна кола", која омогућавају брз одзив регулатора при великим промјенама референце (тј. када је расположиви прираштај струје недовољан да би

се нова референца струје достигла у једном кораку). Предиктивни регулатор који је представљен у [120] је најприје у неизмијењеној форми примијењен као регулатор струје електричног лука у електролучној пећи за једносмјерну струју. Регулатор је затим модификован са циљем да се додатно смање нежељене промјене реактивне снаге која се узима из мреже, до којих долази услед великих промјена струје лука непосредно након појаве кратког споја електрода, као и након престанка кратког споја. Извршене модификације регулатора довеле су до додатног смањења фликера до 23% у односу на неизмијењен регулатор.

У [120] је утврђено да предложени регулатор омогућава веома брз одзив система при датим радним условима (поглавље 3.2), са малим прескоком првог импулса струје након повећања референце струје; регулише струју оптерећења и у непрекидном и у прекидном режиму рада исправљача, при чему су прелази из једног у други режим природни и веома брзи; веома добро компензује нагле промјене мрежних напона и напона на оптерећењу, и неосјетљив је на несиметрије мрежних напона; узима у обзир и компензује утицај комутације на регулацију струје оптерећења. Осим претходно наведене модификације, регулатор из [120] је додатно модификован тако да након повећања референце за струју лука не дође до прескока првог импулса струје након повећања референце струје.

у [120] је утврђено и да је регулатор неосјетљив на варијације параметара оптерећења, све док промјене тренутне вриједности напона на оптерећењу нису континуалне и брзе, што није испуњено у случају електричног лука. Овде ће бити показано да регулатор успјешно одржава струју електричног лука на задатој вриједности, упркос брзим и хаотичним промјенама тренутне вриједности напона електричног лука. Ово је омогућено тиме што се током извршавања алгорита (конкретно, током израчунавања очекиваног расположивог прираштаја струје лука) практично усредњавају брзе и хаотичне промјене тренутне вриједности напона лука (што је детаљније објашњено у поглављу 5.2.1).

Мана методе предложене у [120], као и свих других предиктивних метода, је постојање грешке у одзиву у устаљеном стању. Међутим, у [120] је утврђено да се прецизним мјерењем параметара пригушнице у једносмјерном колу, грешка у устаљеном стању може свести на прихватљиву мјеру (испод једног процента при непрекидном режиму рада исправљача). С обзиром на то да у току рада

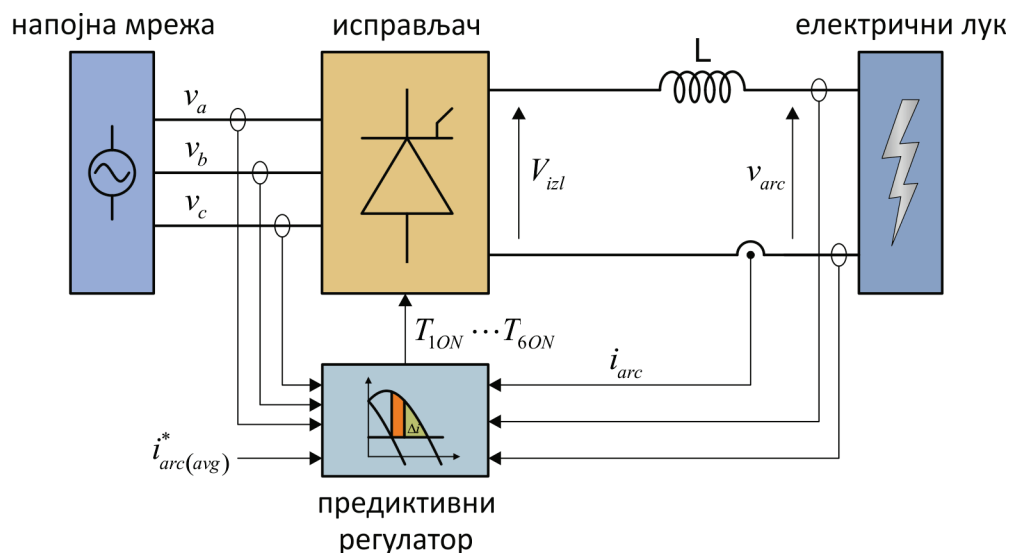
постројења са електрочучном пећи може доћи и до промјена индуктивности пригушнице у једносмјерном колу, у оквиру регулатора струје је реализован и естиматор индуктивности пригушнице, који омогућава одржавање задате вриједности струје чак и при наглим промјенама индуктивности пригушнице.

Основне карактеристике система за регулацију струје лука предложеним предиктивним регулатором, као и најважнији принципи на којима се заснива регулација струје предложеном методом су детаљно анализирани у [120]. Ове основне карактеристике и принципи су, ради комплетности, у потпуности поновљени у овој глави дисертације. Као и у [120], принципи рада регулатора су и овде објашњени на примјеру трофазног тиристорског пуноуправљивог мосног исправљача. Након тога описан је формиран *Simulink*[®] модел немодификованог предложеног система, и извршена детаљна анализа резултата добијених симулацијом. Анализом резултата добијених симулацијом утврђена је корелација између варијација реактивне снаге и струје лука током појаве кратких спојева електрода. Имајући у виду уочену корелацију, алгоритам за регулацију струје који је предложен у [120] је затим додатно модификован са циљем да се минимизирају нежељене варијације реактивне снаге које настају као последица варијација струје лука при појави кратких спојева електрода. Резултати симулације модификованог регулатора показали су да извршене модификације доводе до додатног смањења фликера до 23% у односу на немодификован регулатор

5.1 Основне карактеристике система са предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука

Основне карактеристике система са предложеним предиктивним регулатором струје лука биће објашњене помоћу блок дијаграма система, приказаног на Слици 5.1 [120]. За разлику од система са *PI* регулатором (Слика 4.10) гдје се регулација струје врши на основу информације о средњој вриједности струје електричног лука, регулација струје предложеним предиктивним регулатором врши се на основу информације о тренутној вриједности струје лука. Према томе, у предложеном систему не постоји филтер сигнала струје, а *PI*

регулатор је замијењен предиктивним регулатором струје. Осим информације о тренутној вриједности струје лука, за регулацију струје предложеним регулатором потребне су и информације о напону мреже, као и о напону електричног лука. Регулатору се задаје референца која одговара средњој вриједности струје лука, док се на излазу регулатора добијају команде за укључење појединих тиристора. Дакле, овим регулатором се не задају углови управљања, него се у одређеним тренуцима (када се збир измјерене тренутне вриједности струје лука и очекиваног прираштаја струје лука у том тренутку, предвиђеног на основу расположиве "површине напона" на пригушници, изједначи са задатом вриједношћу струје.) задају команде за укључење одговарајућих тиристора.



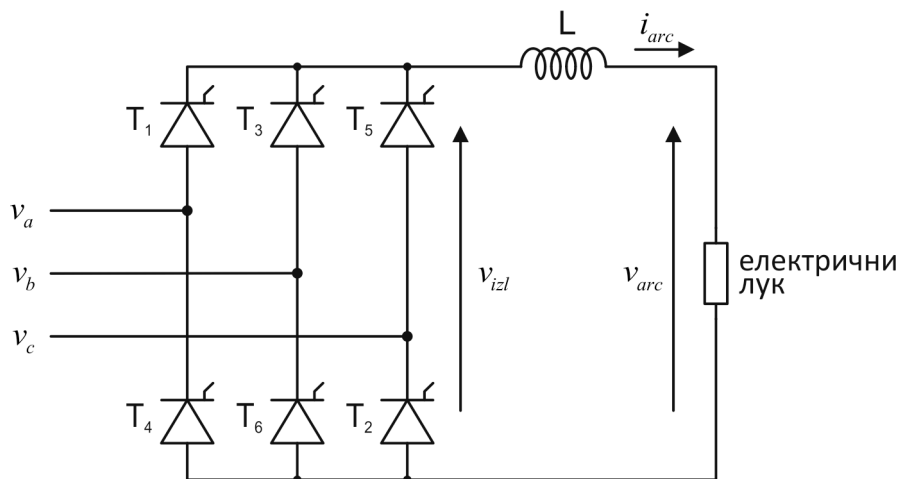
Слика 5.1. Блок дијаграм система са предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука.

Потребна израчунавања код предложене предиктивне методе су углавном једноставнија у односу на методе регулације струје оптерећења које користе PI регулатор. Ово је посебно изражено у случају када се у оквиру регулационе структуре користи PI регулатор са промјењивим појачањима [121], или када се користи *dual-mode* контролер са нелинеарним члановима у компензационим петљама система [122]. Хардверска реализација предложене предиктивне методе је, условно речено, сложенија у односу на систем са PI регулатором, јер предложена метода укључује и додатна мјерења напона на оптерећењу и напона мреже, која у случају класичног система са PI регулатором нису неопходна за

регулацију струје. Ова мјерења се, међутим, углавном врше и код система са PI регулатором, јер су неопходна за заштиту погона.

5.2 Принцип рада немодификованог предиктивног регулатора струје електричног лука

Принцип рада немодификованог предиктивног регулатора струје електричног лука детаљно је објашњен у [120], на примјеру трофазног пуноуправљивог мосног тиристорског исправљача. Ради комплетности, овде ће бити поновљено детаљно објашњење принципа рада регулатора, узимајући притом у обзир специфичности електричног лука као оптерећења. Принципијелна шема трофазног тиристорског мосног пуноуправљивог исправљача, са електричним луком као оптерећењем, приказана је на Слици 5.2.



Слика 5.2. Принципијелна шема трофазног тиристорског пуноуправљивог мосног исправљача, са електричним луком као оптерећењем.

Да би грешка одзива у устаљеном стању примјеном овог регулатора остала у оквиру прихватљивих граница, потребно је да промјена средње вриједности напона електричног лука у току једне полупериоде мрежног напона не буде велика. Брзе и хаотичне промјене напона електричног лука не утичу на квалитет одзива регулатора, јер су ове промјене практично усредњене приликом израчунавања очекиване расположиве површине напона на пригушници L (што је показано у сљедећем поглављу). Посљедице наглих промјена средње вриједности

напона лука које кратко трају (нпр. усљед кратких спојева електрода), као и наглих промјена мрежног напона, регулатор успјешно компензује. Њихов утицај на рад регулатора детаљније је разматран у поглављима 5.4.2 и 5.4.5.

Основна идеја на којој се заснива немодификована предложена предиктивна метода, базира се на једноставној једначини везе између струје кроз пригушницу L у једносмјерном колу исправљача и напона на пригушници, која за усаглашене референтне смјерове напона и струје гласи:

$$i_L(t_2) = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} u_L(t) \cdot dt + i_L(t_1) \quad (5.1)$$

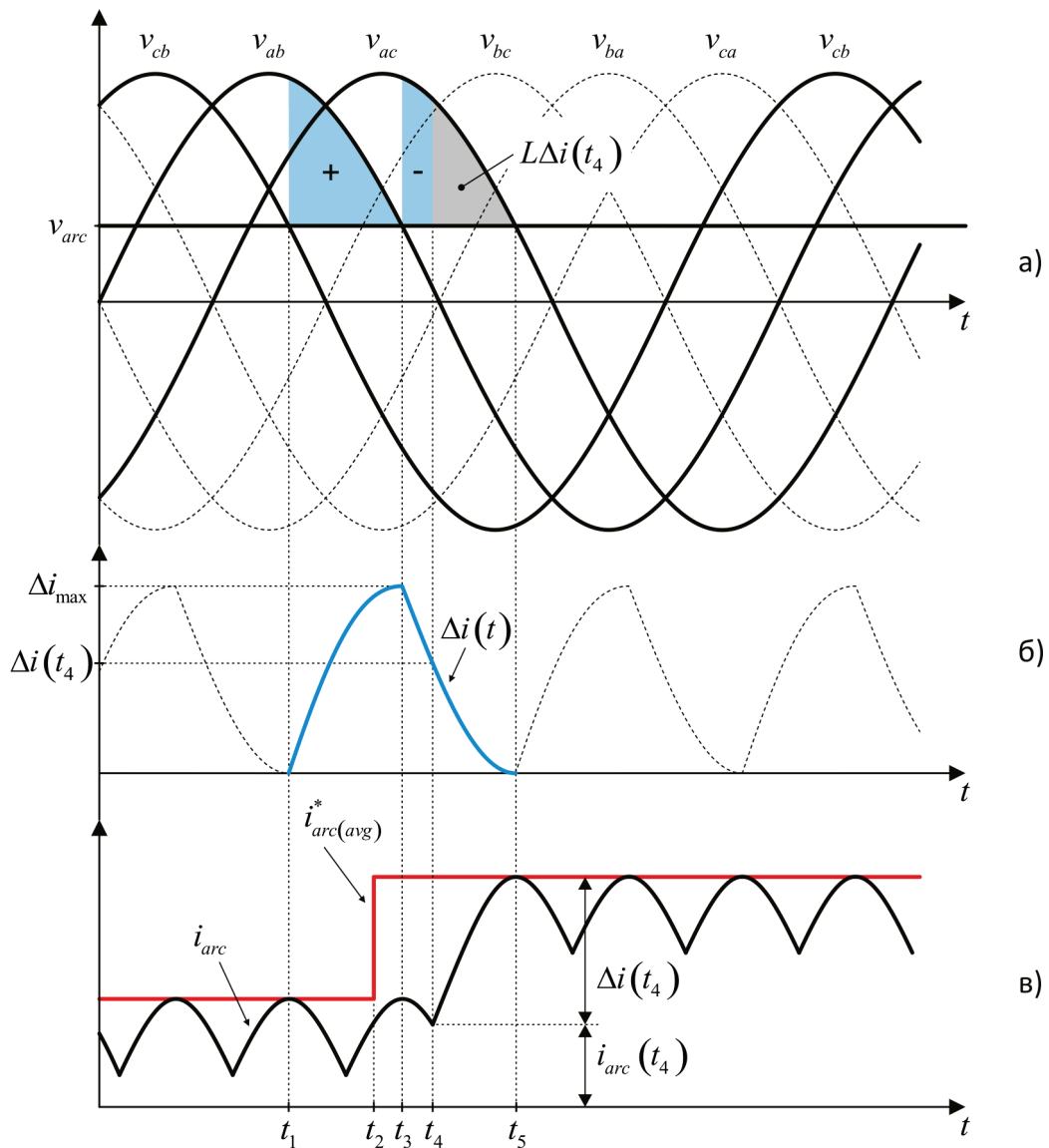
На основу претходне једначине може се закључити да је за одређивање струје кроз пригушницу у тренутку t_2 , неопходно познавати тренутну вриједност струје кроз пригушницу у тренутку t_1 , и напон на пригушници у интервалу од t_1 до t_2 . Дакле, за одређивање струје лука у тренутку t_2 , у колу са Сlike 5.2, неопходно је познавати вриједност струје лука у тренутку t_1 , као и разлику напона v_{izl} и v_{arc} у интервалу од t_1 до t_2 .

5.2.1 Главно коло регулатора

Принцип рада главног кола регулатора биће објашњен помоћу Сlike 5.3, на којој су приказани таласни облици струја и напона исправљача са Сlike 5.2. У горњем дијелу слике приказани су линијски напони мреже, као и напон електричног лука, v_{arc} . За потребе објашњења принципа рада регулатора, усвојено је да је напон електричног лука константан. Да би се одредио тренутак укључења једног од тиристора моста, потребно је извршити два мјерења "површине напона" на пригушници (површине која се добије интеграцијом напона на пригушници). Прво мјерење је контролно и њиме се одређује колики је максимални очекивани расположиви прираштај струје, Δi_{max} , који може да се искористи при регулацији струје. Овај максимални очекивани расположиви прираштај струје сразмјеран је плавој површини са знаком "+" (Слика 5.3 а)). Овде је усвојено да се максимални

расположиви прираштај струје рачуна између два сукцесивна тренутка у којима мрежни напони постају једнаки напону електричног лука, као што је приказано на Слици 5.3 а) (тренуци t_1 и t_3). На Слици 5.3 б), плавом линијом (у интервалу од t_1 до t_3) је приказана вриједност интеграла напона на пригушници, подијељена са индуктивношћу пригушнице:

$$\frac{S_+(t)}{L} = \frac{1}{L} \int_{t_1}^t (v_{ab} - v_{arc}) \cdot dt \quad (5.2)$$



Слика 5.3. Регулација вршине вриједности струје електричног лука:
 а) напони мреже и напон лука, б) очекивани прираштај струје лука,
 в) струја лука и референца струје.

Максимални очекивани расположиви прираштај струје кроз пригушницу (тј. струје електричног лука) добија се, дакле, у тренутку t_3 , и износи:

$$\Delta i_{\max} = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_3} (v_{ab} - v_{arc}) \cdot dt \quad (5.3)$$

Друго мјерење "површине напона" на пригушници, тј. друга интеграција напона на пригушници, почиње у тренутку t_3 (непосредно по завршетку првог мјерења). Површина добијена другом интеграцијом (плава површина са знаком "-") одузима се затим од претходно добијене површине која одговара максималном очекиваном расположивом прираштају струје, и на тај начин се добија очекивани прираштај струје који је расположив у неком тренутку t , до кога се стигло током друге интеграције, тј:

$$\Delta i(t) = \Delta i_{\max} - \frac{1}{L} \int_{t_3}^t (v_{ac} - v_{arc}) \cdot dt \quad (5.4)$$

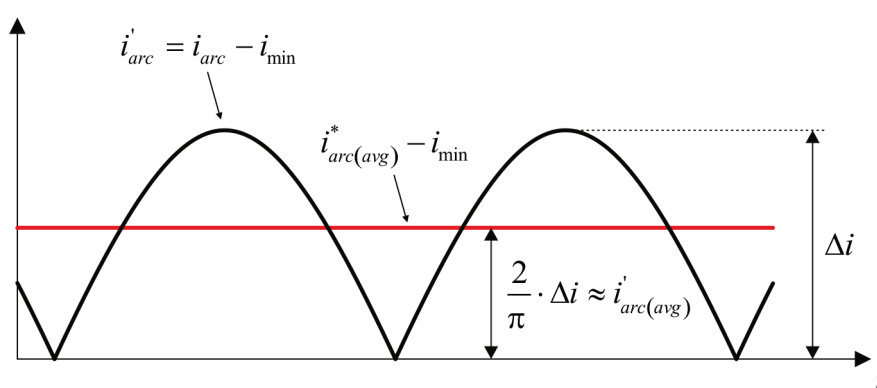
Према томе, очекивани прираштај струје који је расположив у тренутку t_4 , сразмјеран је сивој површини на Слици 5.3 а), и износи:

$$\Delta i(t_4) = \Delta i_{\max} - \frac{1}{L} \int_{t_3}^{t_4} (v_{ac} - v_{arc}) \cdot dt \quad (5.5)$$

Ако би се одговарајући тиристор укључио у тренутку t_4 , максимална тренутна вриједност струје која би се достигла током провођења тог тиристора била би $i_{arc}(t_4) + \Delta i(t_4)$. У случају са Слике 5.3, та струја је једнака задатој референци струје. Регулатор, дакле, ради тако што најприје одреди максимални очекивани расположиви прираштај струје. Затим, на основу максималног расположивог прираштаја струје, регулатор предвиђа очекивани прираштај струје у неком тренутку t , тако што од максималног прираштаја струје одузима прираштај добијен интеграцијом напона на пригушници од t_3 до t . Према томе, силазна ивица криве (од t_3 до t_5), представљене плавом бојом на Слици 5.3 б), је крива очекиваног расположивог прираштаја струје кроз пригушницу (тј. струје електричног лука). Дакле, да би се достигла жељена вршна вриједност струје,

одговарајући тиристор ће добити команду за укључење у оном тренутку у којем се збир измјерене тренутне вриједности струје лука и очекиваног расположивог прираштаја струје лука изједначи са референцом струје. На Слици 5.3 в), тиристор T_2 добија команду за укључење у тренутку t_4 . Са претходне слике се такође види зашто је неопходно да средња вриједност напона лука буде споро промјењива. Наиме, када би се средња вриједност напона лука знатно мијењала током интеграције напона на пригушници, тада не би било могуће тачно предвидјети прираштај струје кроз пригушницу, јер се средња вриједност напона v_{arc} у једначини (5.4) мијења. Дакле, средња вриједност напона електричног лука може да се мијења у оној мјери у којој не утиче битно на израчунавање расположивог прираштаја струје помоћу једначине (5.4). Са друге стране, брзе и хаотичне промјене тренутне вриједности напона електричног лука су практично усредњене интегралима у једначинама (5.3) и (5.4), и самим тим незнатно утичу на израчунавање очекиваног расположивог прираштаја струје лука.

На Слици 5.3 в) се види да регулатор регулише вршну вриједност струје електричног лука. Потребно је, међутим, регулисати средњу вриједност струје лука, јер перформансе електролучне пећи зависе од средње, а не од вршне вриједности струје лука. Потребно је, дакле, увести одређене измјене у начину функционисања регулатора, тако да се оствари регулација средње вриједности струје лука. Ове измјене биће објашњене помоћу Сликe 5.4.



Слика 5.4. Регулација средње вриједности струје лука у устаљеном стању.

Да би регулатор одржавао струју електричног лука тако да је њена средња вриједност једнака са референцом струје, потребно је да предвиђени очекивани

прираштај струје буде такав да се по укључењу тиристора струја успостави тако да њена средња вриједност буде једнака са задатом референцом. Таласни облик струје i'_{arc} , приказан на Слици 5.4, добије се када се од струје лука у устаљеном стању одузме њена минимална вриједност. Да би регулатор регулисао средњу вриједност струје лука, потребно је да средња вриједност струје i'_{arc} буде једнака са задатом референцом струје ($i^*_{arc(avg)} - i_{min}$). Због тога је за средњу вриједност струје i'_{arc} усвојено је да важи:

$$i'_{arc(avg)} \approx \frac{2}{\pi} \cdot \Delta i \quad (5.6)$$

Ова апроксимација даје веома добре резултате (мале грешке у устаљеном стању), што ће бити илустровано касније. Према томе, да би регулатор регулисао средњу вриједност струје електричног лука, потребно је предвиђени прираштај струје помножити са $2/\pi$, тј:

$$\Delta i_1(t) = \frac{2}{\pi} \cdot \Delta i(t) \quad (5.7)$$

Тада ће одговарајући тиристор добити команду за укључење у тренутку у којем се збир измјерене тренутне вриједности струје лука и очекиваног прираштаја $\Delta i_1(t)$ изједначи са задатом референцом струје:

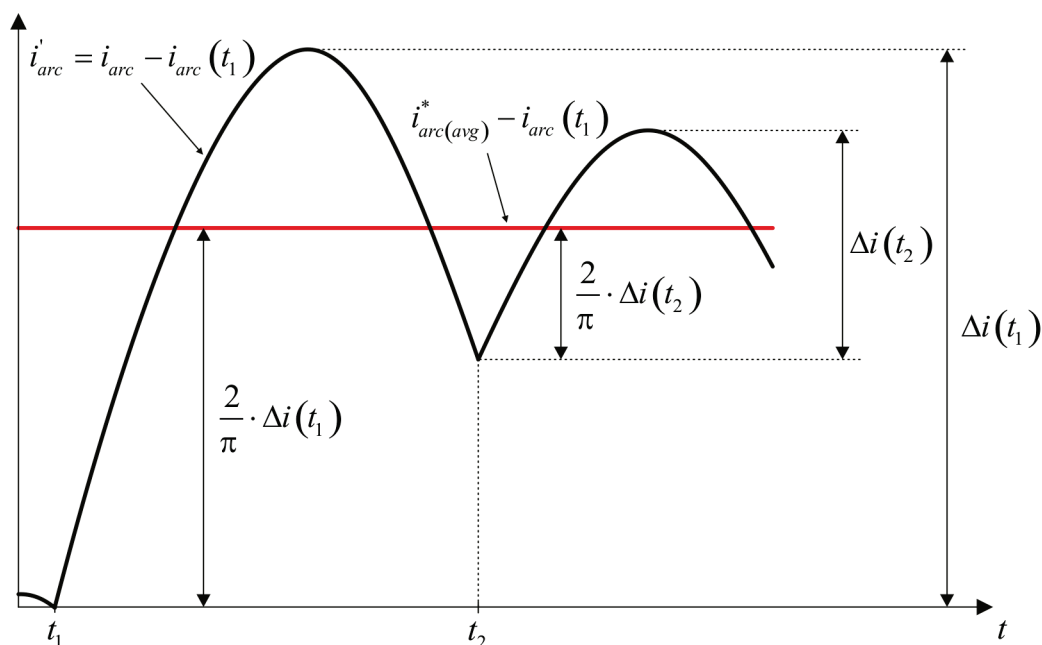
$$i_{arc}(t) + \Delta i_1(t) = i^*_{arc(avg)} \quad (5.8)$$

У току провођења тог тиристора, струја електричног лука ће се успоставити тако да ће се њена средња вриједност приближно изједначити са задатом референцом струје.

У претходном разматрању је посматрана струја лука у устаљеном стању. Потребно је, међутим, утврдити и како ће се предложени регулатор понашати приликом промјене референце струје. На Слици 5.5 приказана је ситуација након повећања задате референце струје (на слици је приказана нова референца струје).

Претходно је наведено да се измјерена тренутна вриједност струје електричног лука сабира са предвиђеним прираштајем струје лука и да се затим

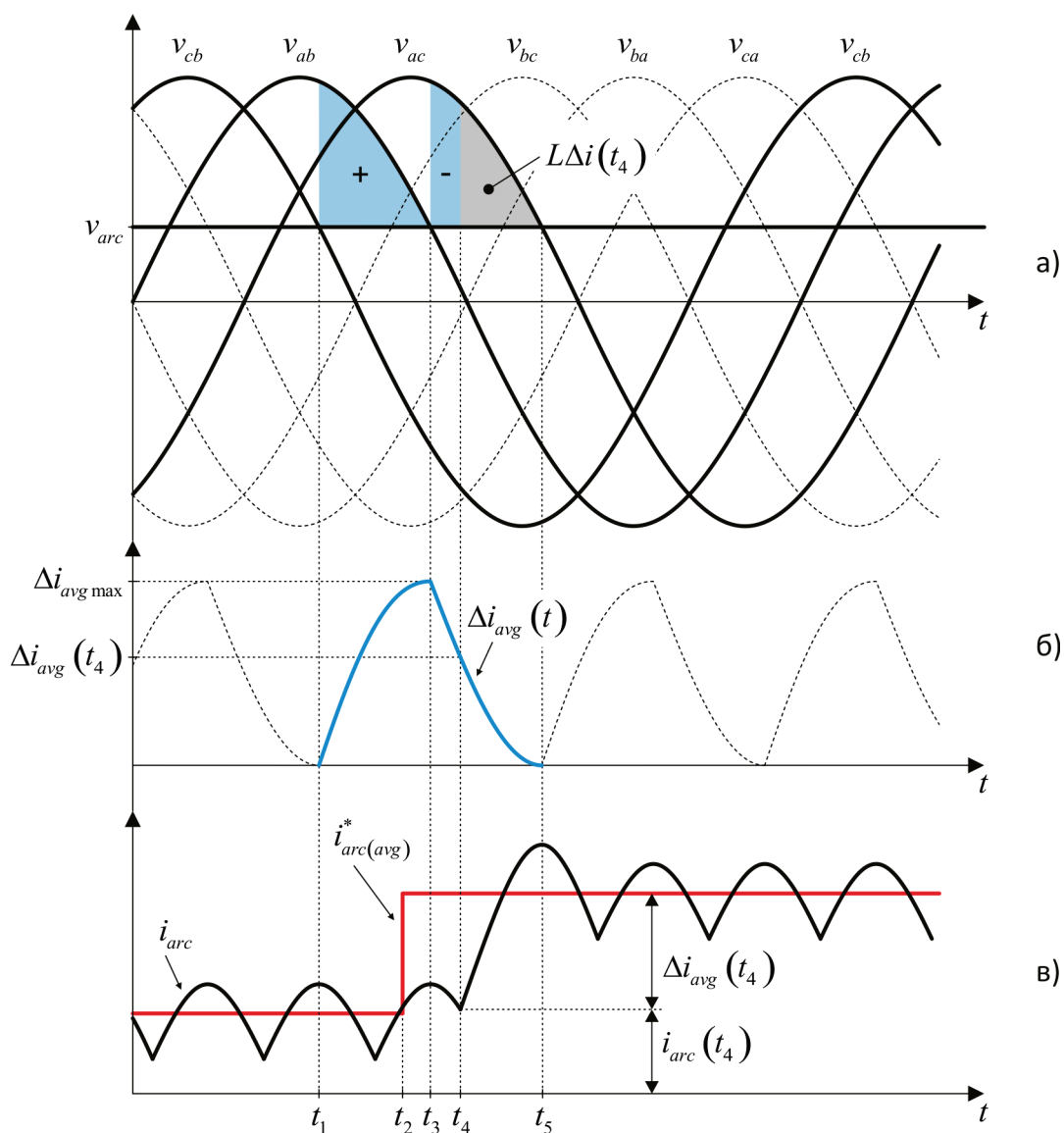
пореди са задатом референцом струје. Команда за укључење одговарајућег тиристора генерише се у тренутку у којем се збир измјерене тренутне вриједности струје лука и предвиђеног прираштаја струје лука изједначи са референцом струје лука.



Слика 5.5. Регулација средње вриједности струје лука након повећања задате референце струје.

Претходно је такође наведено да ће регулатор да регулише средњу вриједност струје лука (а не вршну) ако се уведе нови прираштај струје, који се добије на основу једначине (5.7). У случају када се промијени референца струје, одговарајући тиристор ће, као и претходно, да се укључи у тренутку који је одређен једначином (5.8). У случају када се референца струје повећа, биће потребан већи прираштај струје да би се достигла нова референца, што је приказано на Слици 5.5. Самим тим, максимум првог импулса струје лука након повећања референце ће бити већи од максимума импулса струје у устаљеном стању, јер када је веће $(2/\pi)\Delta i$, веће је и Δi (на Слици 5.5 $\Delta i(t_1)$ је веће од $\Delta i(t_2)$). То практично значи да постоји прескок тренутне (а самим тим и средње) вриједности струје у току првог импулса након повећања референце. Постојање прескока тренутне и средње вриједности струје у току првог импулса након повећања референце је мана ове методе. Међутим, већ у току наредних импулса

струје, одзив је оптималан, јер се има оптимални прираштај струје за устаљено стање. Аналогно, при смањењу референце, први импулс струје након смањења референце има мањи максимум у односу на импулсе у устаљеном стању. На Слици 5.6, приказани су таласни облици струја и напона исправљача са Сlike 5.2, у случају када регулатор регулише средњу вриједност струје електричног лука.



Слика 5.6. Регулација средње вриједности струје електричног лука:
 а) напони мреже и напон лука, б) очекивани прираштај струје лука,
 в) струја лука и референца струје.

На овој слици се види да први импулс струје након укључења тиристора T_2 у тренутку t_4 има већи максимум у односу на остале импулсе. То је због тога што

је претходно, у тренутку t_2 , референца струје повећана. Треба нагласити да се прескок вриједности струје током првог импулса не догађа у случају када се регулише вршна вриједност струје (Слика 5.3), него је искључиво последица увођења новог прираштаја струје једначином (5.7).

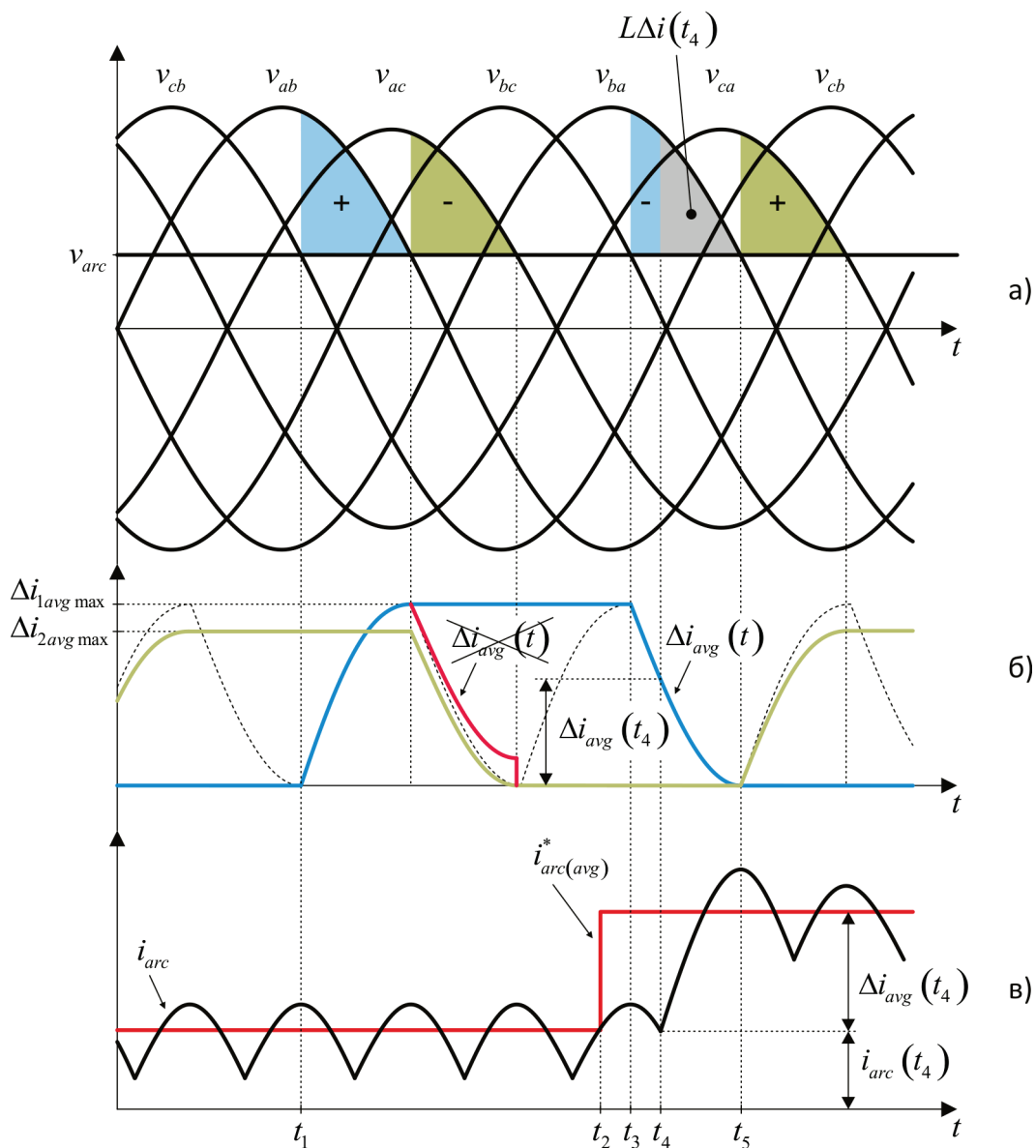
Потребно је размотрити и шта се дешава у случају када су мрежни напони несиметрични, тј. када имају различите амплитуде. На Слици 5.6 се види да регулатор конципиран на начин како је то претходно објашњено не би радио добро у овом случају, зато што се максимални очекивани расположиви прираштај струје лука добија интеграцијом разлике једног линијског напона и напона лука, а затим се од добијеног расположивог прираштаја одузима прираштај који је добијен интеграцијом разлике другог линијског напона и напона лука.

Према томе, регулатор би израчунао очекивани расположиви прираштај струје који би био већи или мањи од оног којим стварно располаже. Овај проблем може да се ријешити тако што ће интегратор, којим се добија очекивани расположиви прираштај струје, да интегрални исти линијски напон и при добијању очекиваног максималног расположивог прираштаја струје ("+" површина), и при добијању очекиваног прираштаја струје у неком тренутку (одузимањем "-" површине), као што је приказано на Слици 5.7.

На Слици 5.7 се види да напон v_{ac} има мању амплитуду од осталих линијских напона, па самим тим и интеграл разлике тог напона и напона електричног лука (приказан на Слици 5.7 а) зеленом површином), као и одговарајући очекивани максимални прираштај струје лука (приказан на Слици 5.7 б) зеленом линијом) имају мању вриједност од интеграла и прираштаја који одговарају осталим линијским напонима. Самим тим, било би погрешно од плаве површине са знаком "+" одузимати зелену површину са знаком "-", тј. црвена линија на Слици 5.7 б) не представља предвиђени очекивани прираштај струје лука, што је и приказано на овој слици.

С обзиром на то да се у разматраном случају електрични лук напаја трофазним мосним тиристорским исправљачем, предложени регулатор мора да омогући укључење тиристора на сваких 60° (тј. да омогући задавање управљачких импулса сваком од 6 тиристора у мосту). Према томе, неопходно је да постоји шест кола за одређивање очекиваног расположивог прираштаја струје

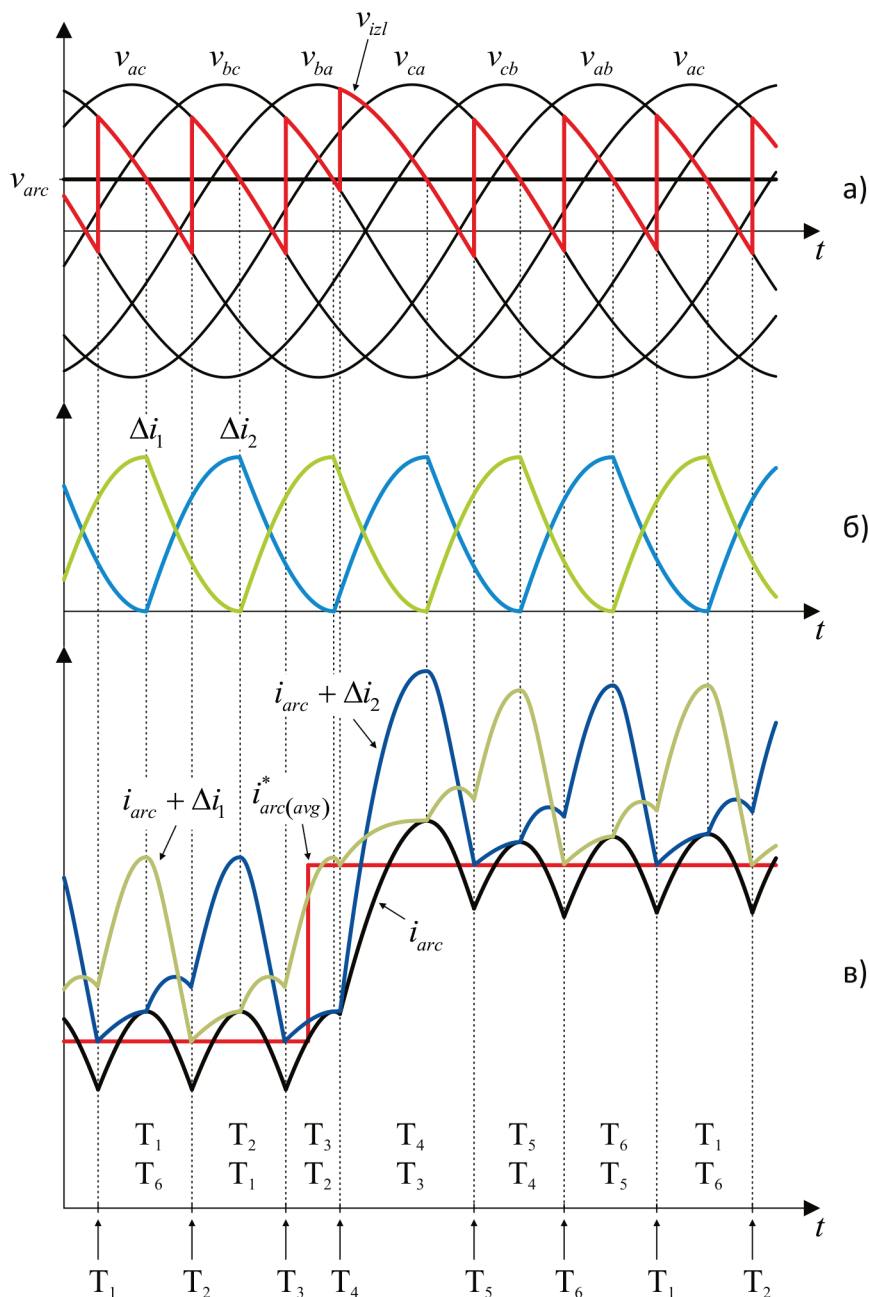
пригушнице (електричног лука), тј. да се на сваких 60° има по једна крива расположивог прираштаја струје лука.



Слика 5.7. Регулација средње вриједности струје лука при несиметричним мрежним напонима: а) напони мреже и напон лука, б) очекиван прираштаји струје лука, в) струја лука и референца струје.

Таласни облици система са шест интегратора приказани су на Слици 5.8, при чему је претпостављено да је систем мрежних напона симетричан. На Слици 5.8 а) приказано је шест линијских напона, као и напон на излазу исправљача (црвена линија). На Слици 5.8 б) приказане су криве које представљају

предвиђене прираштаје струје, Δi_1 и Δi_2 . Овде су, наиме, интегратори сврстани у двије групе, са по три интегратора у свакој групи, па су на слици представљени излази из сваке од група.



Слика 5.8. Регулатор са свих шест интегратора: а) напони мреже и напон на излазу исправљача, б) очекивани прираштаји струје лука, в) струја лука, референца струје и помоћне криве.

На Слици 5.8 в) приказане су струја електричног лука, i_{arc} , референца струје, $i_{arc(avg)}^*$, али и криве које представљају збир струје лука и предвиђених прираштаја струје који се имају на излазу из интеграторских група. На овој слици приказани су и тренуци у којима се укључују поједини тиристор, као и интервали провођења тиристора. На Слици 5.8 в) се види да се одговарајући тиристор укључују у тренуцима када се збир измјерене тренутне вриједности струје електричног лука и очекиваног расположивог прираштаја струје лука изједначи са референцом струје, тј у тренуцима дефинисаним једначинама:

$$(i_{arc} + \Delta i_1) = i_{arc(avg)}^* \quad \text{и} \quad (i_{arc} + \Delta i_2) = i_{arc(avg)}^* \quad (5.9)$$

Шта се, међутим, дешава када је задата референца струје већа од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје? Тада регулатор струје неће моћи да генерише команду за укључење тиристора (јер нема пресека кривих, одређених једначинама (5.9)), па је при овим условима потребно на неки други начин генерисати команде за укључење тиристора. У овом случају, генерисање команди за укључење тиристора обезбијеђено је увођењем додатног кола регулатора, које је названо прво помоћно коло регулатора.

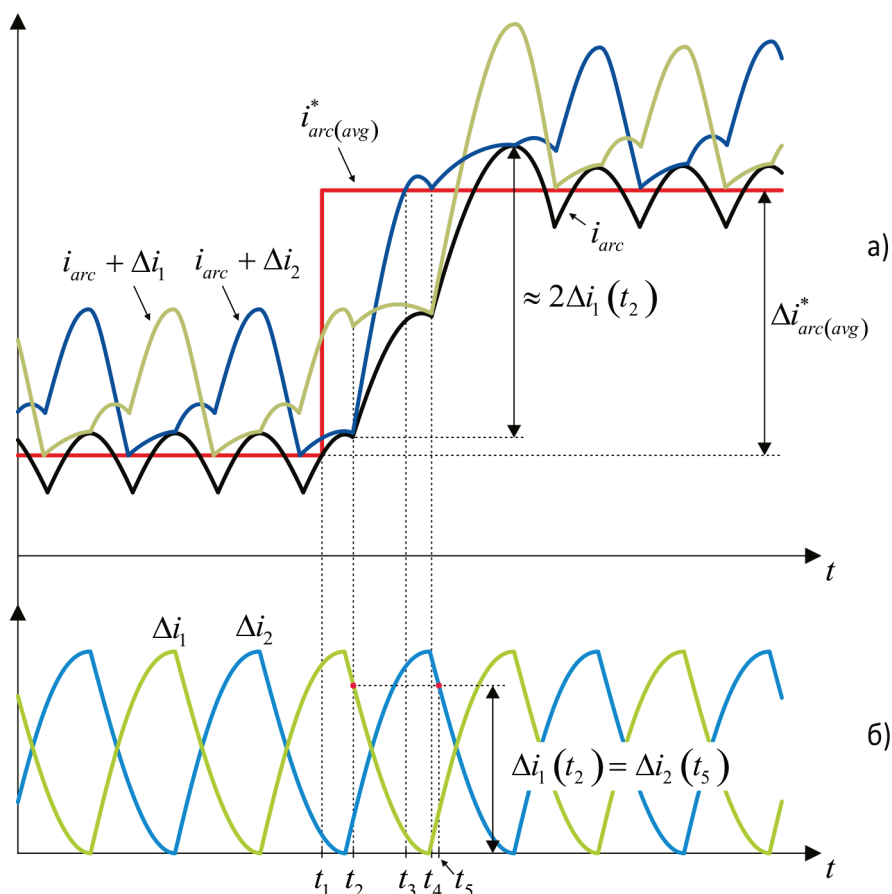
5.2.2 Прво помоћно коло регулатора

Прво помоћно коло регулатора укључује се у тренуцима у којима је тачан изказ:

$$\left((i_{arc} + \Delta i_1) < i_{arc(avg)}^* \right) \wedge \left((i_{arc} + \Delta i_2) < i_{arc(avg)}^* \right) \quad (5.10)$$

тј. када крива која представља референцу струје буде "изнад" обе криве збира измјерене тренутне вриједности струје и очекиваног расположивог прираштаја струје. Када се услов (5.10) испуни, прво помоћно коло ће генерисати константан угао управљања, при чему ће његова вриједност (тј. тренутак одговарајуће команде за укључење тиристора) бити генерисана тако да се постигне оптималан одзив. Под оптималним одзивом овде ће се подразумевати веома брзо достизање задате референце струје лука, с обзиром на дати напон на пригушници

и индуктивност пригушнице у једносмјерном колу исправљача. Укључењем првог помоћног кола регулатора искључује се главно коло регулатора, и обрнуто; тј. главно и прво помоћно коло регулатора раде наизмјенично. На Слици 5.9 приказани су таласни облици који илуструју рад првог помоћног кола.



Слика 5.9. Илустрација рада првог помоћног кола: а) струја лука, референца струје и помоћне криве, б) очекивани прираштаји струје лука.

Посматрајући таласне облике на Слици 5.9 а), може се уочити да ће се прво помоћно коло регулатора укључити у тренутку t_1 , јер је од тог тренутка испуњен услов (5.10), тј исказ је тачан. Помоћно коло затим одређује тренутке у којима ће се укључивати одговарајући тиристори, тј. задаје константан угао управљања тиристорима, који се одређује на основу кривих очекиваног расположивог прираштаја струје лука, које су приказане на Слици 5.9 б) (само силазне ивице кривих приказаних на Слици 5.9 б) су криве расположивог прираштаја струје лука). Најприје се одређује промјена референце струје, тј. разлика између нове и старе референце струје. Када се ова разлика одреди, добијена вриједност се

пореди најприје са максималним очекиваним расположивим прираштајем струје лука. Ако је промјена референце мања од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје, тада се одговарајући угао управљања тиристорима генерише главним колом регулатора, а помоћно коло је искључено. Ако је промјена референце већа од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје, онда рефереца струје не може да се достигне једним импулсом струје, и укључује се прво помоћно коло. Поставља се питање како одредити потребан број импулса и амплитуду појединих импулса струје да би се добио оптималан одзив.

Очигледно је да ће за већи угао управљања амплитуда импулса струје након укључења тиристора бити мања, па ће број импулса струје, који ће бити потребни да би се достигла задата референца струје, бити већи. Самим тим достизање референце струје је спорије али и прецизније јер се достиже у финијим корацима. Овај проблем није уочен а самим тим ни третиран у радовима [121] и [122] (у којима су представљани предиктивни регулатори струје оптерећења тиристорских исправљача), у којима се рачуна прелазни угао управљања тиристорима при промјени референце струје оптерећења.

Овде се константни угао одређује тако да се добије веома брз одзив регулатора при датим радним условима, са малим одступањем (у општем случају) амплитуде првог импулса струје по достизању референце, од идеалне амплитуде. Дакле, ако је промјена референце струје лука већа од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје, тада се најприје одређује број потребних корака у којима референца струје може да се достигне. Промјена референце дијели се са два, и ако је резултат дијељења мањи од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје, тада се са криве очекиваног расположивог прираштаја струје одређује тренутак који одговара вриједности добијеној дијељењем. Самим тим, одређен је и одговарајући угао управљања тиристорима. Примјеном овако одређеног угла управљања, референца струје достићи ће се у два корака. Ако је, са друге стране, резултат дијељења промјене референце са два већи од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје, то значи да референца не може да се достигне у два корака. Промјена референце струје дијели се затим са три, да би се одредило да ли референца може да се достигне у три корака, итд. Процес дијељења промјене референце завршава се онда када се добије да је

резултат дијелења мањи од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје. Тада се са криве очекиваног расположивог прираштаја струје одређује потребни угао управљања тиристорима. На овај начин је омогућено да се референца струје достигне у минималном броју корака, тј. изузетно брзо. Одступање амплитуде првог импулса струје по достизању референце, од идеалне амплитуде, је првенствено функција тренутка у којем се тиристор укључује, тј. вриједности струје оптерећења у том тренутку, али и угла управљања по достизању референце струје, као и нових кривих расположивог прираштаја струје које важе по достизању нове референце. Веома је тешко (ако не и немогуће) истовремено узети све ове факторе у обзир, да би се добио теоријски најбржи могући одзив. Због тога је усвојена претходно објашњена процедура која веома приближно даје оптималан одзив. Тренутак укључења тиристора, t_2 , добија се према једначини:

$$\Delta i_{arc(avg)}^* \approx N_{min} \cdot \Delta i_1(t_2) \quad (5.11)$$

при чему је N_{min} - минимални број корака у којим се достигне задата референца струје оптерећења. У случају са Сlike 5.9, референца се достиже у два корака. Углови управљања који одговарају тренуцима t_2 и t_3 , су међусобно једнаки, па би самим тим били једнаки и прираштаји струје који би се имали након укључења тиристора у овим тренуцима. У случају са Сlike 5.9, једначина (5.11) постаје:

$$\Delta i_{arc(avg)}^* \approx 2 \cdot \Delta i_1(t_2) \quad (5.12)$$

Међутим, прво помоћно коло се искључује у тренутку t_3 , јер тада престаје да важи услов дат једначином (5.10), тј. исказ дат овом једначином у тренутку t_3 постаје нетачан. Од овог тренутка поново се укључује главно коло регулатора, које у тренутку t_4 генерише нову команду за укључење тиристора. Дакле, друго укључење тиристора извршено је прије оптималног тренутка t_5 одређеног са кривих расположивог прираштаја струје, па ће самим тим доћи до пребачаја у току првог импулса након повећања референце. У случају када се нова вриједност референце достиже из N корака, у првих $N-1$ корака тиристор ће да укључује

прво помоћно коло, док ће у последњем кораку команду за укључење тиристора генерисати главно коло регулатора.

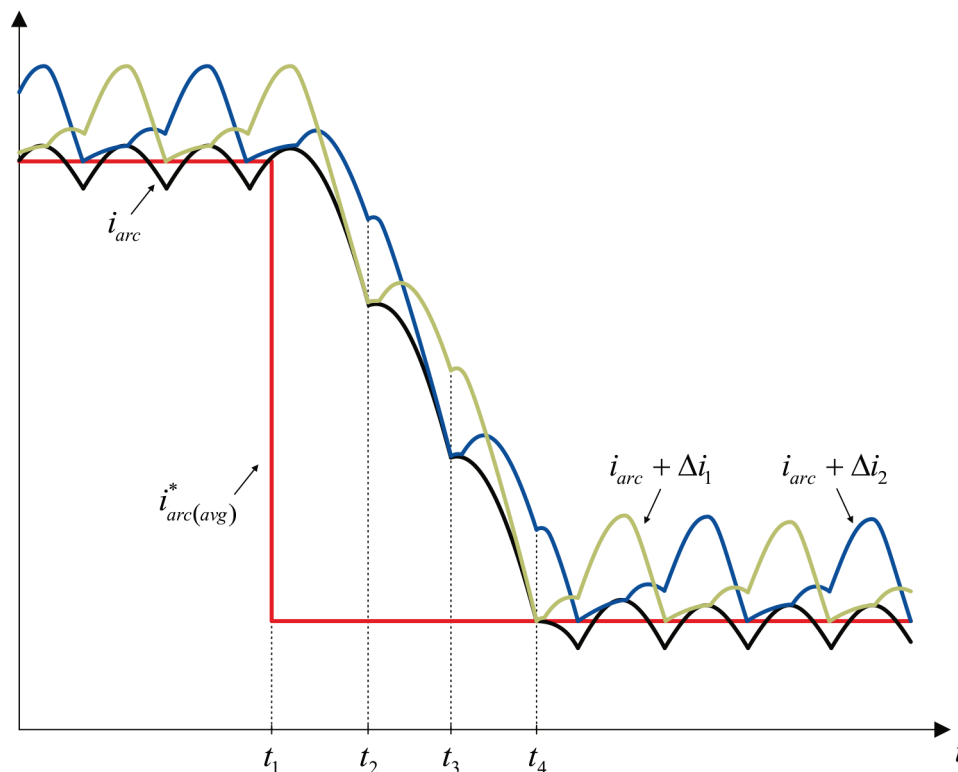
5.2.3 Друго помоћно коло регулатора

Претходно описано прво помоћно коло регулатора укључује се само при повећању референце струје електричног лука. При смањењу референце струје користи се друго помоћно коло регулатора. Овде треба напоменути да је у исправљачком режиму рада претварача расположиви прираштај струје за смањење струје много већи од расположивог прираштаја за повећање струје лука. То је због тога што је расположива "површина напона" за смањење струје пригушнице (тј. лука) много већа од расположиве "површине напона" за повећање струје пригушнице. Друго помоћно коло укључује се када референца за струју постане мања од струје лука за вриједност максималног очекиваног расположивог прираштаја струје за повећање струје лука, а искључује се ако овај услов није испуњен. Као и у случају првог помоћног кола, и друго помоћно коло ради наизмјенично са главним колом регулатора. Када се укључи, друго помоћно коло генерише константан угао управљања од 100° . Рад другог помоћног кола илустрован је Сликаом 5.10.

Разлика између струје електричног лука и референце струје при којој се укључује друго помоћно коло може да буде одабрана и другачије. Такође, и константан угао управљања од 100° који ово коло генерише, може да буде одабран другачије.

Оптimalан одзив при раду другог помоћног кола добио би се на сличан начин као и код првог помоћног кола. Дакле, најприје би био одређен очекивани расположиви прираштај струје за смањење струје лука, а затим би се, на основу промјене референце струје и криве очекиваног расположивог прираштаја струје (за смањење струје) генерисао такав угао управљања да се у минималном броју корака и без великог "подбачаја" струје достигне нова референца струје. Одредница "без великог 'подбачаја' струје" је веома битна због тога што при малим смањењима референце, када регулатор може у једном кораку да достигне нову, мању референцу, због велике брзине којом се смањује струја она ће се

смањити на нулу прије него што дође тренутак за укључење следећег тиристора. Струја оптерећења ће затим остати на нули све док прво помоћно коло или главно коло (што зависи од нове референце струје) не укључи следећи тиристор.



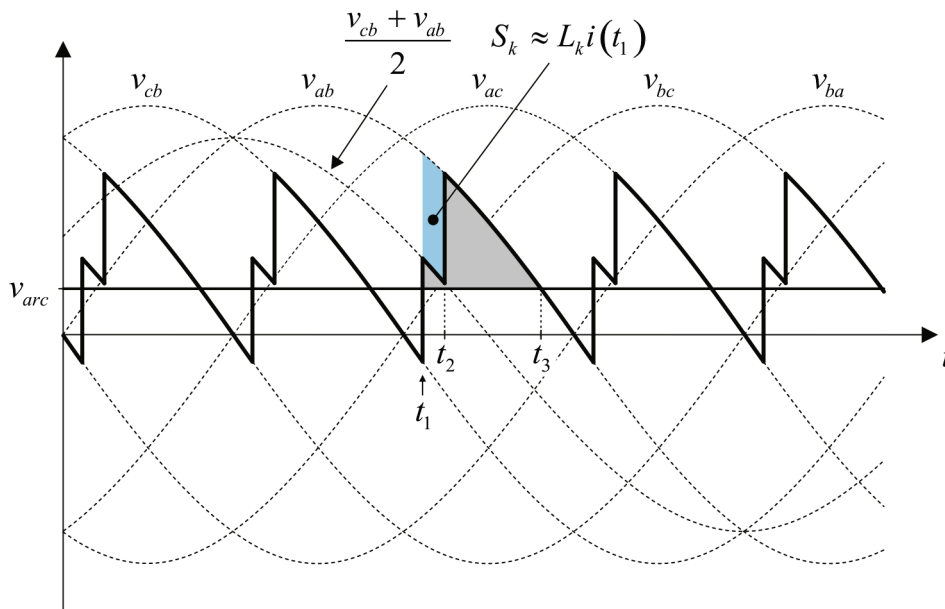
Слика 5.10. Илустрација рада другог помоћног кола: струја лука, референца струје и помоћне криве.

Овај алгоритам, дакле, није погодан када се очекују мале промјене референце струје лука. Због тога овај алгоритам није имплементиран у овом раду (јер су овде промјене референце струје релативно мале), него је умјесто њега имплементиран упрошћени алгоритам у којем се тиристорима задаје константан угао управљања од 100° . На Слици 5.10 види се да се друго помоћно коло укључује у тренутку t_1 , јер тада разлика између струје лука и референце струје постаје већа од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје за повећање струје. У тренуцима t_2 и t_3 , друго помоћно коло генерише команде за укључење тиристора, које одговарају углу управљања од 100° . У тренутку t_4 реаговало је главно коло регулатора, јер више није испуњен услов да је разлика између референце струје и струје лука већа од максималног очекиваног

расположивог прираштаја струје за повећање струје лука. Дакле, нова референца струје достигнута је у два корака, при чему је негативни прираштај струје диктирало друго помоћно коло.

5.2.4 Утицај комутације тиристора на рад регулатора

Приликом претходних разматрања принципа рада регулатора, занемариван је утицај комутације на перформансе регулатора. Утицај комутације на рад регулатора биће објашњен помоћу Сlike 5.11.



Слика 5.11. Утицај комутације тиристора на рад регулатора.

На Сlici 5.11 представљена је комутација између тиристора T_5 и T_1 . Непосредно прије тренутка t_1 проводе тиристор T_5 и T_6 . У тренутку t_1 укључује се и тиристор T_1 , који почиње да "одузима" струју тиристор T_5 . Током трајања комутације (од t_1 до t_2), напон на излазу исправљача (Слика 5.2) је:

$$v_{izl} = \frac{v_{cb} + v_{ab}}{2} \quad (5.13)$$

што се види са претходне слике. Када би се комутација вршила тренутно (што је у пракси немогуће, јер постоје индуктивности расипања у гранама које се комутију, тј. флуксеви расипања који треба да се успоставе на неку вриједност, или да опадну на нулу), напон на излазу исправљача у интервалу од t_1 до t_2 био би:

$$v_{izl} = v_{ab} \quad (5.14)$$

Дакле, у случају кад се утицај комутације не занемарује, "површина напона" на пригушници у једносмјерном колу (сива површина на Слици 5.11) је мања (за површину представљену плавом бојом) него у случају када се утицај комутације занемарује. Самим тим, и максимални очекивани расположиви прираштај струје ће бити мањи у случају када се утицај комутације не занемарује. Такође, тренутне вриједности прираштаја струје (са кривих очекиваног расположивог прираштаја струје), биће мање у случају када се утицај комутације не занемарује, од одговарајућих тренутних вриједности у случају када се утицај комутације занемарује. Дакле, да би се утицај комутације на рад регулатора узео у обзир, потребно је од "површине напона" на пригушници која се има у случају када је утицај комутације занемарен, одузети површину која је приближно једнака [55]:

$$S_k \approx L_k i(t_k) \quad (5.15)$$

гдје су: L_k - комутациона индуктивност, коју чине индуктивност расипања трансформатора (највећим дијелом), и индуктивност водова у колу комутације; $i(t_k)$ - струја оптерећења у тренутку у којем почиње комутација, која се сматра константном у току комутације (отуда приближност у претходној једначини). Поред утицаја комутације на рад регулатора, треба узети у обзир и падове напона на тиристорима када су у проводном стању. Пад напона, v_T , на тиристор у који проводи зависи од тренутне вриједности струје кроз тиристор, и одређује се из података које пружа произвођач тиристора. Према томе, одговарајући тиристор ће добити команду за укључење у тренутку у којем је испуњен услов:

$$i_{arc}(t) + \Delta i_{avg}(t) - \frac{L_k i_{arc}(t)}{L} = i_{arc(avg)}^* \quad (5.16)$$

гдје је $\Delta i_{avg}(t)$ расположиви прираштај струје који се добије када се узму у обзир и падови напона на тиристорима који проводе. Наиме, при рачунању максималних очекиваних расположивих прираштаја струје (који могу да буду међусобно различити због несиметрије мрежних напона), као и при одређивању очекиваних расположивих прираштаја струје у одређеним тренуцима, од мрежних напона се приликом интеграције одузимају и падови напона на два тиристора, $2v_T$.

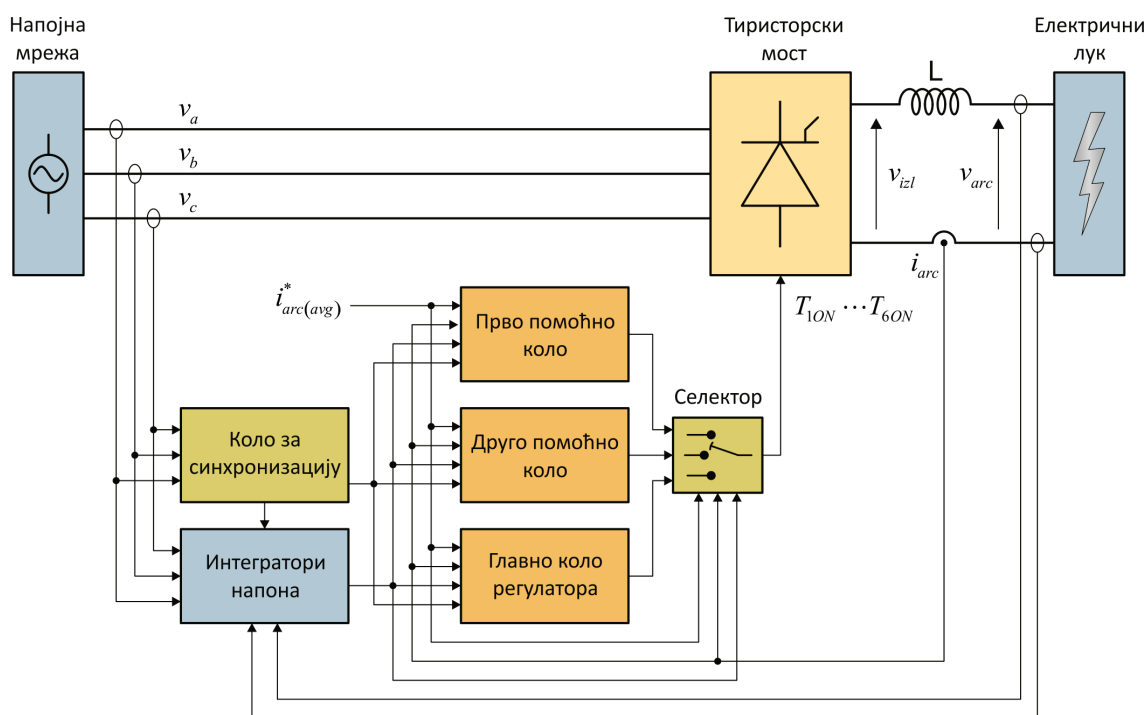
Регулација струје главним колом предложеног предиктивног регулатора врши се на основу једначине (5.16).

Претходна разматрања принципа рада предложеног предиктивног регулатора струје електричног лука, напајаног трофазним тиристорским мосним исправљачем, вршена су под претпоставком да исправљач ради у директном (исправљачком) режиму. Сва разматрања у вези са главним колом регулатора важе, такође, и у случају када исправљач ради у инверторском режиму. Једина разлика су оптимални углови управљања тиристорима, које генеришу прво и друго помоћно коло регулатора, мада је принцип рада ових помоћних кола исти као и при директном режиму рада исправљача. Инверторски режим рада исправљача неће бити детаљније анализиран у овом раду, због тога што, при напајању електричног лука, исправљач ради искључиво у директном режиму. Осим тога, биће анализиран само рад исправљача у непрекидном режиму, јер је струја електричног лука непрекидна.

5.2.5 Кратка рекапитулација принципа рада и основних особина немодификованог предложеног предиктивног регулатора

Основни принцип рада немодификованог предложеног предиктивног регулатора састоји се у томе да се струја електричног лука предвиђа на основу очекиване расположиве "површине напона" на пригушници у једносмјерном колу исправљача, и мјерене струје електричног лука. Наиме, управљање тиристорима врши се тако што се одговарајући тиристори укључују у тренутку када се збир измјерене тренутне вриједности струје лука и очекиваног прираштаја струје лука

у том тренутку, предвиђеног на основу очекиване расположиве "површине напона" на пригушници (под чијим утицајем ће да се деси промјена струје лука), изједначи са задатом вриједношћу струје. Предикција струје електричног лука врши се, дакле, на основу мјерења три величине: напона на крајевима електрода, струје електричног лука, и напона напајања (напона мреже). Упрошћени блок дијаграм система са немодификованим предложеним предиктивним регулатором представљен је на Слици 5.12.



Слика 5.12. Упрошћени блок дијаграм система са немодификованим предложеним предиктивним регулатором.

Колом за синхронизацију врши се детекција проласка кроз нулу (од негативних вриједности ка позитивним) линијских напона мреже. Информација о проласку линијских напона кроз нулу користи се за укључење тиристора правилним редослиједом, у сва три кола регулатора. Блок "Интегратори напона" генерише очекиване расположиве прираштаје струје лука, Δi_1 и Δi_2 , који су одређени као излази одговарајућих група од по три интегратора, и представљени на Слици 5.8 б) (на страни 171). На основу ових прираштаја струје, у главном колу регулатора се врши генерисање управљачких импулса за укључење тиристора, у тренуцима који су одређени једначином (5.16) (на страни 179). Поред

тога, у помоћним колима регулатора се на основу прираштаја струје Δi_1 и Δi_2 одређују и углови управљања тиристорима, тако да се оствари велика брзина одзива регулатора са минималним одступањем првог импулса струје након достизања нове референце. Блоком "Селектор" се одлучује (у зависности од тренутне вриједности струје лука, очекиваног расположивог прираштаја струје и задате референце за струју) које коло регулатора ће да буде активно.

На основу претходних излагања, може да се издвоји неколико важних особина предложеног немодификованог предиктивног регулатора. У Табели 5.1 сумиране су најзначајније добре и лоше особине немодификованог регулатора струје електричног лука. Ове особине биће илустроване резултатима симулација рада немодификованог регулатора, а затим ће бити и верификоване мјерењима на реализованом лабораторијском прототипу система са овим регулатором.

Табела 5.1. Особине немодификованог предложеног предиктивног регулатора струје лука

Добре особине
За предикцију струје не користи се модел електричног лука.
Регулише струју лука и у непрекидном и у прекидном режиму рада исправљача.
Брзина одзива регулатора је веома велика, с обзиром на дате напоне и индуктивност пригушнице.
Неосјетљив је на несиметрије мрежног напона.
Веома добро компензује последице наглих промјена мрежног напона и напона електричног лука, укључујући и кратке спојеве електрода.
Уважава утицај комутације између тиристора.
Лоше особине
Постојање грешке у одзиву у устаљеном стању. Величина грешке првенствено зависи од тачности одређивања параметара пригушнице у једносмјерном колу, и од тачности одређивања параметара тиристора.
Постојање прескока током првог импулса струје након повећања референце струје.
Грешка у устаљеном стању је већа ако у прекидном режиму рада паузе струје трају дуже. Ова особина је последица увођења модификованог прираштаја струје $\Delta i_{avg}(t)$ (једначина (5.7)), и није значајна за регулацију струје електричног лука, јер је струја електричног лука непрекидна у стационарном стању.

5.3 Анализа *Simulink*[®] модела система са немодификованим предиктивним регулатором струје електричног лука

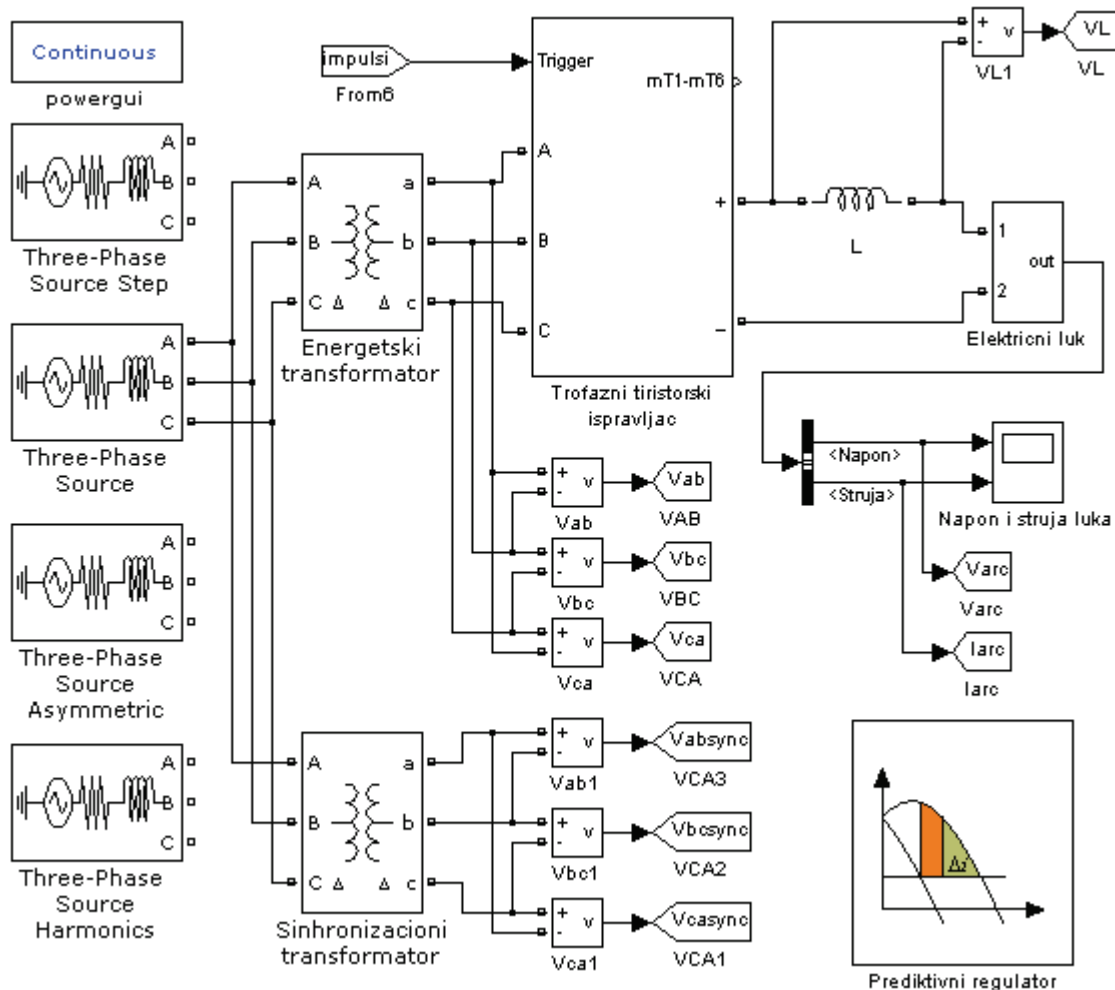
Систем са трофазним тиристорским пуноуправљивим мосним исправљачем, и електричним луком као оптерећењем, у коме се струја електричног лука регулише немодификованим предиктивним регулатором, моделован је помоћу пакета *Simulink*[®]. Поједине компоненте претварача моделоване су тако да одговарају компонентама које су употребљене при конструкцији лабораторијског прототипа система са предложеним предиктивним регулатором. На тај начин, резултати симулације рада регулатора могу (бар квалитативно) да буду верификовани мјерењима одговарајућих величина на лабораторијском прототипу исправљача. Квантитативна верификација резултата симулације је веома отежана, јер не постоји одговарајући динамички модел електричног лука који би са задовољавајућом тачношћу представљао електрични лук при варијацијама дужине лука, а који притом може да се имплементира у *Simulink*[®] окружењу (чак и сложени *MHD* модел, анализиран у одјелку 3.3.14, може само квалитативно да представи динамичке особине електричног лука). У систему са предложеним предиктивним регулатором, електрични лук је представљен упрошћеним хибридном моделом, који је анализиран у одјелку 3.3.10. Вриједности величина и параметара компонената система, које су усвојене приликом симулације рада система са предиктивним регулатором, представљене су у Табели 5.2. У овој табели дати су параметри који карактеришу мрежу из које се исправљач напаја (напон мреже, снага кратког споја, параметри трансформатора), параметри који карактеришу тиристорски мост (параметри тиристора, санбера и сл.), као и параметри пригушнице у једносмјерном колу исправљача, која је повезана на ред са електричним луком.

У овом поглављу дат је опис појединих функционалних блокова који чине *Simulink*[®] модел система се предложеним предиктивним регулатором, при чему је укратко објашњена функција сваког од ових блокова. Детаљнија објашњења начина на који функционишу поједини елементарни блокови из библиотеке *SimPowerSystems* могу се наћи у документацији пакета *Simulink*[®].

Табела 5.2. Вриједности величина и параметара у моделу система са предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука

Симбол	Опис	Вриједност
Карактеристичне величине и параметри напојне мреже		
U_m	Номинални напон мреже	380 V
f	Номинална фреквенција мрежног напона	50 Hz
S_k	Снага трофазног кратког споја на крајевима мреже	500 kVA
I_k	Струја трофазног кратког споја која одговара снази S_k	500 A
X/R	Карактеристични однос X/R код напојне мреже	1
S_{nT1}	Номинална снага енергетског трансформатора	4 kVA
m_{T1}	Преносни однос енергетског трансформатора	380 V / 41.3 V
-	Спрега енергетског трансформатора	Dd0
R_{1T1}, L_{1T1}	Параметри примарног намотаја енергетског трансформатора (сведени на примарну страну)	$R_{1T1} = 0.01$ p.u. $L_{1T1} = 0.01$ p.u.
R_{2T1}, L_{2T1}	Параметри секундарног намотаја енергетског трансформатора (сведени на секундарну страну)	$R_{2T1} = 0.01$ p.u. $L_{2T1} = 0.01$ p.u.
R_{mT1}, L_{mT1}	Параметри гране магнећења енергетског трансформатора	$R_{mT1} = 500$ p.u. $L_{mT1} = 10$ p.u.
S_{nT2}	Номинална снага синхронизационог трансформатора	50 VA
m_{T2}	Преносни однос синхронизационог трансформатора	380 V / 41.3 V
-	Спрега синхронизационог трансформатора	Dd0
R_{1T2}, L_{1T2}	Параметри примарног намотаја синхронизационог трансформатора (сведени на примарну страну)	$R_{1T2} = 0.02$ p.u. $L_{1T2} = 0.02$ p.u.
R_{2T2}, L_{2T2}	Параметри секундарног намотаја синхронизационог трансформатора (сведени на секундарну страну)	$R_{2T2} = 0.02$ p.u. $L_{2T2} = 0.02$ p.u.
R_{mT2}, L_{mT2}	Параметри гране магнећења синхронизационог трансформатора	$R_{mT2} = 500$ p.u. $L_{mT2} = 10$ p.u.
Карактеристичне величине и параметри тиристорског моста		
R_{on}	Отпорност тиристора у укљученом стању	10 mΩ
L_{on}	Индуктивност тиристора у укљученом стању	0 H
V_f	Напон на тиристор у укљученом стању	0.8 V
R_s	Отпорност снаберског отпорника	100 Ω
C_s	Капацитивност снаберског кондензатора	220 nF
L_k	Индуктивност комутационих пригушница	190 μH
Параметри пригушнице у једносмјерном колу		
L	Индуктивност пригушнице	12.54 mH
R	Отпорност пригушнице	0 Ω

Блок дијаграм система са немодификованим предиктивним регулятором струје електричног лука представљен је на Слици 5.13.



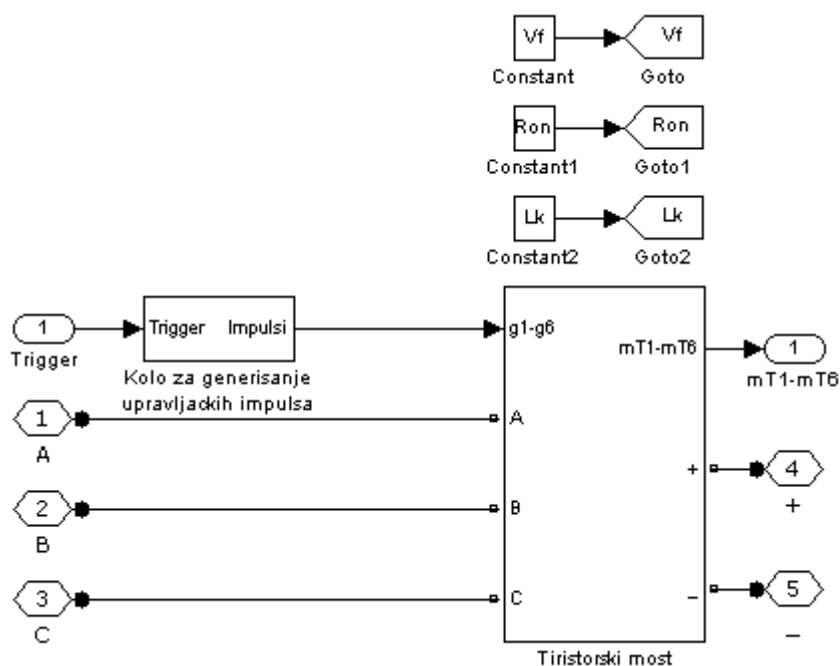
Слика 5.13. Блок дијаграм система са немодификованим предиктивним регулятором струје електричног лука.

Основни функционални блокови који чине модел са Слике 5.13 су: "Trofazni tiristorski ispravljac", "Prediktivni regulator", и "Elektricni luk". Блокови: "Three-Phase Source Step" и "Three-Phase Source Asymmetric" су модификације стандардног *SimPowerSystems* блока "Three-Phase Source", и биће коришћени за симулацију одзива система при поремећају у виду промјене напона напојне мреже, и одзива при несиметричним напонима напојне мреже, респективно. Блоком "Three-Phase Source Step" моделује се, нагли пораст мрежног напона за 10% у односу на номинални. У блоку "Three-Phase Source Asymmetric" ефективне вриједности линијских напона износе: 370V, 380V, и 390V. Модел са Слике 5.13

садржи и напонски извор "Three-Phase Source Harmonics", који омогућава анализирање утицаја виших хармоника мрежних напона на рад регулатора. Наиме, напони које даје овај извор садрже и пети хармоник, чија амплитуда је 3.75% амплитуде основног хармоника. Ова амплитуда петог хармоника добијена је мјерењем на мјесту прикључења лабораторијског прототипа исправљача.

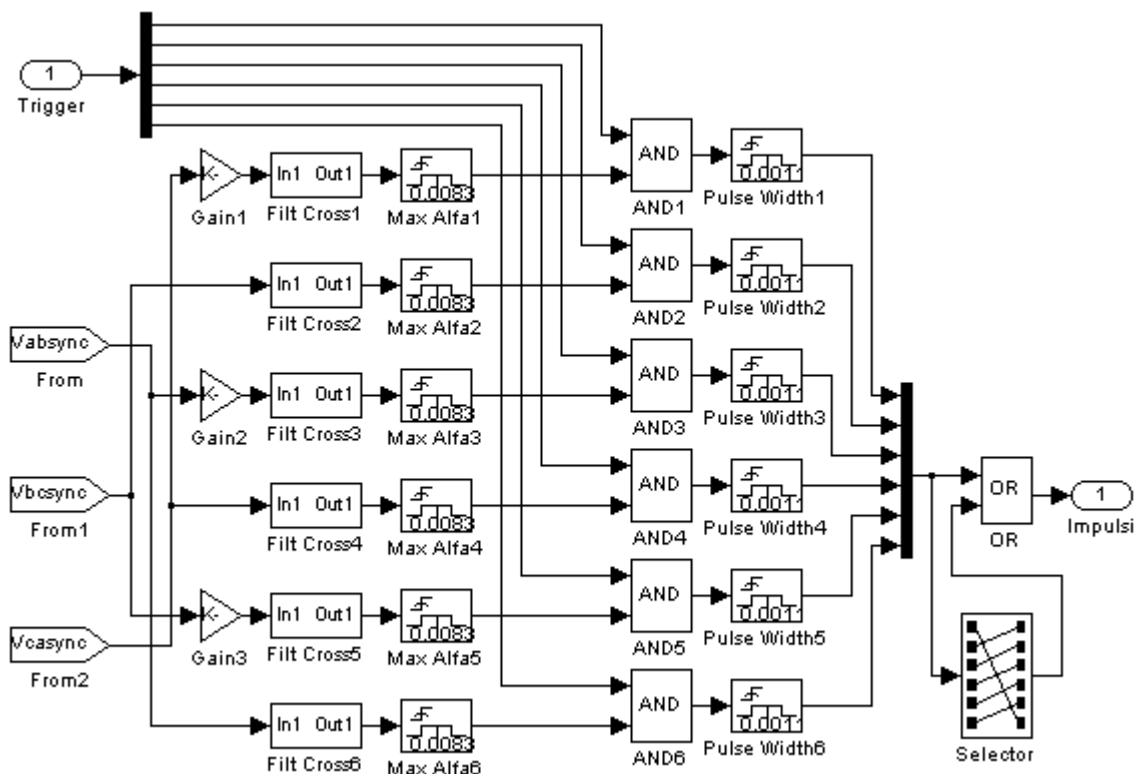
5.3.1 Подсистем "Trofazni tiristorski ispravljac"

Блок дијаграм подсистема "Trofazni tiristorski ispravljac" приказан је на Слици 5.14. Улази у подсистем су напони из енергетског и синхронизационог трансформатора, као и командни импулси за укључење тиристора. Напони из синхронизационог трансформатора користе се у блоку "Kolo za generisanje upravljackih impulsa", гдје служе за правилно одређивање тренутака укључења одговарајућих тиристора, у зависности од напона мреже. Подсистем "Trofazni tiristorski ispravljac" на излазу даје једносмјерни напон, чија средња вриједност зависи од тренутака у којима се задају команде за укључење тиристора. Такође, излаз "mT1–mT6" омогућава посматрање мјерених струја и напона појединих тиристора у мосту.



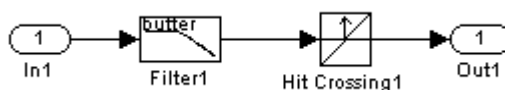
Слика 5.14. Блок дијаграм подсистема "Trofazni tiristorski ispravljac"

Блок "Коло за генерисање управљачких импулса" генерише управљачке импулсе потребног трајања за укључење тирстора, на основу "Trigger" сигнала који се у виду краткотрајног импулса добија из кола регулатора. Блок дијаграм овог подсистема приказан је на Слици 5.15. Подсистем "Коло за генерисање управљачких импулса" омогућује и генерисање потврдних импулса за тиристоре који треба поново да се укључе након што је струја кроз њих краткотрајно престала да протиче. Такође, подсистем омогућује и ограничење максималног дозвољеног угла управљања тиристорима због инверторског лимита исправљача. Улази у подсистем су напони из синхронизационог трансформатора, и "Trigger" сигнали на основу којих се генеришу управљачки импулси. На излазу подсистема добијају се мултиплексирани импулси за укључење тиристора, одговарајућег трајања.



Слика 5.15. Блок дијаграм подсистема "Коло за генерисање управљачких импулса".

Подсистеми "Filt Cross1" – "Filt Cross6" служе за правилну детекцију проласка синхронизационих напона кроз нулу (од негативних ка позитивним вриједностима), а њихов блок дијаграм приказан је на Слици 5.16.



Слика 5.16. Блок дијаграм подсистема "Filt Cross1" – "Filt Cross6".

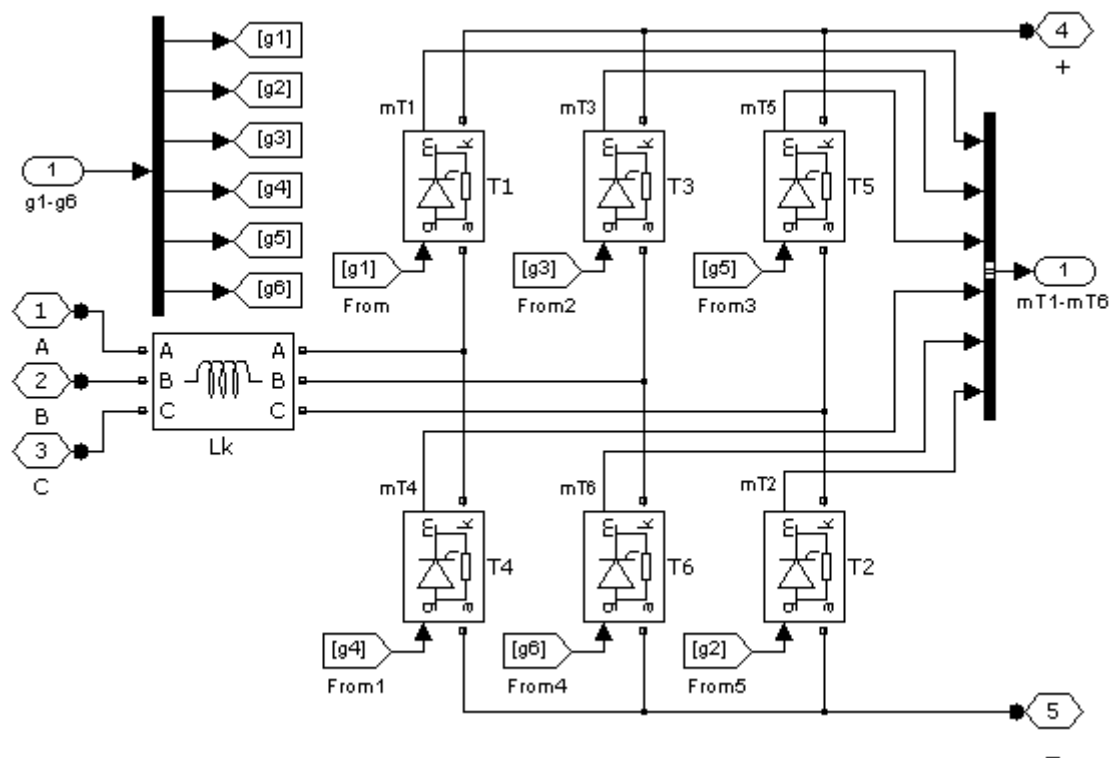
На Слици 5.16 види се да се синхронизациони напон најприје филтрира нископропусним филтером. Ради се о филтеру трећег реда типа *Butterworth*, са граничном учестаношћу 10000 rad/s. Осим *Butterworth* филтера, филтрирање може да се врши и *Moving Average* филтером. Филтрирањем сигнала омогућава се спрјечавање лажног окидања кола при нагом проласку синхронизационог напона кроз нулу приликом комутације других тиристора. Ред филтера и гранична учестаност одабрани су тако да се избјегне лажна детекција проласка кроз нулу и при већим струјама оптерећења и слабијим мрежама, али да притом кашњење филтрираног сигнала буде прихватљиво. У конкретном случају, кашњење је око 200 μ s.

Примијењена метода за детекцију проласка кроз нулу синхронизационих напона, у којој се лажно окидање тиристора усљед индукваног шума и појаве нежељених виших хармоника у синхронизационим напонима спрјечава филтрирањем синхронизационих напона нископропусним филтером, је веома једноставна и као таква не омогућава максималну робусност система на шум у синхронизационим напонима. Већу робусност система омогућила би примјена *band-pass* филтера или дигиталног филтера базираног на примјени *PLL* (*Phase Locked Loop*) кола [123]. У [123] је представљена и метода са адаптивном *online* реконструкцијом линијског напона мреже која омогућава већу робусност система при слаби мрежама у којима је утицај комутације тиристора више изражен. Упоредни преглед метода за синхронизацију које су базиране на примјени *PLL* кола дат је у [124].

Блокови "Max Alfa1" – "Max Alfa6" (Слика 5.15) служе за ограничење максималног угла управљања тиристорима на 150°. Ови блокови на излазу дају логичку јединицу задатог трајања (које одговара максималном дозвољеном углу управљања тиристорима), након што се окину позитивном ивицом улазног сигнала. Дакле, управљачке импулсе је могуће генерисати све док не истекне вријеме које одговара максималном дозвољеном углу управљања тиристорима.

Блоковима "Pulse Width1" – "Pulse Width6" задаје се трајање ("ширина") импулса за управљање тиристорима. У овом случају, "ширина" управљачких импулса је 20°. Блок "Selector" омогућава задавање потврдних импулса за управљање тиристорима.

Подсистем "Tiristorski most" састоји се од шест тиристора, и комутационих пригушница, као што је приказано на Слици 5.17, чији су параметри и карактеристичне величине приказани у Табели 5.2.

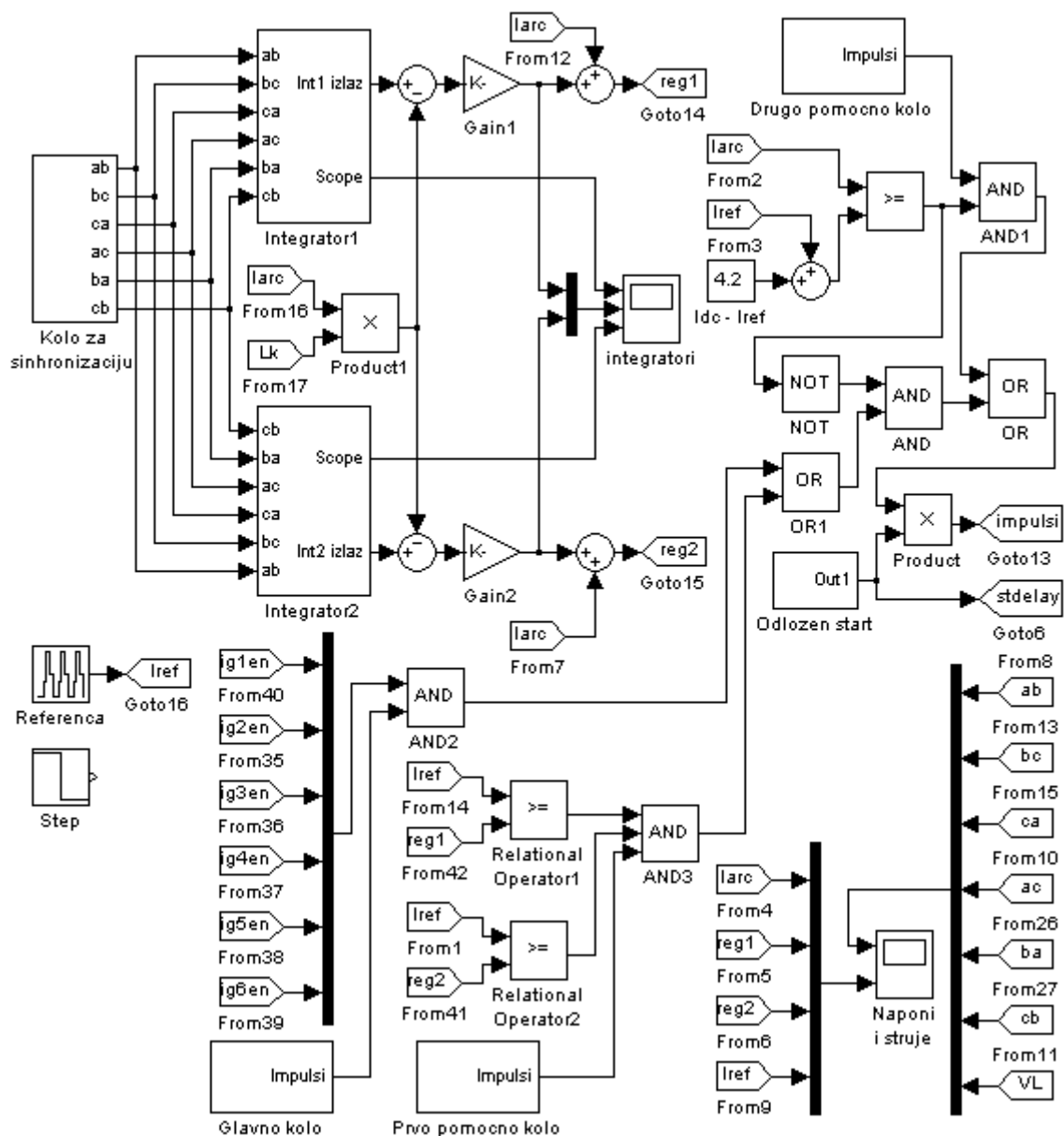


Слика 5.17. Блок дијаграм подсистема "Tiristorski most".

5.3.2 Подсистем "Prediktivni regulator"

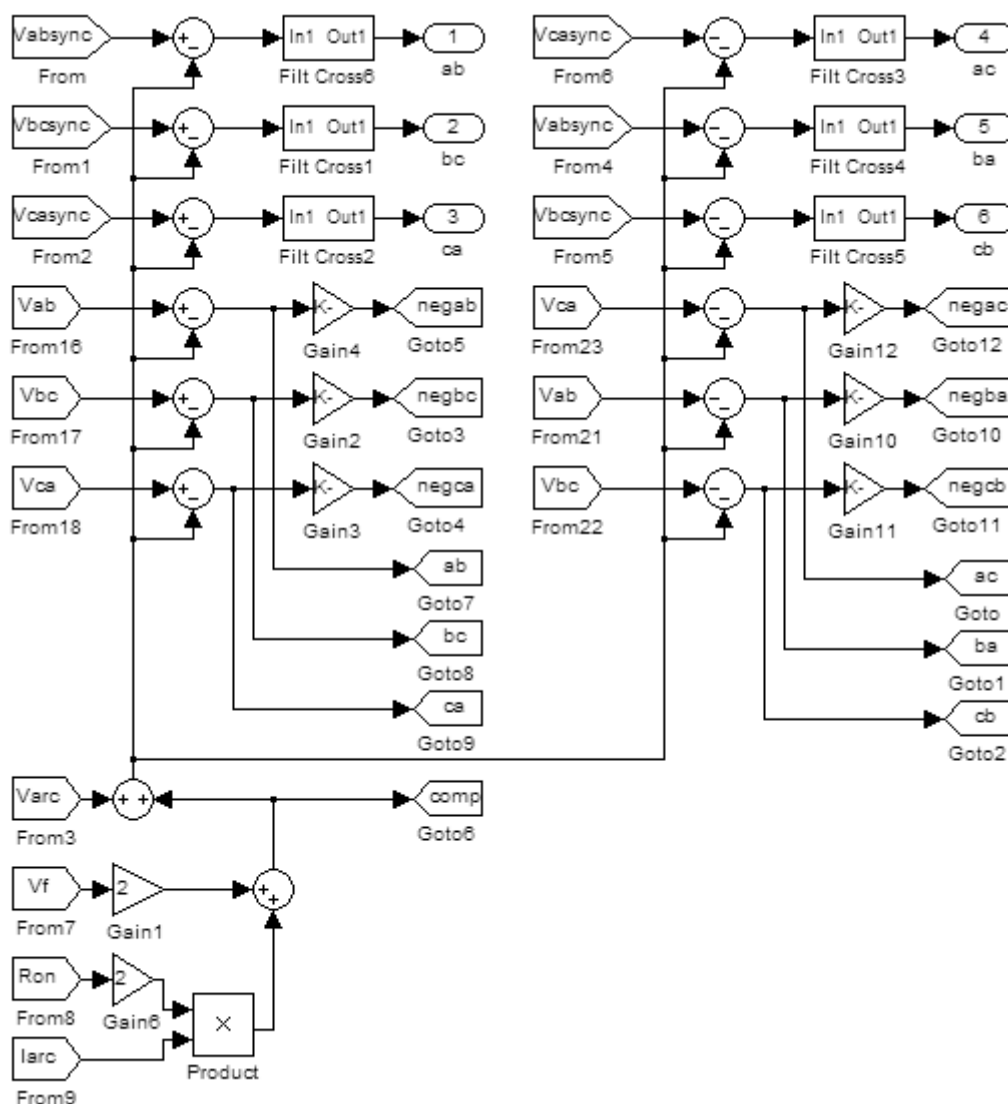
Блок дијаграм подсистема "Prediktivni regulator" представљен је на Слици 5.18. Важне функционалне цјелине предиктивног регулатора су: "Kolo за sinhronizaciju", кола интегратора "Integrator1" и "Integrator2", "Glavno kolo" регулатора, као и "Prvo pomocno kolo" и "Drugo pomocno kolo". Поред ових блокова, подсистем садржи и изворе референце: "Referenca" и "Step", који се користе приликом тестирања модела система. Колом "Odlozen start" спријечава се генерисање импулса за управљање тиристорима, непосредно након покретања

симулације. Генерисање управљачких импулса омогућено је тек по истеку назначеног времена. Разлози за спријечавање генерисања управљачких импулса непосредно након старта симулације биће објашњени касније.



Слика 5.18. Блок дијаграм подсистема "Prediktivni regulator".

Блок дијаграм подсистема "Коло за синхронизацију" представљен је на Слици 5.19. Улазне величине овог подсистема су напони секундера енергетског и синхронизационог трансформатора, као и напон електричног лука. Поред тога, за израчунавање компензације пада напона на тиристорима у току провођења, користе се параметри тиристора, R_{on} и V_f , који су представљени у Табели 5.2.

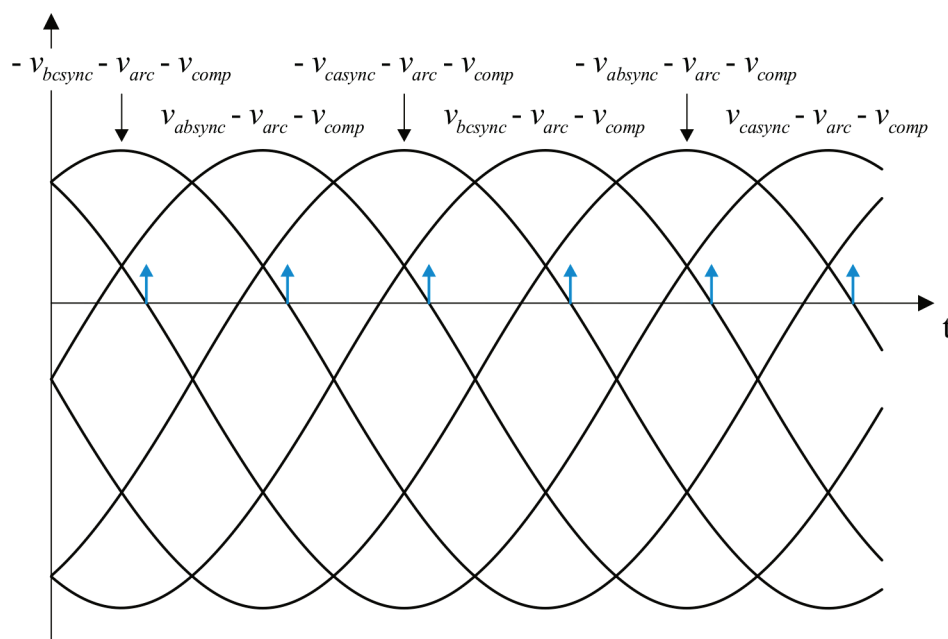


Слика 5.19. Блок дијаграм подсистема "Коло за синхронизацију".

У колу за синхронизацију најприје се формирају двије групе помоћних напона. У првој групи су помоћни напони формиран од напона са секундара синхронизационог трансформатора. У другој групи су помоћни напони формиран од напона са секундара енергетског трансформатора. Обе групе помоћних напона формирају се тако што се од одговарајућих секундарних напона одузму: напон електричног лука, и компензациони напон којим се моделују падови напона на два укључена тиристора (јер у нормалном раду истовремено проводе два тиристора). Компензациони напон дат је са:

$$v_{comp} = 2 \cdot V_f + 2R_{on} I_{arc} \tag{5.17}$$

Затим се врши детекција проласка кроз нулу (од позитивних ка негативним вриједностима) помоћних напона из прве групе, као што је илустровано Сликаом 5.20. Пролазак кроз нулу помоћних напона детектован је у тренуцима који су означени плавим стрелицама. Импулси који се генеришу у тренуцима проласка помоћних напона кроз нулу су излазни сигнали кола за синхронизацију.

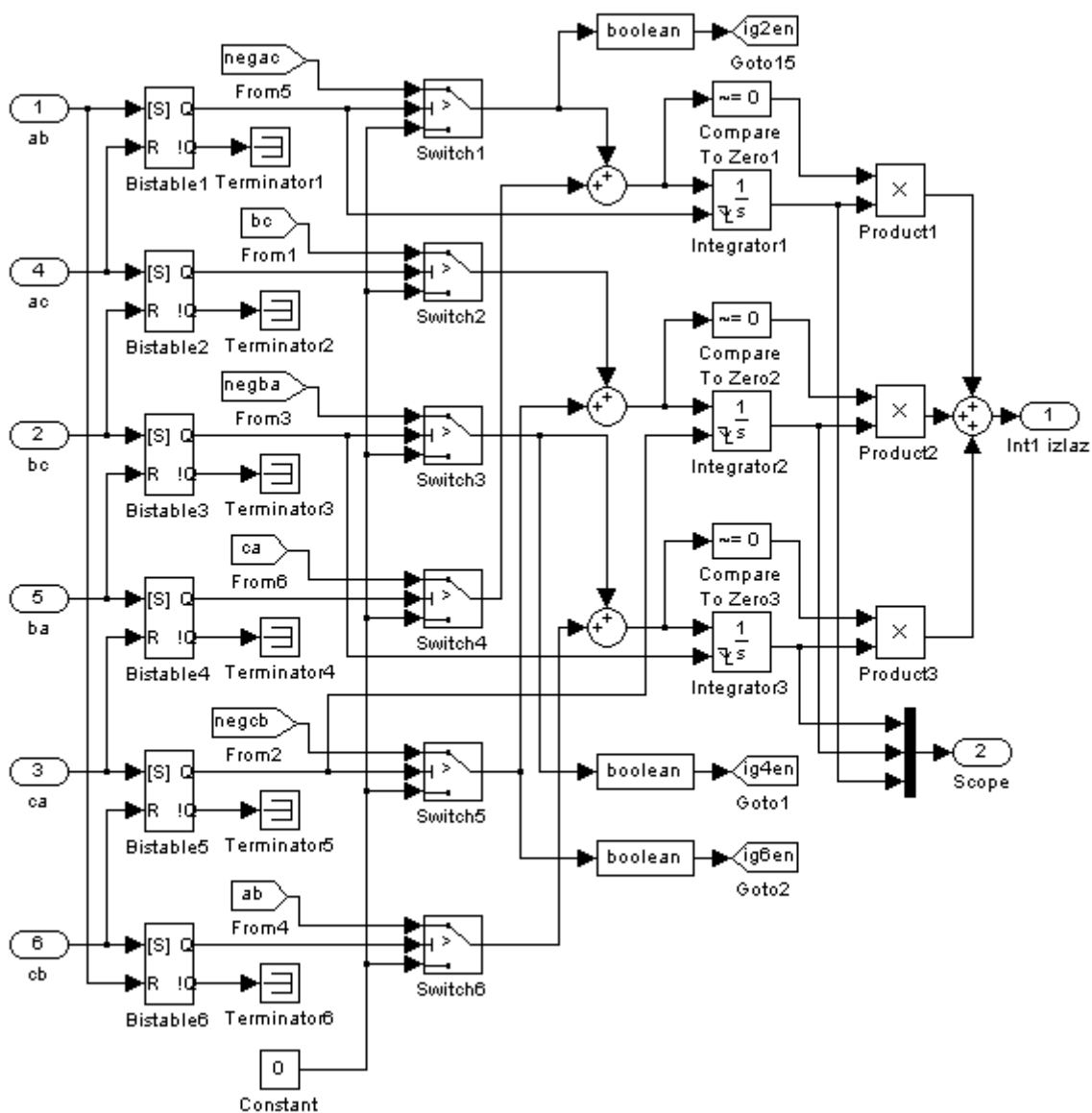


Слика 5.20. Детекција проласка кроз нулу помоћних напона из прве групе.

У тренуцима проласка кроз нулу приказаним на претходној слици, врши се укључивање и искључивање интегратора (помоћу којих се рачуна "површина напона" на пригушници), као и ресетовање одређених интегратора у одговарајућим тренуцима. Помоћни напони из друге групе су такође излази кола за синхронизацију. На основу ових помоћних напона, у интеграторима се рачунају очекивани расположиви прираштаји струје пригушнице (тј. интегратори интеграле ове напоне). На Слици 5.19 види се да постоји дванаест помоћних напона. Напони "negxu" су добијени множењем напона "xu" са -1.

Блок дијаграм подсистема "Integrator1" приказан је на Слици 5.21. Подсистем "Integrator1" садржи интеграторе који врше интеграцију помоћних напона који су добијени од напона са секундара енергетског трансформатора (претходно дефинисаних као помоћни напони друге групе). Поред тога, излази

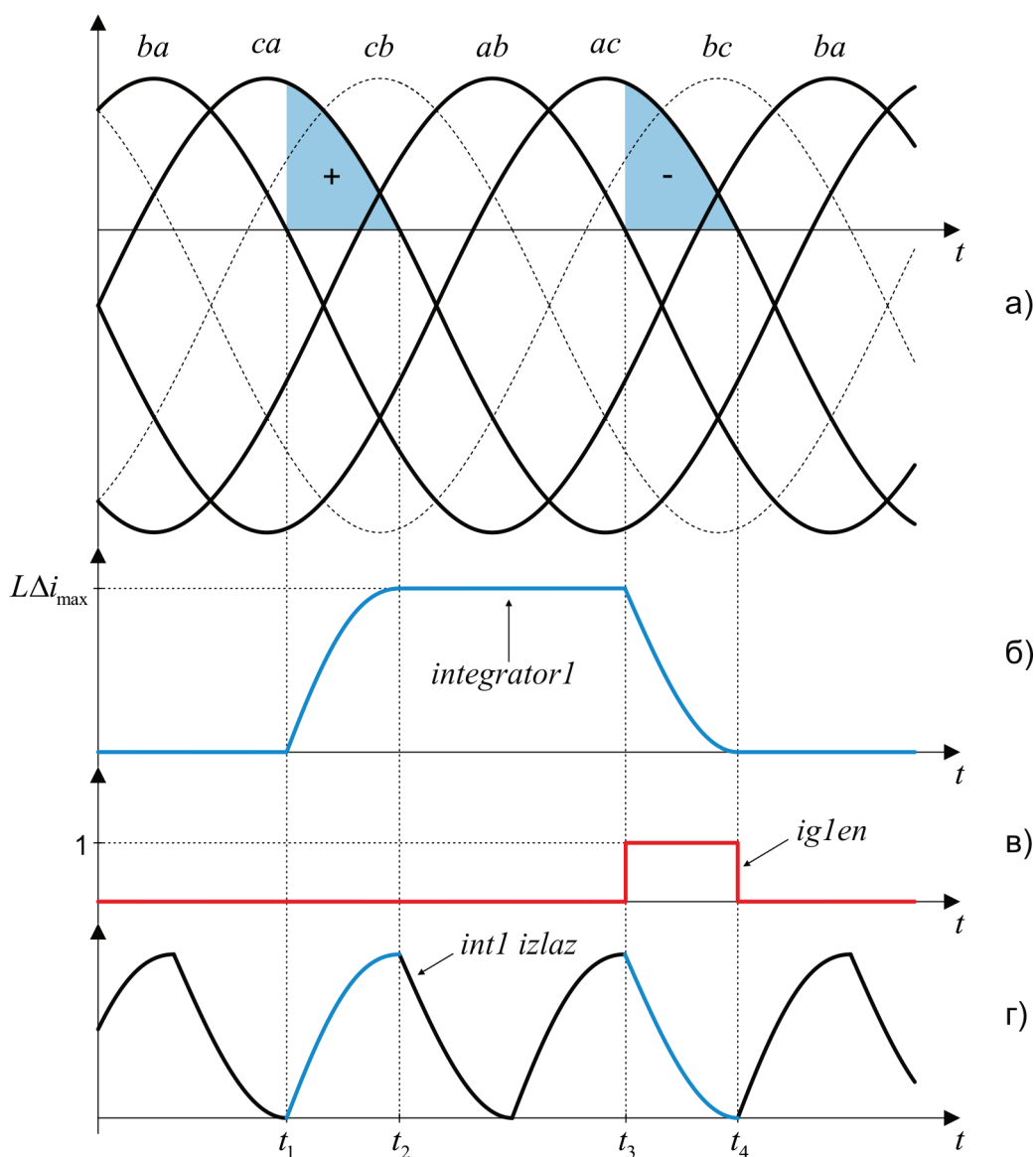
овог подсистема су и *Enable* сигнали за тиристоре T_2 , T_4 , и T_6 : "ig2en", "ig4en", и "ig6en", респективно.



Слика 5.21. Блок дијаграм подсистема "Integrator1".

Enable сигналима одређени су временски интервали у којима тиристори могу да буду укључени (случај када је испуњен услов "igxен" = 1, x=2,4,6), као и интервали у којима тиристори не могу да буду укључени (случај када је испуњен услов "igxен" = 0, x=2,4,6). Принцип рада подсистема "Integrator1" биће објашњен помоћу Сlike 5.22, на примјеру интегратора помоћног напона који је добијен од линијског напона V_{ac} . У тренутку t_1 , у којем коло за синхронизацију детектује пролазак помоћног напона добијеног од синхронизационог напона V_{ba} кроз нулу

(Слика 5.22 а)), сетује се *RS Flip-Flop* "Bistable4", и помоћни напон који је означен са "ca" доведе се на улаз интегратора "Integrator1".



Слика 5.22. Принцип рада подсистема "Integrator1".

У овом периоду, дакле, рачуна се максимални очекивани прираштај струје који одговара линијском напону V_{ca} . Истовремено се ресетује *RS Flip-Flop* "Bistable3", а самим тим и интегратор "Integrator3". Осим тога, излаз блока "Switch3" постане једнак нули, па самим тим и сигнал "ig4en" постане једнак нули, тј. тиристор T_4 од посматраног тренутка не може да буде укључен. Блок

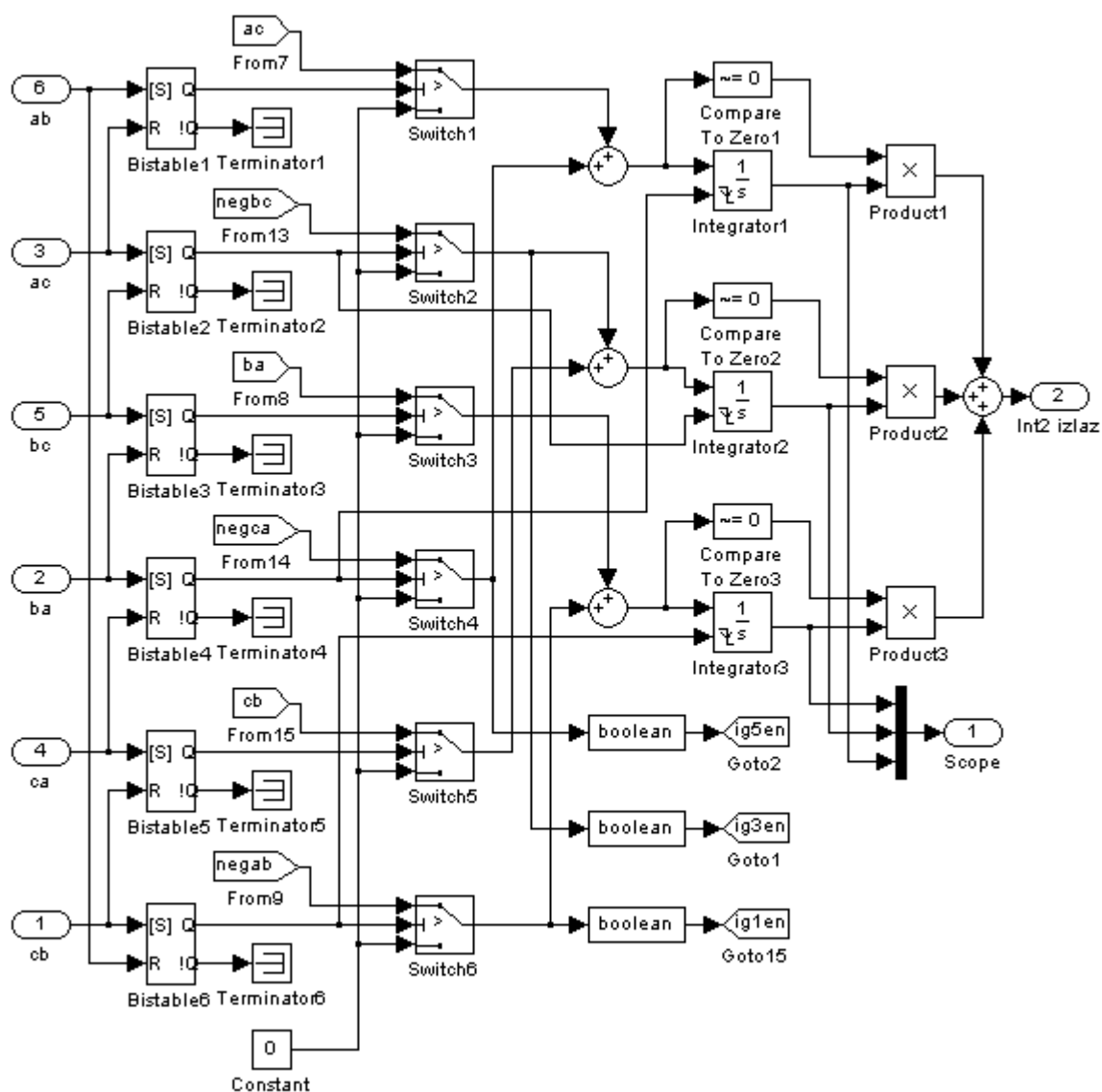
"boolean" служи за конверзију типа сигнала, и конвертује тип сигнала са његовог улаза у тип *boolean* на његовом излазу.

Рачунање максималног очекиваног прираштаја струје (тј. одговарајуће површине напона) који одговара линијском напону V_{ca} , престаје у тренутку t_2 , у којем се детектује пролазак кроз нулу помоћног напона добијеног од синхронизационог напона V_{ca} , јер се тада ресетује *RS Flip-Flop* "Bistable4". Од тренутка t_2 , излаз интегратора "Integrator1" (Слика 5.22 б)) једнак је максималном очекиваном прираштају струје помноженом са индуктивношћу пригушнице у једносмјерном колу исправљача.

У тренутку t_3 , у којем коло за синхронизацију детектује пролазак помоћног напона добијеног од синхронизационог напона V_{ab} кроз нулу, сетује се *RS Flip-Flop* "Bistable1", и помоћни напон који је означен са "negac" доведе се на улаз интегратора "Integrator1". Од овог тренутка, до тренутка t_4 , излаз интегратора "Integrator1" је крива очекиваног расположивог прираштаја струје пригушнице. Истовремено са довођењем напона "negac" на улаз интегратора "Integrator1", излаз блока "Switch1" постане већи од нуле, па самим тим и сигнал "ig2en" постане једнак јединици (Слика 5.22 в)), тј. тиристор T_2 од посматраног тренутка може да буде укључен. Истовремено, у тренутку t_3 , ресетује се *RS Flip-Flop* "Bistable6".

Ово стање траје све до тренутка t_4 . У тренутку t_4 помоћни напон добијен од синхронизационог напона V_{ac} , пролази кроз нулу. Тада се ресетује *RS Flip-Flop* "Bistable1", на улаз интегратора "Integrator1" доведе се нула, и сигнал "ig2en" постане једнак нули. Потпуно аналогна размарања могу се извршити и за преостала два интегратора ("Integrator2" и "Integrator3") у овом подсистему. На излаз "int1 izlaz" доведени су растући и опадајући дијелови излазних кривих сва три интегратора, тако да се излазне величине појединих интегратора не преклапају. Ово је постигнуто коришћењем блокова "Compare To Zero1" – "Compare To Zero3", чији излаз је једнак јединици једино онда када је сигнал на његовом улазу различит од нуле, тј. када се врши интеграција одговарајућих помоћних напона. Излаз подсистема "Integrator", "int1 izlaz", представљен је на Слици 5.22 г).

Подсистем "Integrator2" представљен је на Слици 5.23. Као и подсистем "Integrator1", и подсистем "Integrator2" садржи интеграторе који врше интеграцију помоћних напона који су добијени од напона са секундара енергетског трансформатора (претходно дефинисаних као помоћни напони друге групе). Поред тога, излази овог подсистема су и *Enable* сигнали за тиристоре T_1 , T_3 , и T_5 : "ig1en", "ig3en", и "ig5en", респективно. Овим сигналимa одређени су временски интервали у којима тиристори могу да буду укључени (случај када је испуњен услов "igxen" = 1, x=1,3,5), као и интервали у којима тиристори не могу да буду укључени (случај када је испуњен услов "igxen" = 0, x=1,3,5).



Слика 5.23. Блок дијаграм подсистема "Integrator2".

Принцип рада подсистема "Integrator2" је потпуно исти као принцип рада подсистема "Integrator1", па самим тим неће бити детаљно објашњаван. Од излаза подсистема "Integrator1" и "Integrator2" најприје се одузимају комутационе површине. Ове површине одређене су једначином (5.15). Добијене површине затим се уводе у блокове "Gain1" и "Gain2" (Слика 5.18), гдје се множе са:

$$Gain1 = Gain2 = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{L} \quad (5.18)$$

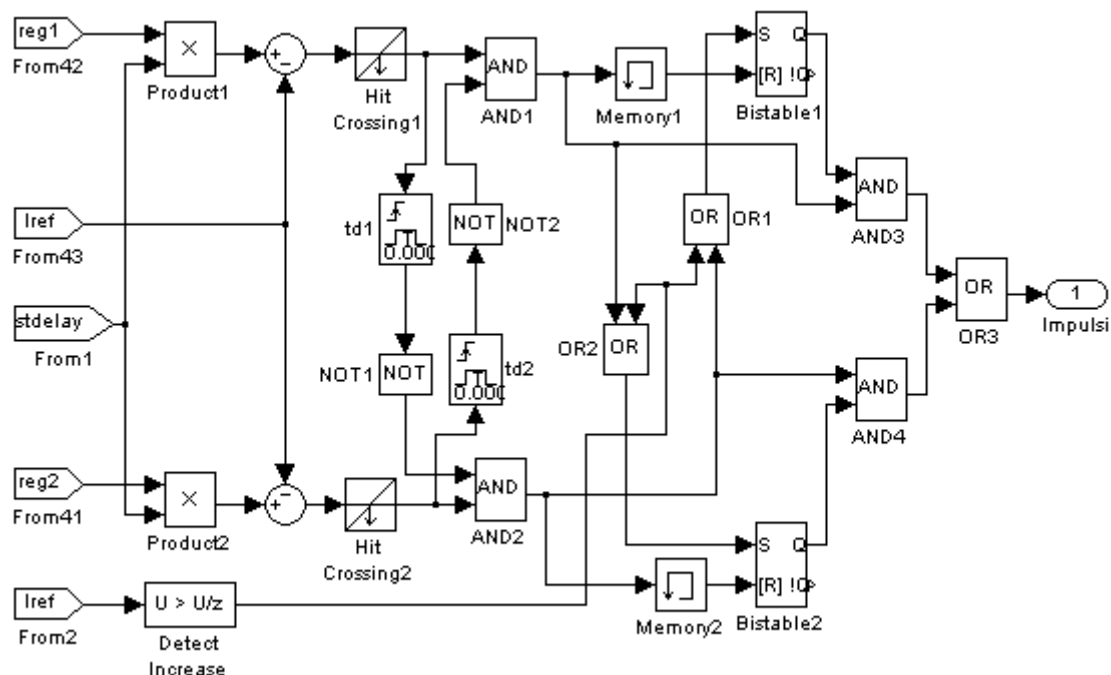
чиме се на њиховим излазима добијају криве очекиваног расположивог прираштаја струје, $\Delta i_{avg1}(t)$ и $\Delta i_{avg2}(t)$, респективно. Овим величинама додаје се затим тренутна вриједност струје оптерећења, чиме се добијају сигнали "reg1" и "reg2":

$$\begin{aligned} reg1 &= \Delta i_{avg1}(t) + i_{arc}(t) \\ reg2 &= \Delta i_{avg2}(t) + i_{arc}(t) \end{aligned} \quad (5.19)$$

који се даље дистрибуирају помоћу блокова "Goto14" и "Goto15", респективно. Сигнали "reg1" и "reg2" користе се у главном колу регулатора за одређивање тренутака у којима се генеришу импулси за укључење тиристора, тако што се пореде са референцом струје електричног лука, као што је објашњено у претходном поглављу. Сигнали "reg1" и "reg2" користе се и у колу помоћу којег се одређује тренутак укључења (или искључења) првог помоћног кола регулатора (Слика 5.18). Прво помоћно коло регулатора укључује се када сигнал који представља референцу струје има већу вриједност од оба сигнала "reg1" и "reg2", тј. када исказ дат једначином (5.10), на страни 172, постане тачан. У супротном, прво помоћно коло је искључено.

Блок дијаграм подсистема "Glavno kolo" приказан је на Слици 5.24. У овом блоку сигнали "reg1" и "reg2" пореде се са референцом струје, при чему се детектује пролазак кроз нулу (од позитивних вриједности ка негативним) разлике ових сигнала и референце струје, "Iref", као што је показано на Слици 5.24. На слици се такође види да су сигнали "reg1" и "reg2" претходно помножени сигналом "stdelay" који долази из кола "Odlozen start", и који спријечава генерисање импулса за укључење тиристора непосредно након покретања

симулације. Генерисање управљачких импулса омогућено је тек по истеку назначеног времена кашњења (након правилне иницијализације интегратора).



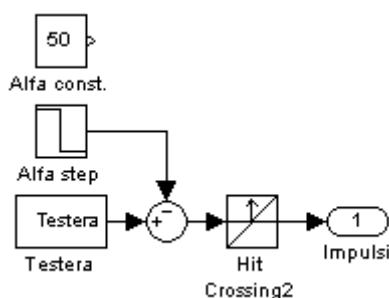
Слика 5.24. Блок дијаграм подсистема "Glavno kolo".

Чињеница да је детектован пресјек криве "reg1" са кривом референце "Iref", или криве "reg2" са кривом референце "Iref", не значи да ће аутоматски бити генерисани и импулси за укључење тиристора. Импулси за укључење неће бити генерисани када се детектује пресјек криве "reg1" са кривом "Iref" ако је претходно детектовани пресјек био пресјек исте криве ("reg1") са кривом "Iref". Исто важи и за криву "reg2". Дакле, ако се десе два узастопна пресјека исте криве са кривом "Iref", при другом од тих пресјека неће бити генерисан импулс за укључење тиристора. При мултиплим пресјецима исте криве ("reg1" или "reg2") са кривом "Iref", само ће се при првом пресјеку генерисати импулс за укључење тиристора. Штавише, након генерисања импулса за укључење тиристора при пресјеку криве "reg1" ("reg2") са кривом "Iref", импулс се неће генерисати ни при сљедећем пресјеку криве "reg2" ("reg1") са кривом "Iref", ако се овај пресјек деси прије истека задатог времена након пресјека криве "reg1" ("reg2") са кривом "Iref". Дакле, ако је временски интервал између пресјека криве "reg1" ("reg2") са кривом "Iref" и пресјека криве "reg2" ("reg1") са кривом "Iref" мањи од задатог, тада се

при другом од ових пресјека неће генерисати импулс за укључење тиристора. Ово вријеме кашњења имплементирано је у подсистему "Glavno kolo" помоћу блокова "td1" и "td2", и износи 1 ms. Овим се спријечава да се укључи погрешан тиристор, тј. да се прије времена укључи сљедећи тиристор. Једино овакав начин генерисања импулса за укључење тиристора гарантује да ће бити укључени они тиристор који треба да буду укључени у датом тренутку, да би се добио жељени одзив. Претходно објашњено "наизмјенично" генерисање импулса се постиже помоћу *RS Flip-Flop-ova* "Bistable1" и "Bistable2". Када се детектује пресјек криве "reg1" са кривом "Iref", тада се на "горњи" улаз кола "AND1" доведе логичка јединица. Истовремено се на "горњи" улаз кола "AND2" доведе логичка нула у трајању од 1 ms, чиме се, у трајању од 1 ms, онемогући генерисање импулса за укључење тиристора при пресјеку криве "reg2" са кривом "Iref". Осим тога, преко кола "OR2" сетује се *RS Flip-Flop* "Bistable2". Ако је сада и на "доњи" улаз кола "AND1" доведена логичка јединица, на излазу овог кола успоставиће се логичка јединица. Даље, пошто је претходно сетован *RS Flip-Flop* "Bistable1" (излазом из кола "AND2", преко "OR1"), на излазу кола "AND3", а самим тим и на излазу кола "OR3" успоставиће се логичка јединица, тј. генерисаће се импулс за укључење тиристора. Блок "Memory1" омогућава да се *RS Flip-Flop* "Bistable1" ресетује непосредно након детекције пресјека криве "reg1" са кривом "Iref", спрјечавајући на тај начин да се генерише импулс за укључење при евентуалној поновној детекцији пресјека криве "reg1" са кривом "Iref", ако претходно није детектован пресјек криве "reg2" са кривом "Iref" (који би преко кола "OR1" сетовао *RS Flip-Flop* "Bistable1"). Аналогну функцију има и блок "Memory2". Блок "Detect Increase" има функцију да приликом повећања референце струје омогући генерисање импулса за укључење тиристора при оном пресјеку кривих "reg1" или "reg2" са кривом "Iref" који се први детектује. Ако не би постојало ово коло, понашање система би зависило од величине промјене референце струје. Односно, од величине промјене референце би зависило који тиристор би се укључио, јер би само један од *Flip-Flop-ова* био сетован, па би пресјек њему одговарајуће криве са кривом "Iref" могао да "изађе" из области у којој је омогућено укључење оног тиристора који треба да се укључи. Самим тим, у неким случајевима укључивао би се погрешан тиристор, тј. сљедећи по реду у односу на онај који би требало да

се укључи. Потпуно аналогно разматрање може се извршити почевши од пресеја криве "reg2" са кривом "Iref". Функционисање главног кола регулатора илустровано је Сликаом 5.8 в), на страни 171

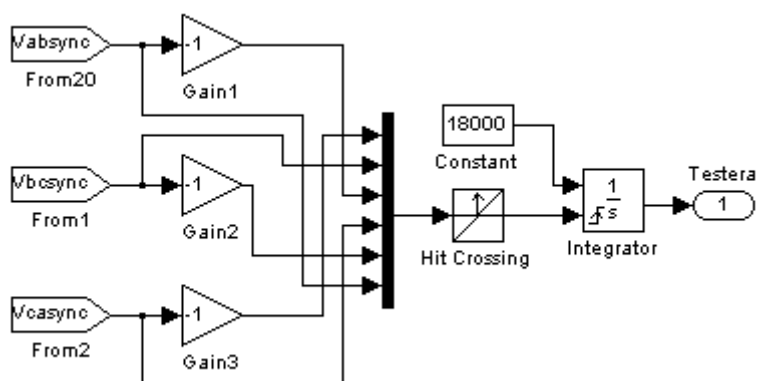
Као што је претходно наведено, у ситуацијама када је максимални расположиви прираштај струје лука недовољан да би се достигла задата референца струје, укључује се прво помоћно коло регулатора. Тада се аутоматски искључује главно коло регулатора. Блок дијаграм подсистема "Prvo pomocno kolo" приказан је на Слици 5.25.



Слика 5.25. Блок дијаграм подсистема "Prvo pomocno kolo".

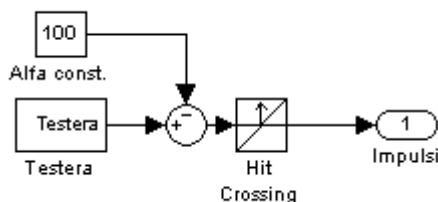
Константни угао управљања тиристорима који се генерише овим колом не одређује се аутоматски, јер је било веома тешко моделовати алгоритам за одређивање оптималног угла управљања, који је детаљно објашњен у одјелјку 5.2.2, на страни 172. Умјесто тога, оптимални угао управљања одређен је *offline*, по процедури објашњеној на страни 174, а затим је овај угао управљања задат помоћу блока "Alfa step". Овако одређен оптимални угао управљања биће имплементиран у лабораторијском прототипу исправљача, којим ће бити верификовани резултати добијени *Simulink*[®] моделом.

Блок дијаграм подсистема "Testera" приказан је на Слици 5.26. Помоћу подсистема "Testera" генеришу се импулси за укључење тиристора у тренуцима који одговарају задатим угловима управљања. Овај подсистем на излазу даје шест "тестерастих" сигнала, чије тренутне вриједности одговарају угловима управљања тиристорима у посматраним тренуцима. При пресеку ових "тестерастих" кривих са задатом вриједношћу угла управљања, генеришу се импулси за укључење тиристора у тренуцима који одговарају задатом углу управљања.



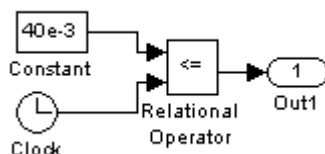
Слика 5.26. Блок дијаграм подсистема "Testera".

Блок дијаграм подсистема "Друго помоћно коло" приказан је на Слици 5.27. Друго помоћно коло укључује се када струја референце постане мања од струје оптерећења за 4.2А (Слика 5.18, на страни 190), а искључено је ако овај услов није испуњен. Као и у случају првог помоћног кола, и друго помоћно коло ради наизмјенично са главним колом регулатора. Када се укључи, друго помоћно коло генерише константан угао управљања од 100°.



Слика 5.27. Блок дијаграм подсистема "Друго помоћно коло".

Подсистем "Odlozen start" приказан је на Слици 5.28. Овим подсистемом онемогућава се генерисање импулса за укључење тиристора прије истека задатог времена. Овим колом, почетак генерисања импулса за укључење тиристора одложен је за 40 ms.



Слика 5.28. Блок дијаграм подсистема "Odlozen start".

Одложен почетак генерисања импулса за укључење тиристора је неопходан због тога што је потребно да се изврши правилна иницијализација интегратора у подсистемима "Integrator1" и "Integrator2". Наиме, при стартовању симулације, линијски напони имају различите почетне вриједности, па самим тим и интегратори почињу да интеграле различите вриједности напона. То ће резултовати различитим "површинама напона", које у општем случају нису сразмјерне са очекиваним расположивим прираштајем струје пригушнице (тј. електричног лука). Због тога је потребно да, прије него што се омогући укључење тиристора, протекне одређено вријеме у току којег ће сваки од интегратора да буде ресетован бар једном. Након ресетовања, интегратори настављају да раде од контролисаних почетних стања, тако да се на њиховом излазу добијају правилне криве очекиваног расположивог прираштаја струје електричног лука.

5.3.3 Подсистем "Elektricni luk"

У систему са предиктивним регулатором, електрични лук је представљен упрошћеним хибридним моделом, који је анализиран у одјелу 3.3.10, на страни 112. Овим моделом дефинисана је промјењива кондуктанса електричног лука, једначином:

$$G = G_{\min} + \left[1 - e^{-\frac{i_{arc}^2}{I_0^2}} \right] \cdot \frac{v_{arc} \cdot i_{arc}}{V_{0arc}^2} + e^{-\frac{i_{arc}^2}{I_0^2}} \cdot \frac{i_{arc}^2}{P_{0arc}} - \left[\tau_0 + \tau_1 \cdot e^{-\alpha |i_{arc}|} \right] \frac{dG}{dt} \quad (5.20)$$

гдје су: G_{\min} , V_{0arc} , P_{0arc} , I_0 , τ_0 , τ_1 , и α , параметри модела.

Параметри модела усвојени су тако да таласни облици струје и напона електричног лука добијени помоћу модела буду приближно једнаки таласним облицима добијеним експериментално, при некој дужини електричног лука (тј. растојању између електрода), напајаног из извора наизмјеничног напона. Конкретно растојање између електрода може да буде одређено произвољно. Ово је прихватљиво због тога што ће симулацијама система бити упоређене перформансе система са PI регулатором, са перформансама система са предложеним предиктивним регулатором струје лука. Самим тим, да би поређење

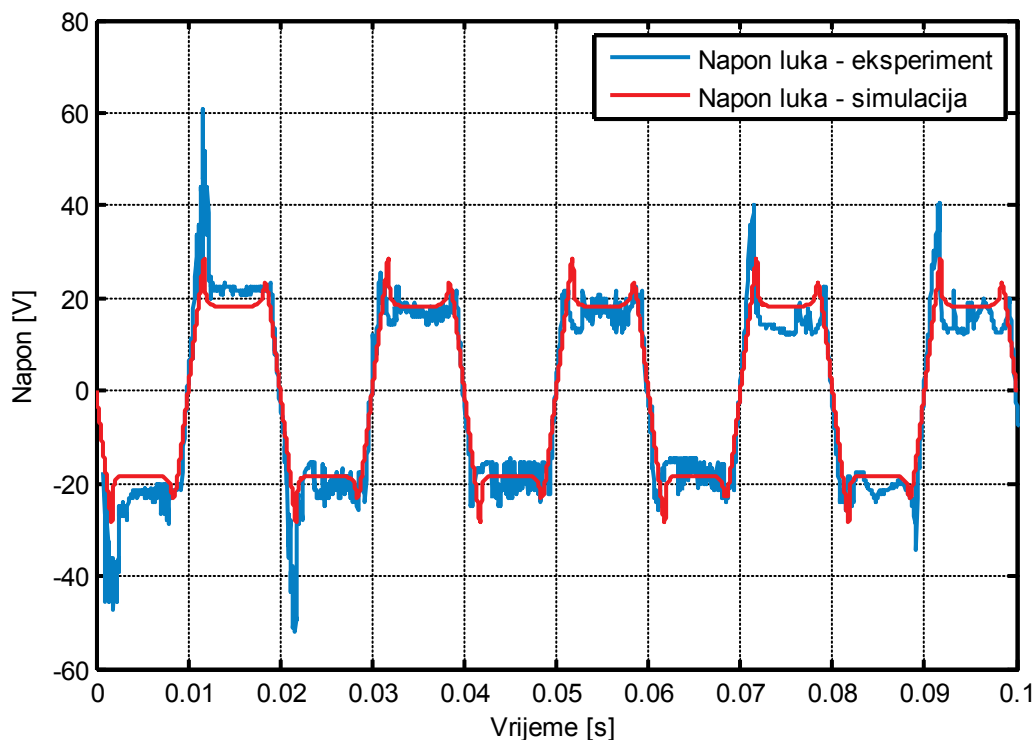
било ваљано, неопходно је обезбиједити да оба система раде под истим условима, тј. да раде са електричним луком истих карактеристика, и да модел добро репродукује динамичке особине експериментално добијеног лука при некој дужини лука.

Напајање наизмјеничним напоном (а не једносмјерним) олакшава подешавање параметара модела лука са циљем да се што вјерније репродукују динамичке особине лука (при одређеној дужини лука), јер су промјене напона и струје лука интензивније при напајању лука из извора наизмјеничног напона. Усвојене вриједности параметара модела приказане су у Табели 5.3.

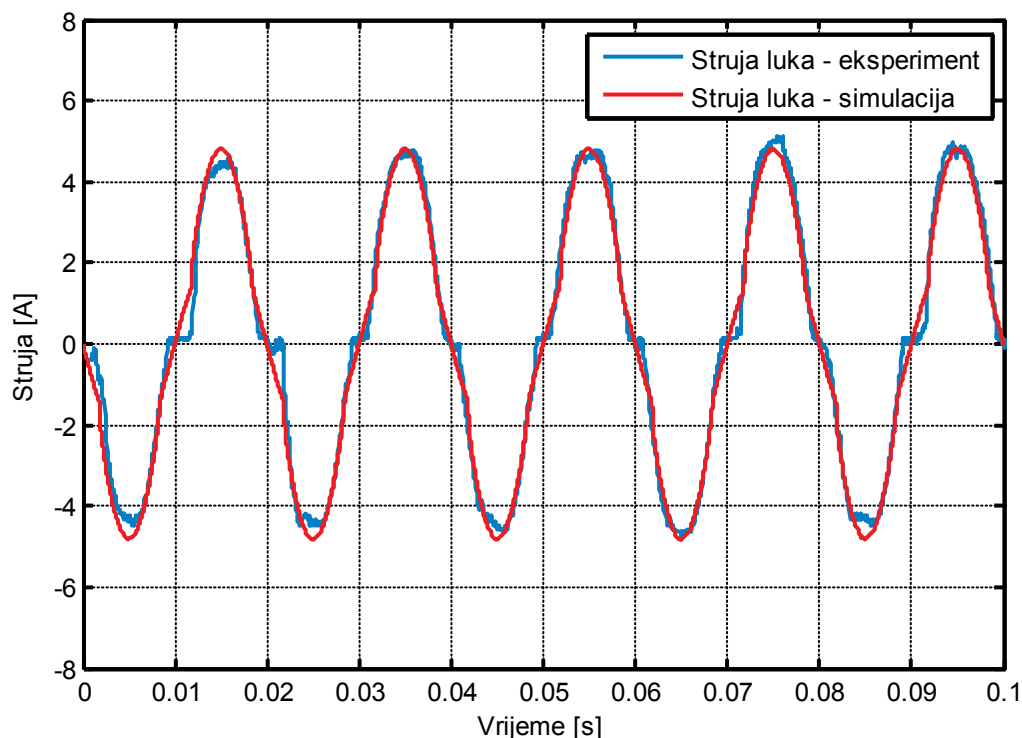
Табела 5.3. Усвојене вриједности параметара модела електричног лука

Параметар	G_{\min}	V_{0arc}	P_{0arc}	I_0^2	τ_0	τ_1	α
Вриједност	10^{-6}	18.26	10	-4	10^{-5}	50	-9

При овим вриједностима параметара, модел лука добро репродукује динамичке особине експериментално добијеног лука при растојању 1 mm између графитних електрода у ваздуху, што је приказано на Сликама 5.29 и 5.30.



Слика 5.29. Напон електричног лука добијен експериментално, и напон добијен симулацијом модела лука са подешеним параметрима.



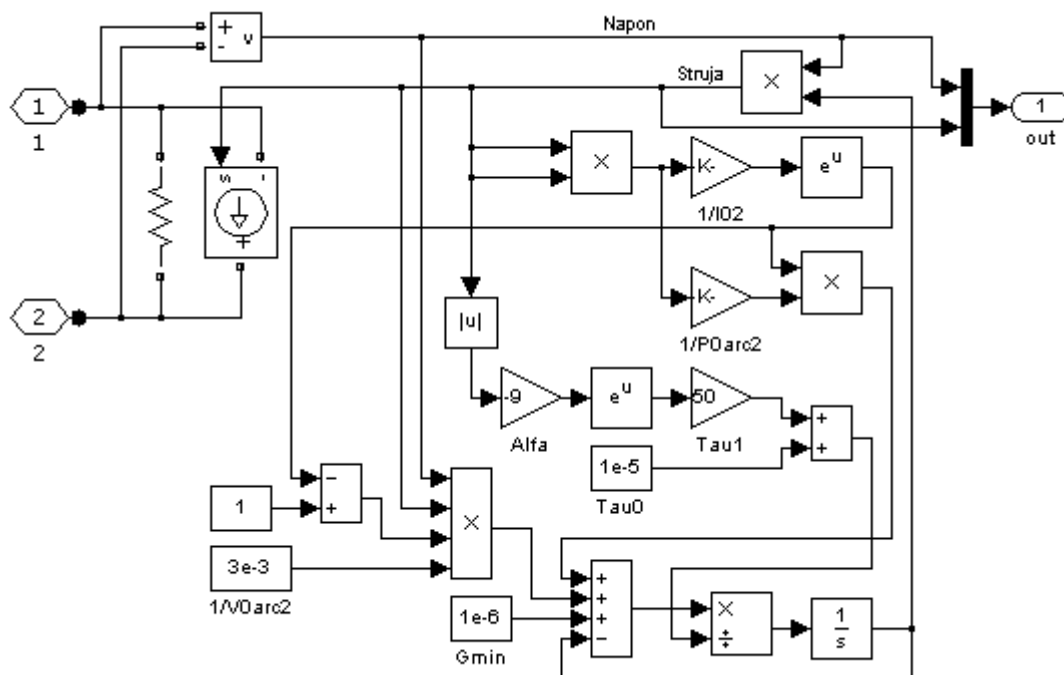
Слика 5.30. Струја електричног лука добијена експериментално, и струја добијена симулацијом модела лука са подешеним параметрима.

Треба међутим имати у виду да модел електричног лука са параметрима који су подешени при некој дужини лука, неће добро представљати електрични лук када се дужина лука промијени. Због тога ће експериментална верификација резултата симулације бити отежана (јер ће дужина лука да се мијења у току експеримента). За потребе симулације рада система са предложеним предиктивним регулатором, модел електричног лука је имплементиран као контролисани струјни генератор, чија струја је одређена једначином :

$$i_{arc} = G \cdot v_{arc} \quad (5.21)$$

при чему је кондуктанса лука дефинисана једначином (5.20).

Блок дијаграм подсистема "Elektricni luk" приказан је на Слици 5.31. Отпорник који је повезан паралелно са контролисаним струјним генератором има вриједност 1 МΩ, а његова функција је да омогући конвергенцију модела система, јер *Simulink*[®] не толерише повезивање на ред пригушнице и контролисаног струјног генератора.



Слика 5.31. Блок дијаграм подсистема "Elektricni luk".

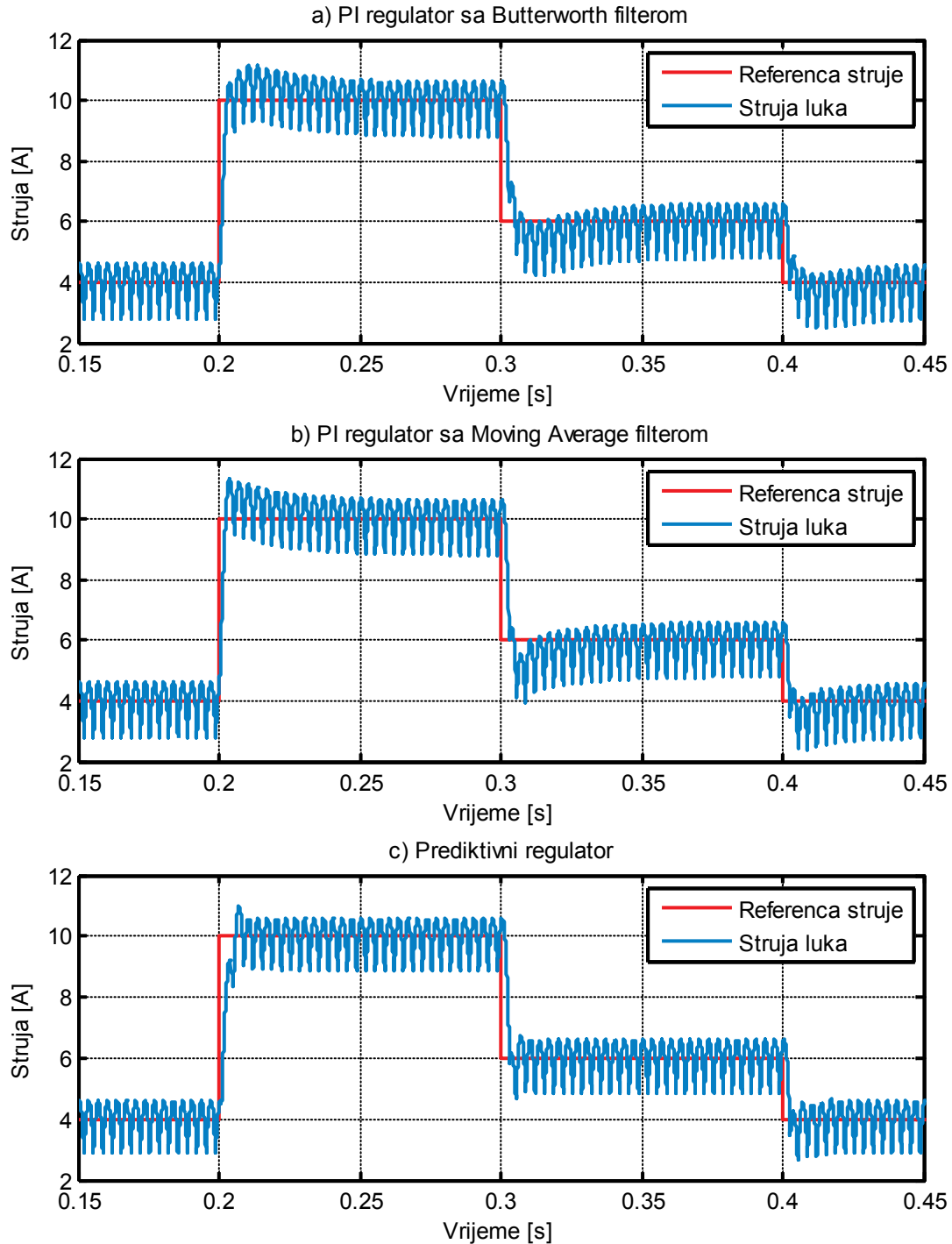
5.4 Резултати симулације *Simulink*[®] модела система са немодификованим предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука

У овом поглављу представљени су и анализирани резултати симулације *Simulink*[®] модела система са немодификованим предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука, који је анализиран у претходном поглављу. Добијени резултати упоређени су са резултатима добијеним симулацијом два система са *PI* регулатором струје лука.

5.4.1 Одзив система при промјени референце струје

На Слици 5.32 су упоредно приказани таласни облици струје лука и референце струје при регулацији струје лука *PI* регулатором и предложеним предиктивним регулатором. Референца струје је задавана као низ вриједности 4 А, 10 А, 6 А, које се понављају, при чему се свака од вриједности задаје у трајању

100 ms. На Слици 5.32 а) приказани су таласни облици при регулацији струје лука PI регулатором са појачањима $KP=1.5$ и $KI=70$, и *Butterworth* филтером другог реда за сигнал мјерене струје. Гранична учестаност филтера је 1256 rad/s.



Слика 5.32. Струја лука и референца струје при регулацији струје: а) PI регулатором са *Butterworth* филтером, б) PI регулатором са *Moving Average* филтером, с) предложеним предиктивним регулатором.

На Слици 5.32 *b*) приказани су таласни облици при регулацији струје лука *PI* регулатором са појачањима $KP=1.8$ и $KI=80$, и *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје. Период усредњавања филтера је $1/300$ s.

Појачања *PI* регулатора су у оба случаја добијена експерименталним путем. Појачања *PI* регулатора су одређена са циљем да се постигне добар компромис између што краћег времена успона, што мањег прескока струје и што краћег времена смирења одзива, при скоковитој промјени референце струје. Као полазна основа за подешавање појачања регулатора, послужиле су вриједности појачања које се добијају *Ziegler-Nichols* методом фреквентног одзива система [125]. Овом методом добијају се тзв. критично пропорционално појачање, KP_{kr} , и период осцилација одзива система при овом појачању, T_{kr} . Обе ове вриједности се добијају из тзв. критичног експеримента. Критични експеримент се изводи тако што се интегрално појачање *PI* регулатора смањи на нулу, а пропорционално појачање постепено повећава док одзив система не почне да осцилује. Најмање пропорционално појачање при којем одзив почне да осцилује је критично појачање, KP_{kr} , а период ових осцилација је T_{kr} . По добијању критичних вриједности KP_{kr} и T_{kr} , пропорционално појачање регулатора и временска константа интегралног дејства регулатора добијају се на основу следећих једначина [125]:

$$\begin{aligned} KP &= 0.4 \cdot KP_{kr} \\ T_i &= 0.8 \cdot T_{kr} \end{aligned} \quad (5.22)$$

Добијене вриједности критичног појачања и одговарајућег периода осцилација одзива, за оба случаја са *PI* регулатором, представљене су у Табели 5.4. У овој табели су представљене и израчунате вриједности за пропорционално појачање и временску константу интегралног дејства, на основу којих су затим усвојене вриједности које су послужиле као полазна основа за даље подешавање регулатора.

С обзиром на то да вриједности појачања које су добијене *Ziegler-Nichols* методом не обезбјеђују оптималан одзив при скоковитој промјени референце струје (с обзиром на претходно наведене критеријуме), испробано је више десетина комбинација појачања KP и KI , и усвојена су појачања која су

обезбиједила најбоље резултате (имајући у виду претходно наведене критеријуме). Усвојена појачања су наведена на почетку овог одјељка.

Табела 5.4. Појачања регулатора добијена Ziegler-Nichols методом

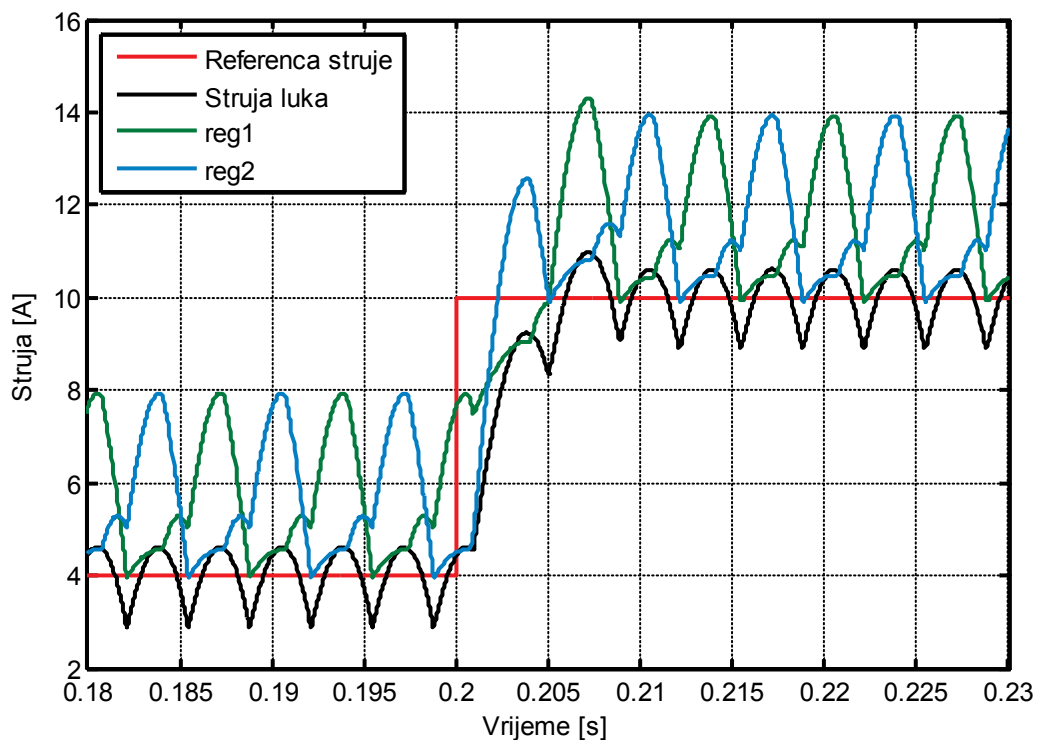
Регулатор	Из критичног експеримента		Израчунате вриједности		Усвојене вриједности	
	$KP_{кр}$	$T_{кр}$	KP	T_i	KP	KI
<i>PI са Butterworth филтером</i>	3.7	0.067	1.48	0.0536	1.5	28
<i>PI са Moving Average филтером</i>	3.8	0.067	1.52	0.0536	1.5	28

На Слици 5.32 *c*) приказани су таласни облици при регулацији струје лука предложеним предиктивним регулатором. Поређењем одзива система са предиктивним регулатором са одзивима система са *PI* регулатором, види се да се устаљено стање струје лука достиже брже у систему са предиктивним регулатором. Међутим, у одзиву система са предиктивним регулатором постоји прескок струје у току првог импулса након достизања референце, што се види на Слици 5.32 *c*). У случају одзива са Слике 5.32 *c*) регулацију врше и главно коло и помоћна кола регулатора.

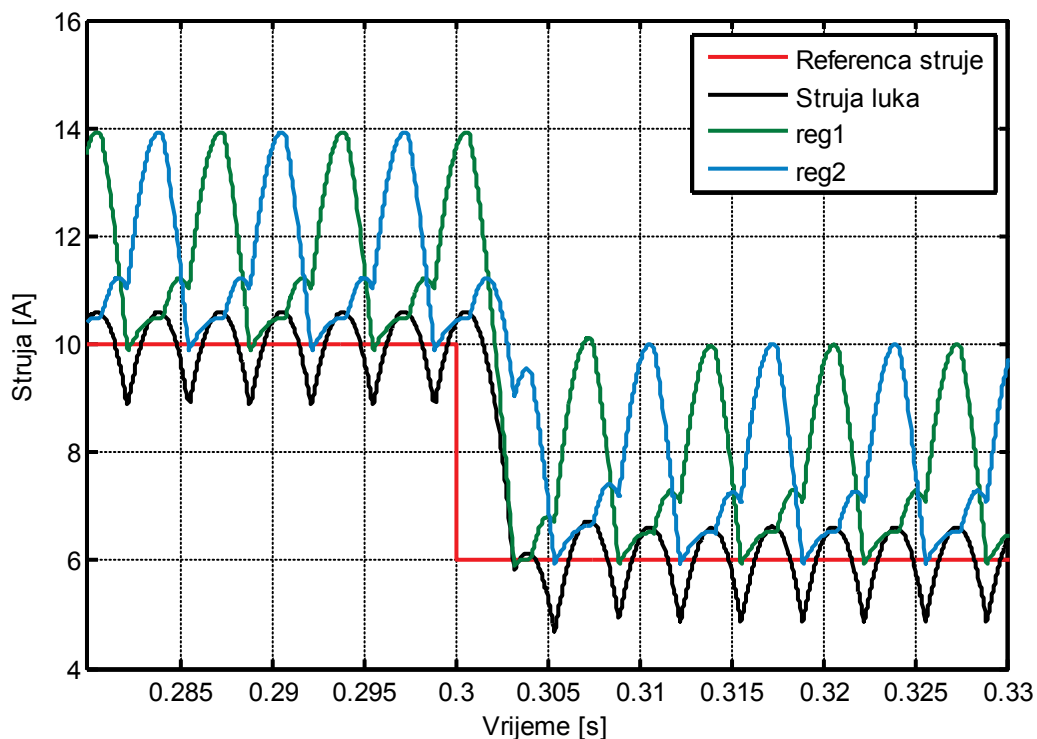
На Слици 5.33, приказан је одзив система са предиктивним регулатором (Слика 5.32 *c*)), али увећан око тренутка у којем је референца повећана са 4 А на 10 А. Прво помоћно коло генерисало је један импулс за укључење у тренутку $t = 0.200893$ s, који одговара углу управљања од 46.22° . На овој слици приказане су и величине "reg1" и "reg2", које су дефинисане једначином (5.19), на страни 197.

На Слици 5.34 приказан је одзив са Слике 5.32 *c*), али увећан око тренутка у којем је референца смањена са 10 А на 6 А. Друго помоћно коло генерисало је у тренутку $t = 0.300545$ s један импулс за укључење тиристорској који је већ био укључен, што није утицало на одзив система.

Сликама 5.35 и 5.36 илустрован је начин на који је одређен угао управљања од 46.22° , који се задаје првим помоћним колом. С обзиром на то да је промјена референце струје (која у конкретном случају износи 6 А), већа од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје (који је једнак 3.31А), нова референца струје не може се достићи у једном кораку. Промјена референце

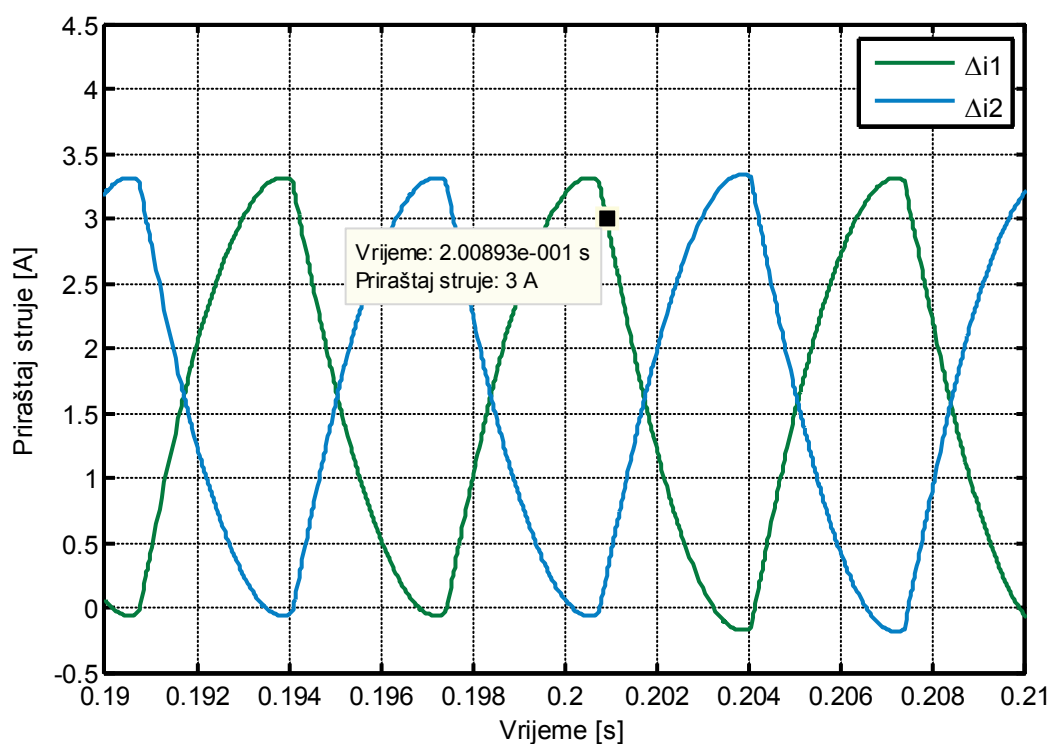


Слика 5.33. Одзив система са предложеним предиктивним регулатором након повећања референце струје са 4 А на 10 А.



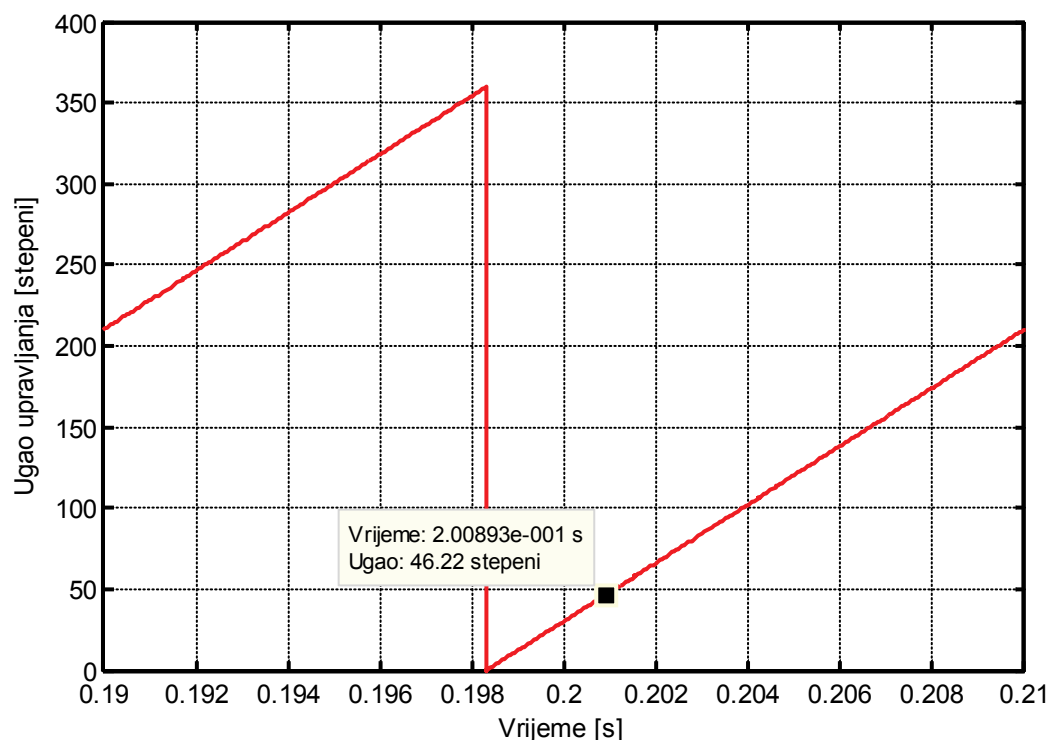
Слика 5.34. Одзив система са предложеним предиктивним регулатором након смањења референце струје са 10 А на 6 А.

струје дијели се са два, и пошто је резултат дијелења (3 A) мањи од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје, са криве расположивог прираштаја струје одређује се тренутак који одговара вриједности добијеној дијелењем, као што је приказано на Слици 5.35. Овај тренутак може да се одреди са било којег опадајућег дијела кривих " Δi_1 " и " Δi_2 ", с тим да угао управљања који одговара овом тренутку тада треба тражити на одговарајућој кривој зависности угла управљања од времена. Криве зависности угла управљања од времена добијају се на излазу подсистема "Testera", приказаног на Слици 5.26, на страни 201. На Слици 5.36 приказана је крива зависности угла управљања од времена, која одговара кривој расположивог прираштаја струје са Сликe 5.35.



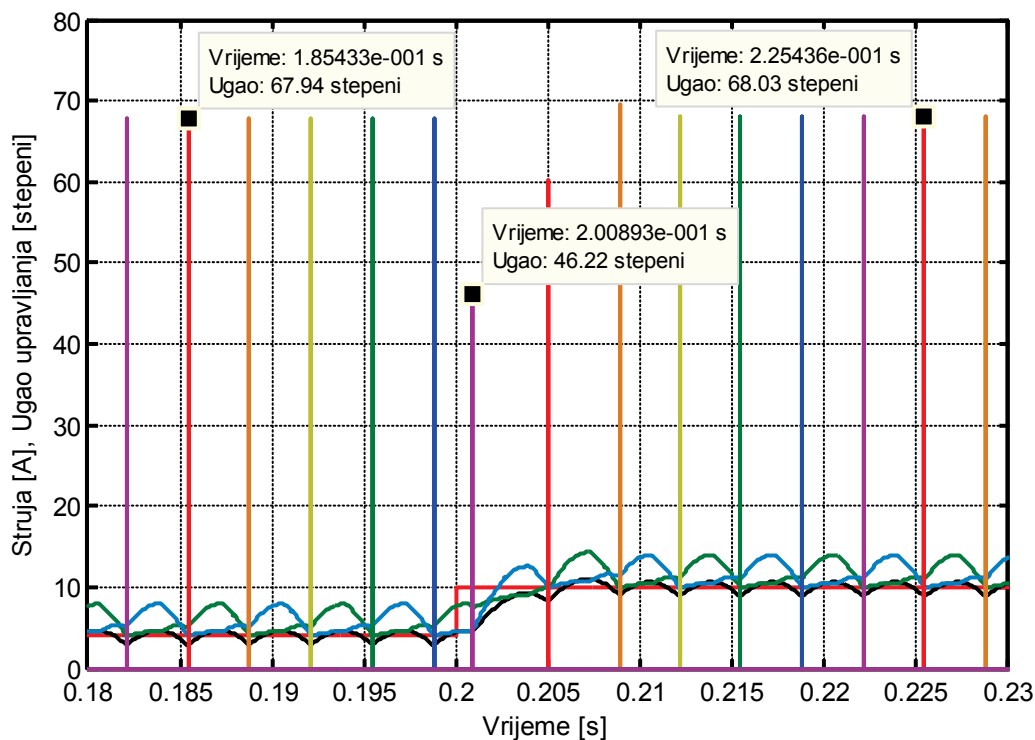
Слика 5.35. Одређивање времена које одговара потребном прираштају струје.

Треба имати у виду да се криве очекиваног расположивог прираштаја струје мијењају након сваке промјене референце. Према томе, при неком наредном повећању референце, одговарајући угао управљања за прво помоћно коло би се одређивао са нових кривих очекиваног расположивог прираштаја струје.



Слика 5.36. Одређивање угла управљања за прво помоћно коло.

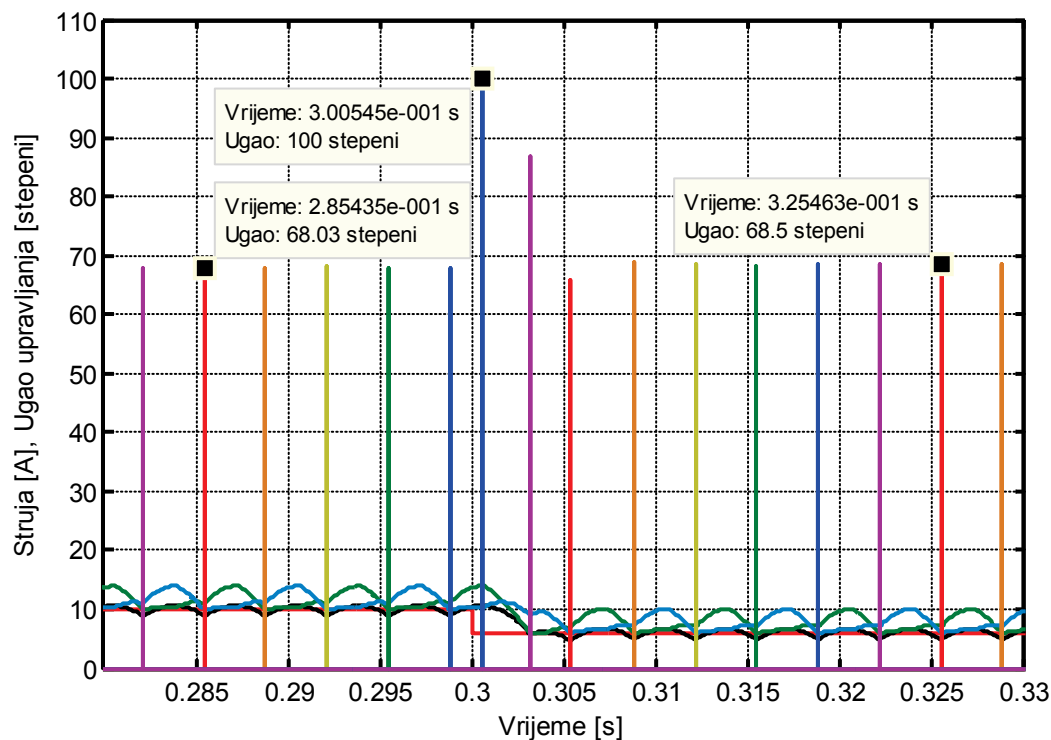
На Слици 5.37, приказан је одзив система након повећања референце, при чему су на слици усправним линијама приказане и вредности углова управљања. Линије су позициониране у тренуцима у којима се задају управљачки импулси за укључење тиристора, а њихова висина одговара вредности угла управљања у посматраним тренуцима. На овој слици се види да је прво помоћно коло генерисало само један импулс за укључење тиристора, у тренутку $t = 0.200893$ s. Остале импулсе генерисало је главно коло регулатора. Различите боје линија са Слике 5.37, којима су одређене вредности углова управљања, значе да се ради о управљачким импулсима за различите тиристоре, тј. сваком тиристору одговарају линије једне боје. Са слике се такође види да су углови управљања у устаљеном стању прије промјене референце струје другачији од углова управљања у устаљеном стању након промјене референце. То је због тога што су криве очекиваног расположивог прираштаја струје након повећања референце струје различите од оних прије повећања референце струје. Због тога је након сваке промјене референце струје, у алгоритму за тражење угла управљања за прво помоћно коло потребно одредити нове криве расположивог прираштаја струје.



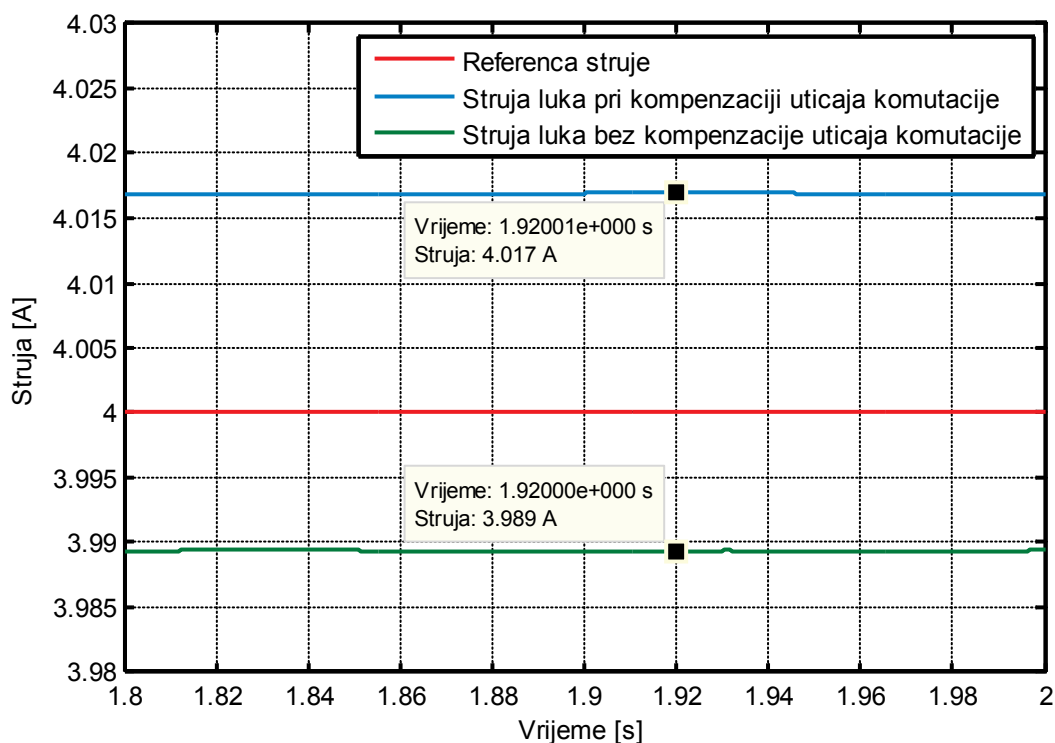
Слика 5.37. Углови управљања након повећања референце струје са 4 А на 10 А.

На Слици 5.38 приказани су углови управљања при смањењу референце струје. На овој слици види се да је друго помоћно коло генерисало само један импулс за укључење, у тренутку $t = 0.300545$ s. И на овој слици се види да углови управљања у устаљеном стању прије промјене референце струје имају другачије вриједности од углова управљања након промјене референце струје.

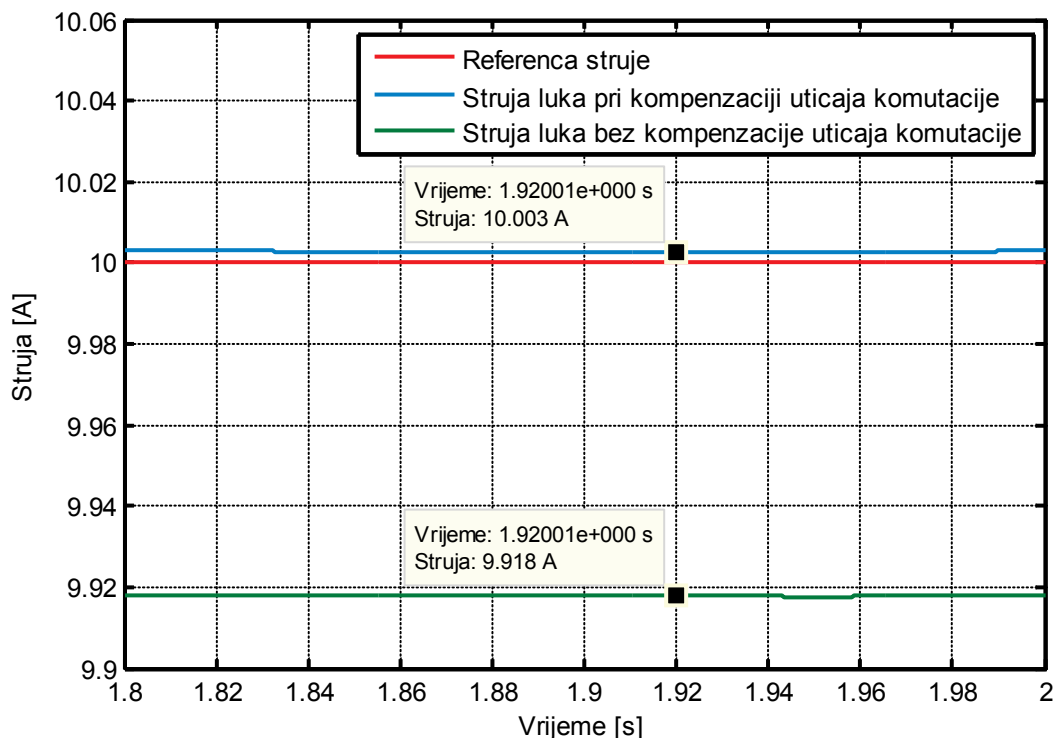
На Сликама 5.39 и 5.40, приказано је одступање средње вриједности струје електричног лука од задате референце, у устаљеном стању. На овим сликама приказан је и утицај кола за компензацију утицаја комутације. Струја је филтрирана филтером типа *Butterworth*, петог реда, са граничном учестаношћу 100 rad/s. На Слици 5.39 се види да када је коло за компензацију утицаја комутације укључено, грешка у устаљеном стању је 17 mA (тј. 0.425%), при референци 4 А. Ако ово коло није укључено, грешка у устаљеном стању износи -11 mA (тј. -0.275%). Посматрајући Сliku 5.39, могло би да се закључи да је грешка одзива у устаљеном стању већа када коло за компензацију утицаја комутације није укључено. Међутим, при референци 4 А, утицај комутације је мали и замаскиран је малим пренапонима који се имају на снаберима при искључењу тиристора.



Слика 5.38. Углови управљања након смањења референце струје са 10 А на 6 А.



Слика 5.39. Одзив система у устаљеном стању при компензацији утицаја комутације и референци струје 4 А.



Слика 5.40. Одзив система у устаљеном стању при компензацији утицаја комутације и референци струје 10 А.

Утицај комутације је већи при већим струјама лука. На Слици 5.40 приказан је одзив система у устаљеном стању при референци 10 А. Када је коло за компензацију утицаја комутације укључено, грешка одзива у устаљеном стању износи 3 mA (тј. 0.03%). Ако коло за компензацију утицаја комутације није укључено, грешка у устаљеном стању износи -82 mA (тј. -0.82%). Релативна грешка одзива у устаљеном стању је, генерално, већа при мањим струјама лука.

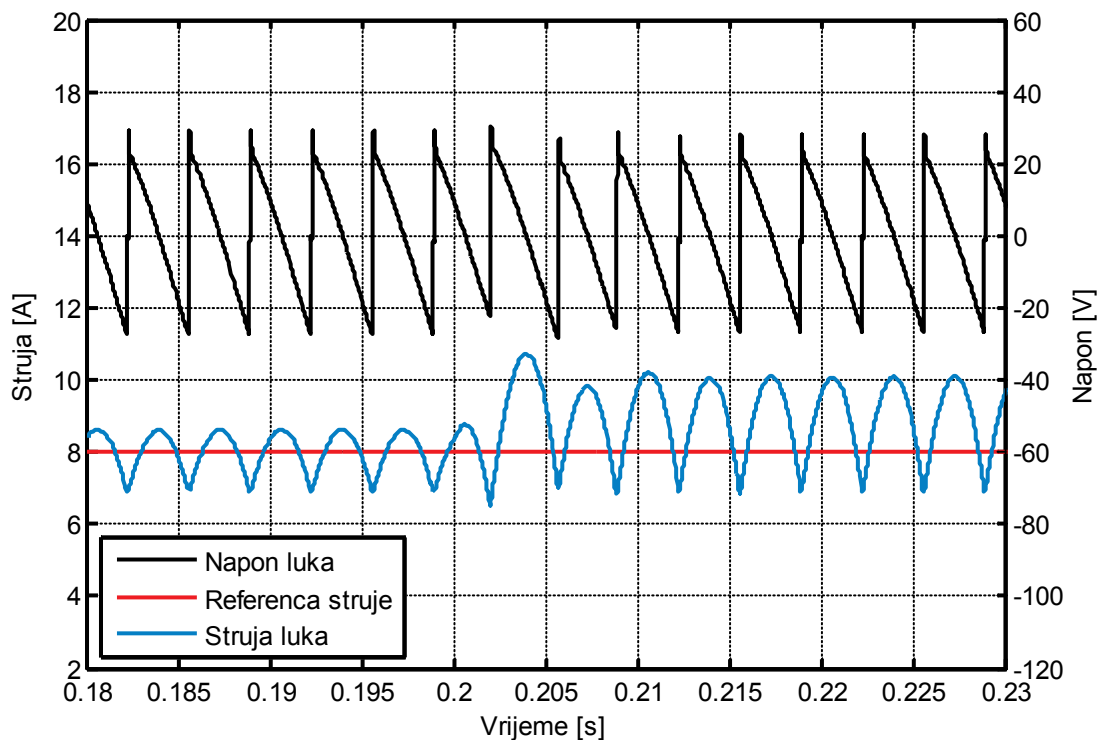
5.4.2 Одзив система при промјени индуктивности пригушнице у једносмјерном колу и естиматор индуктивности пригушнице

Претходно је наведено да индуктивност пригушнице у једносмјерном колу исправљача типично износи 100–400 μH [1], а да у посебним случајевима, када је потребно смањити број "пропада" струје и прекида електричног лука, ова индуктивност достиже и 1 mH [56]. Пожељно је да индуктивност пригушнице у једносмјерном колу буде што већа, како би се додатно смањиле варијације струје лука и ограничиле амплитуде струје при кратким спојевима електрода. Самим

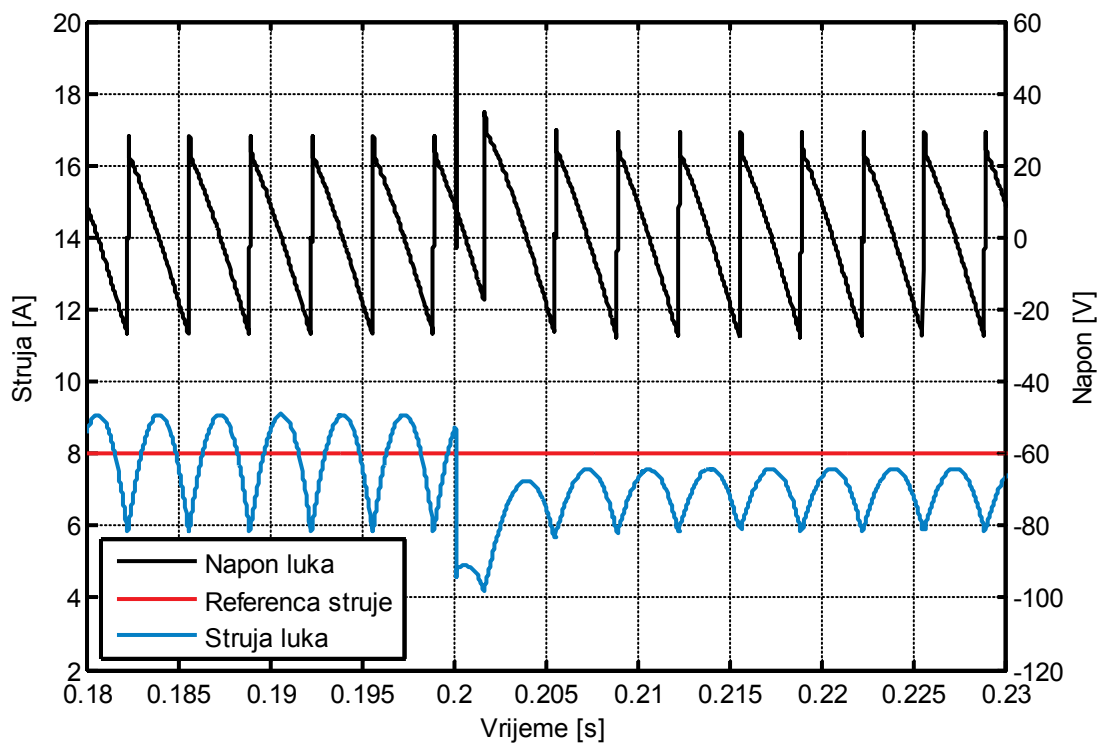
тим, смањиле би се и варијације реактивне снаге при кратким спојевима електрода, које битно утичу на појаву фликера. Са друге стране, индуктивност пригушнице је углавном ограничена економским факторима (цијеном пригушнице). Компанија *ABB*, на примјер, производи пригушнице за примјену у напајањима за пећи за једносмерну струју, чије индуктивности се налазе у опсегу од 50 μH до 1500 μH [126]. У овом раду, у свим симулацијама је коришћена пригушница индуктивности 12.54 mH. Пригушница индуктивности 12.54 mH, која има покретно језго од феромагнетних лимова, коришћена је и током експерименталне верификације резултата симулација на лабораторијском прототипу система. У раду је, међутим, могла да се примијени и пригушница чија индуктивност је већа или мања од 12.54 mH. Приликом одређивања краткорочне јачине фликера (у поглављу 5.8), у свим системима је коришћена пригушница исте индуктивности.

Имајући у виду да је за правилно функционисање предложеног регулатора неопходно познавати тачну вриједност индуктивности пригушнице која је повезана на ред са електричним луком, поставља се питање како би се регулатор понашао у случају када индуктивност пригушнице не би била тачно одређена, или ако би у току рада регулатора дошло до промјене индуктивности пригушнице. У реалним погонима би до промјене индуктивности пригушнице са феромагнетним језгром (које садржи и ваздушни зазор) могло да дође усљед варијација једносмерне компоненте струје кроз пригушницу, које доводе до помјерања радне тачке на кривој магнетнећења. У случају пригушница без феромагнетног језгра, до нагле промјене индуктивности пригушнице могло би доћи усљед квара на пригушници. У системима са електролучним пећима за једносмерну струју користе се пригушнице са приближно константном индуктивношћу, са или без језгра од феромагнетног материјала.

На Слици 5.41 приказан је одзив система са предиктивним регулатором при нагом смањењу индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6.54 mH. До смањења индуктивности пригушнице дошло је у тренутку $t = 0.2$ s. На Слици 5.42 приказан је одзив система са предиктивним регулатором при нагом повећању индуктивности пригушнице са 6.54 mH на 12.54 mH. До повећања индуктивности пригушнице дошло је у тренутку $t = 0.2$ s.



Слика 5.41. Одзив система са предиктивним регулатором при наглом смањењу индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6.54 mH.



Слика 5.42. Одзив система са предиктивним регулатором при наглом повећању индуктивности пригушнице са 6.54 mH на 12.54 mH.

На Сликама 5.41 и 5.42 може се уочити да након нагле промјене индуктивности пригушнице долази до појаве грешке одзива у устаљеном стању. Грешка одзива у устаљеном стању је већа ако је веће одступање индуктивности пригушнице од њене номиналне вриједности. У случају са Сликe 5.41, средња вриједност струје након смањења индуктивности пригушнице је повећана и износи 8.973 А (што је повећање од 12.16% у односу на задату вриједност струје). У случају са Сликe 5.42, средња вриједност струје након повећања индуктивности пригушнице је смањена и износи 6.987 А (што је смањење од 12.66% у односу на задату вриједност струје). Пренапон који је уочљив на Слици 5.42 је последица начина на који су имплементирани пригушнице у програмском пакету *Simulink*[®].

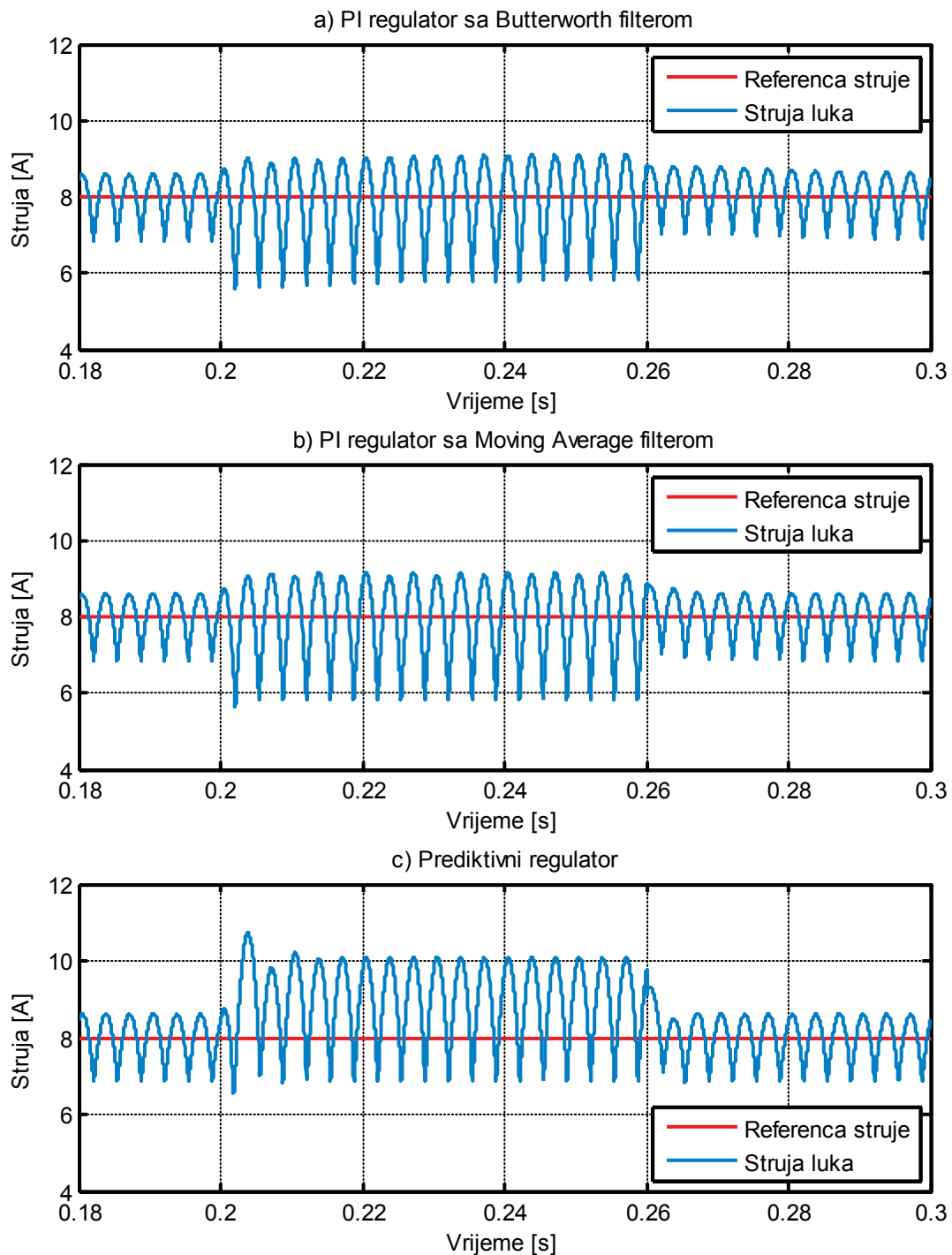
На Сликама 5.41 и 5.42 може се уочити и да систем са предиктивним регулатором остаје стабилан и након наглих промјена индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача.

На Слици 5.43 су упоредно приказани одзиви системâ са *PI* регулатором и система са предложеним предиктивним регулатором, при наглom смањењу индуктивности пригушнице са са 12.54 мН на 6.54 мН, у трајању 60 ms. Индуктивност је смањена у тренутку $t = 0.2$ s. Параметри *PI* регулатора у систему са *Butterworth* филтером су $KP=1.5$ и $KI=70$. Примиијењен је филтер другог реда, граничне учестаности 1256 rad/s. У систему са *Moving Average* филтером, усвојени параметри *PI* регулатора су $KP=1.8$ и $KI=80$. Период усредњавања *Moving Average* филтера је 1/300 s.

На Слици 5.43 може се уочити да системи са *PI* регулатором имају бољи одзив у случају наглих промјена индуктивности пригушнице, у односу на систем са предиктивним регулатором струје лука.

У циљу побољшања одзива предиктивног регулатора при промјенама индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача, у оквиру предиктивног регулатора имплементиран је естиматор индуктивности пригушнице. Имплементирани естиматор омогућава рад регулатора без грешке у устаљеном стању, чак и при наглим промјенама индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача. Функционисање естиматора се заснива на одређивању количника "површине напона" на пригушници у току једног импулса струје оптерећења (прецизније, између тренутка укључења тиристорâ и тренутка у

коме напон на пригушници постане једнак нули) и максималне промјене тренутне вриједности струје (у току тог импулса).



Слика 5.43. Одзив система при нагом смањењу индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6.54 mH, у тренутку $t = 0.2$ s, за: а) PI регулатор са Butterworth филтером, б) PI регулатор са Moving Average филтером, с) предложени предиктивни регулатор.

Естиматор је имплементиран полазећи од следеће једначине:

$$L_{est}(t_2) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} u_L(t) dt}{i_{Lmax} - i_L(t_1)} \quad (5.23)$$

гдје су:

t_1 - тренутак укључења тиристора;

t_2 - тренутак у коме напон лука постаје једнак нули након укључења у t_1 ;

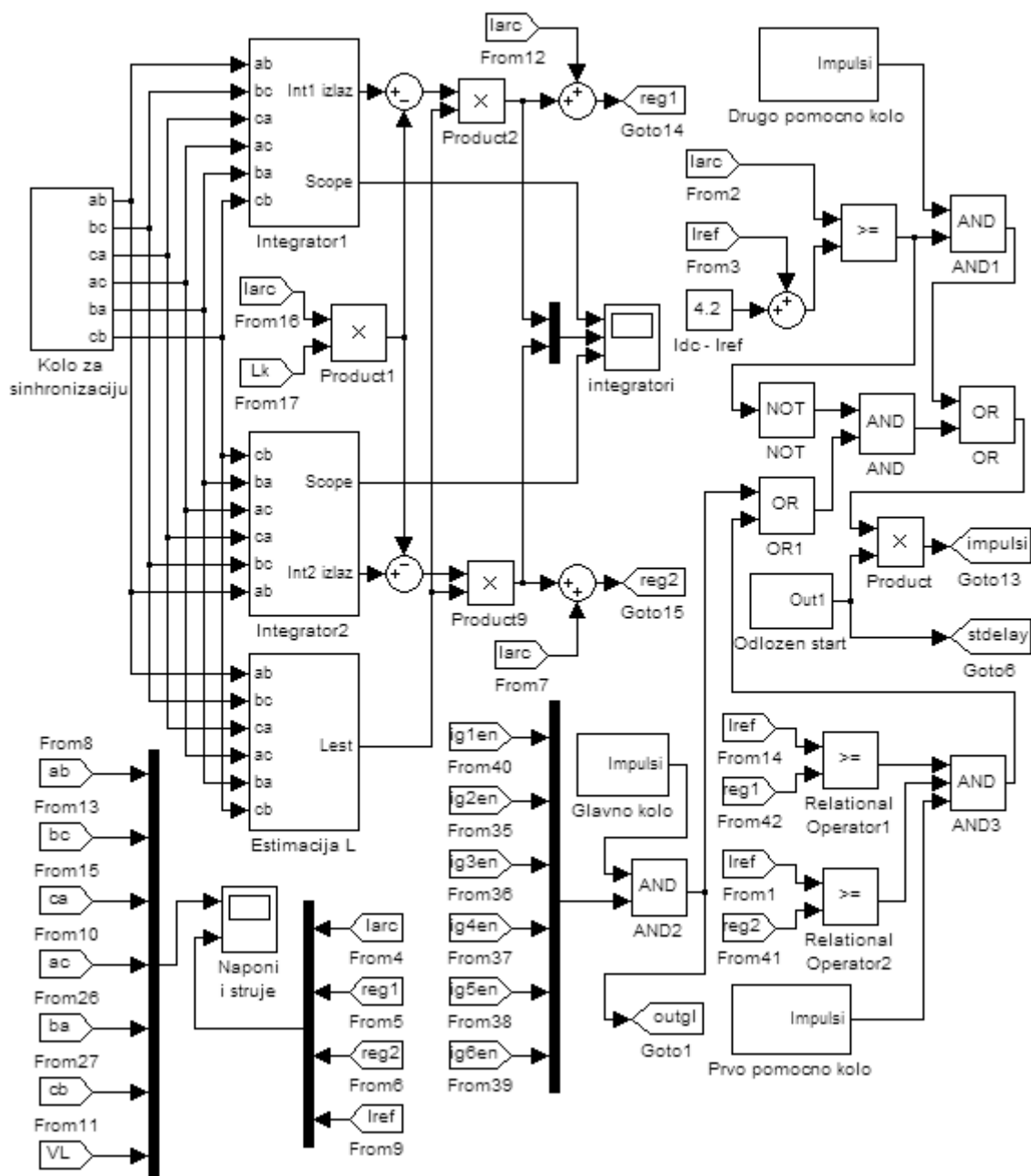
$L_{est}(t_2)$ - естимирана вриједност индуктивности пригушнице у тренутку t_2 ;

i_{Lmax} - максимална тренутна вриједност струје пригушнице на интервалу (t_1, t_2) .

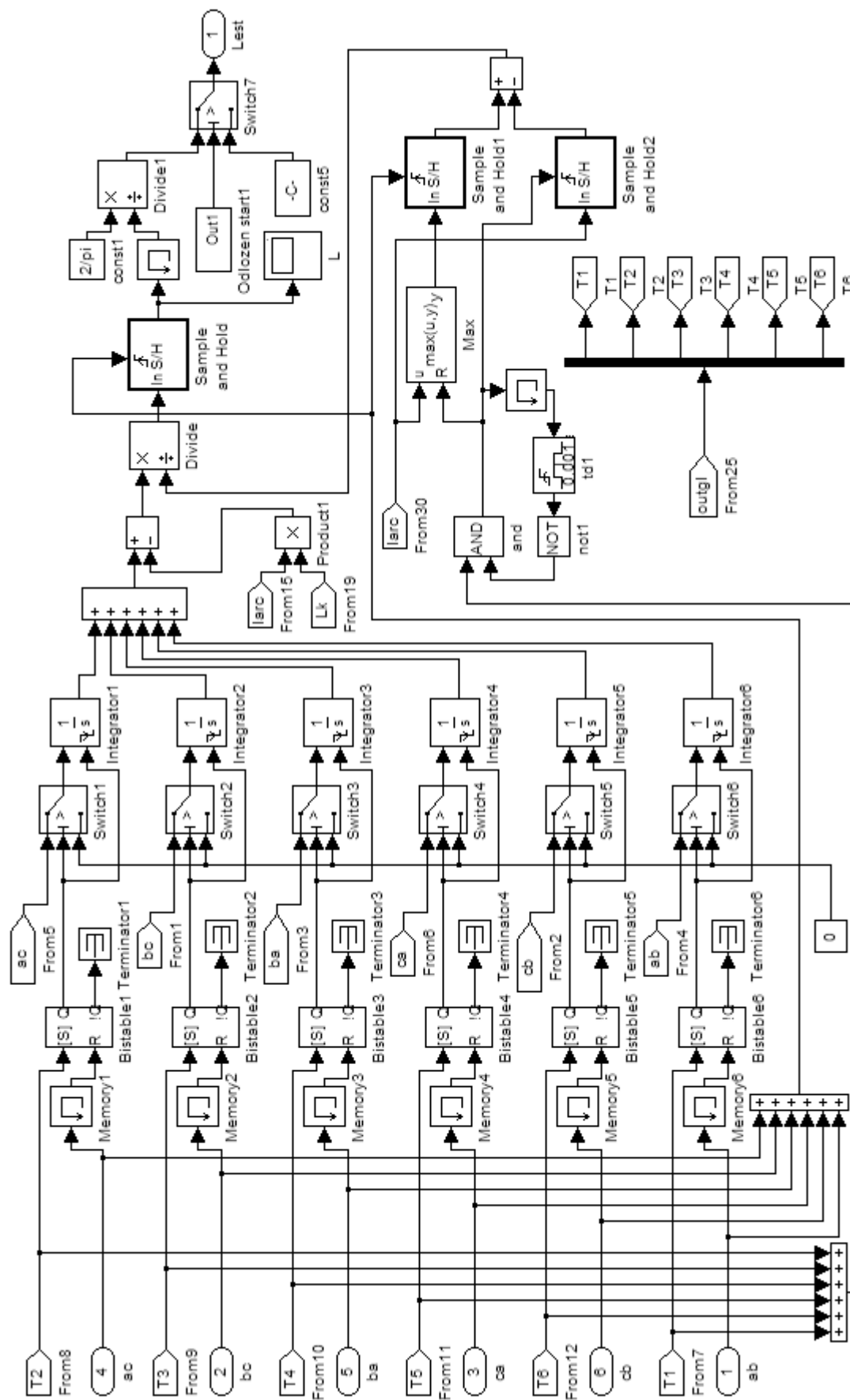
На Слици 5.44 приказан је подсистем "Prediktivni regulator" који садржи и естиматор пригушнице ("Estimacija L") у једносмјерном колу исправљача. На Слици 5.45 приказан је блок дијаграм подсистема "Estimacija L". Интегратори напона на пригушници, који су на Слици 5.45 означени са "Integrator1" - "Integrator6" почињу да интеграле напон на пригушници у тренутку у коме се главним колом регулатора укључује одговарајући тиристор. Интеграција престаје у тренутку у коме одговарајући линијски напон постане једнак напону лука (тј. у тренутку у коме напон на пригушници постане једнак нули). У том истом тренутку одређује се и индуктивност пригушнице као количник израчунате "површине напона" на пригушници и максималног прираштаја струје у току текућег импулса. Максимални прираштај струје у току текућег импулса одређује се помоћу блока "Max". Блок "Odlozen start1" служи да одложи почетак рада естиматора све док се не заврши иницијализација интегратора. За то вријеме, умјесто естимираних вриједности индуктивности пригушнице, користи се номинална вриједност која се задаје помоћу блока "const5". На излазу естиматора, L_{est} , добија се вриједност $2/(\pi \cdot L_{est})$.

На Слици 5.46 приказана је естимирана вриједност индуктивности пригушнице у случају када у тренутку $t = 0.2$ s дође до наглог смањења индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6.54 mH. Индуктивност пригушнице је смањена у трајању 60 ms. На Слици 5.46 се види да естиматор успјешно процјењује индуктивност пригушнице практично већ у току другог импулса

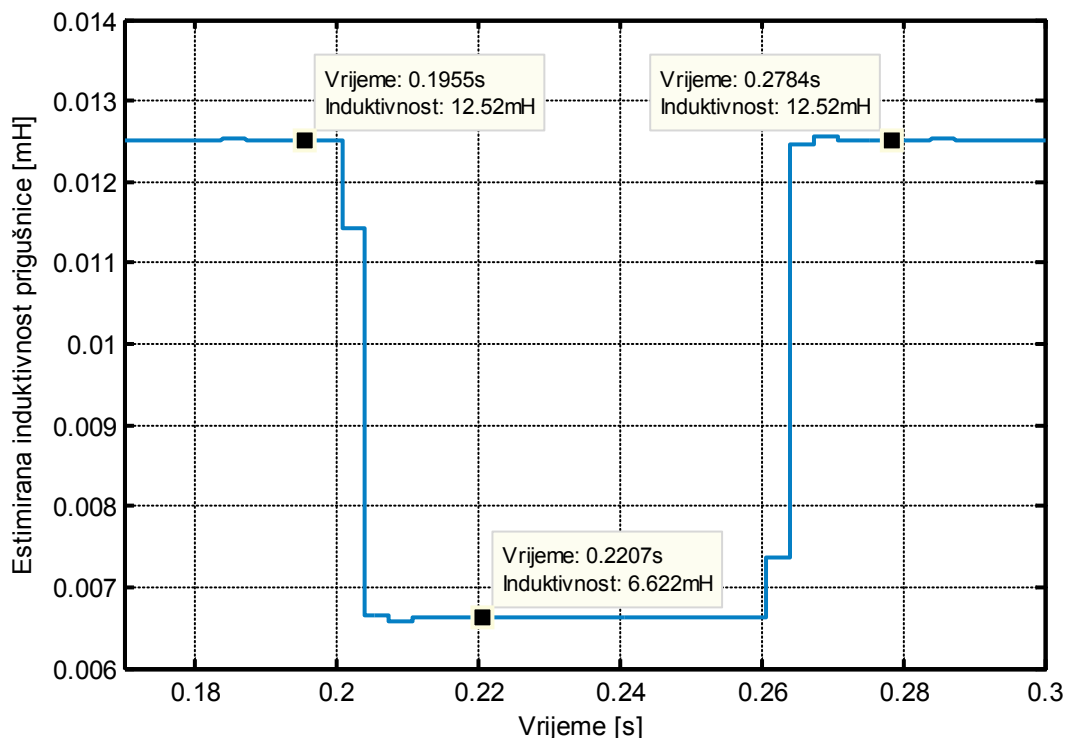
струје након промјене индуктивности пригушнице. Грешка у процјени која се јавља у току првог импулса струје након промјене индуктивности пригушнице последица је нетачно регистроване максималне промјене тренутне вриједности струје пригушнице која одговара одређеној (израчунатој) површини напона на пригушници.



Слика 5.44. Блок дијаграм подсистема "Предиктивни регулатор" са естиматором индуктивности пригушнице "Estimacija L".



Слика 5.45. Блок дијаграм подсистема естиматора индуктивности пригушице, "Естимација L".

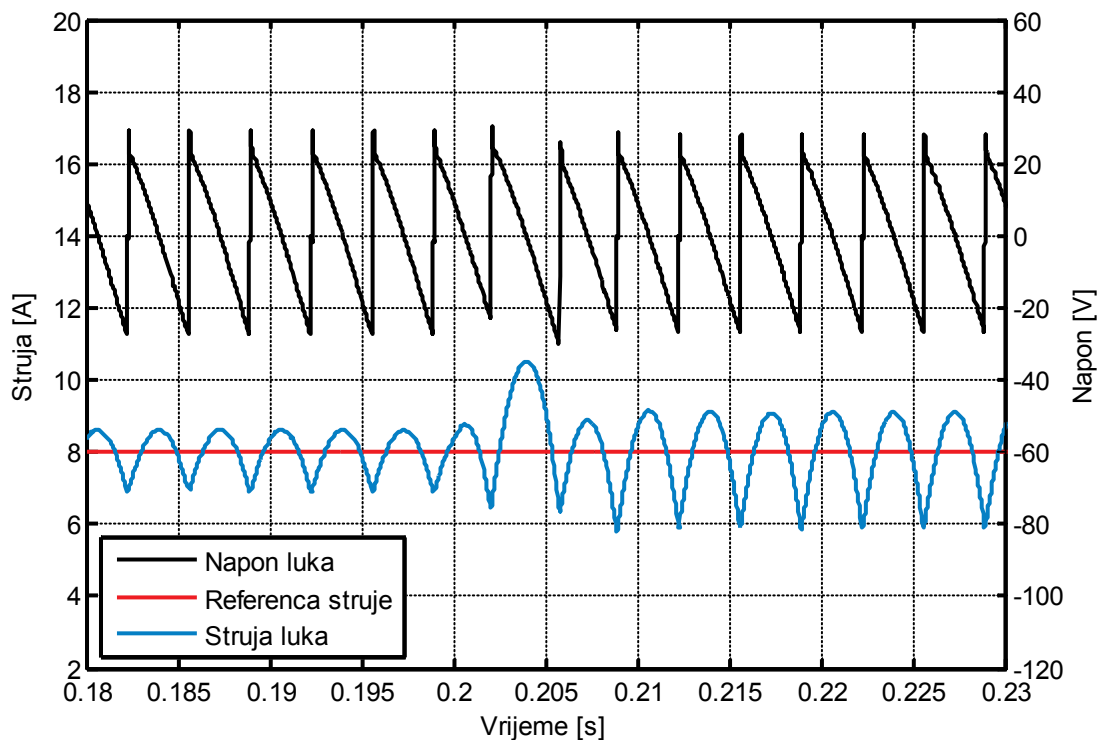


Слика 5.46. Естимрана вриједност индуктивности пригушнице, при наглом смањењу индуктивности са 12.54 mH на 6.54 mH, у тренутку $t = 0.2$ s.

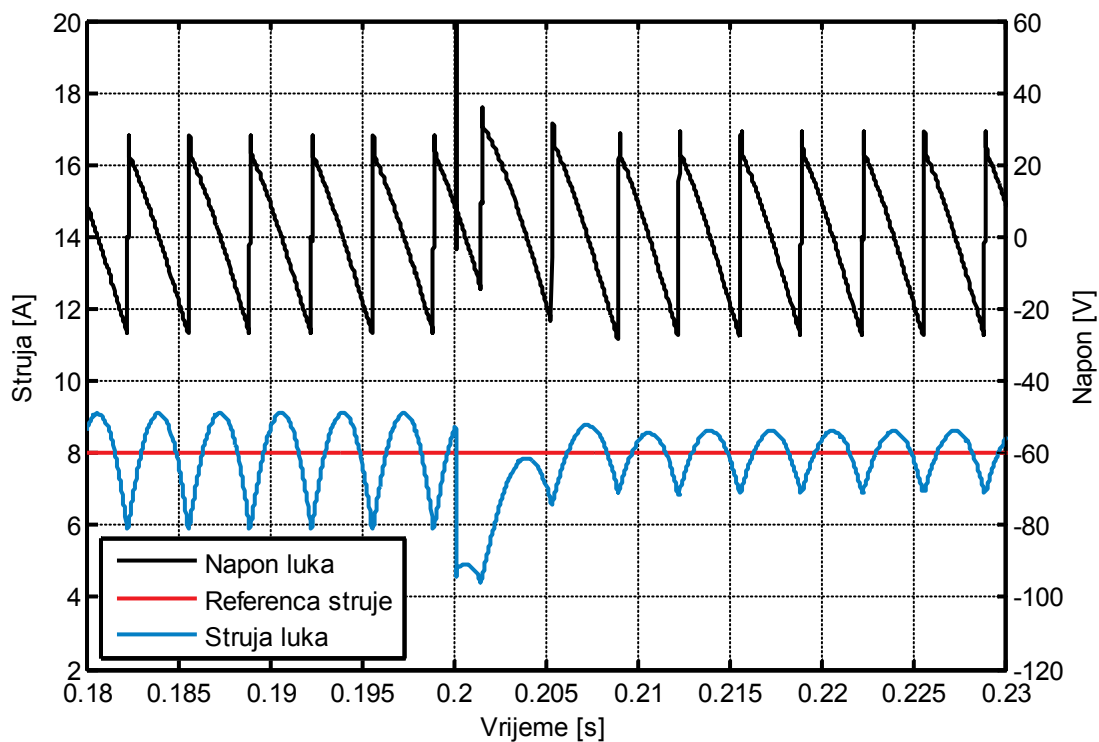
На Сликама 5.47 и 5.48 приказани су одзиви система са предиктивним регулатором са активираним естиматором индуктивности пригушнице, који одговарају таласним облицима са Слика 5.41 и 5.42, респективно. До промјена индуктивност пригушнице у оба случаја долази у тренутку $t = 0.2$ s. На овим сликама се види да се грешка одзива у устаљеном стању отклања већ у другом импулсу струје након промјене индуктивности пригушнице.

Увођењем естиматора пригушнице побољшавају се перформансе предиктивног регулатора при евентуалним промјенама индуктивности пригушнице, до којих може да дође приликом експлоатације пећи.

Естимација параметара модела оптерећења вршена је и у предиктивном регулатору који је представљен у [122]. Процјена параметра модела оптерећења (конкретно, параметара R и L) у [122] је вршена под претпоставком да је напон на оптерећењу приближно константан, при чему је показано да се коректне вриједности параметара достижу након 35 ms од тренутка активирања естиматора. Претходно су вриједности параметара модела подешене тако да износе 150% од њихових стварних вриједности. Да би регулатор представљен у [122] могао да се



Слика 5.47. Одзив система са активним естиматором индуктивности пригушнице при наглом смањењу индуктивности са 12.54 mH на 6.54 mH.

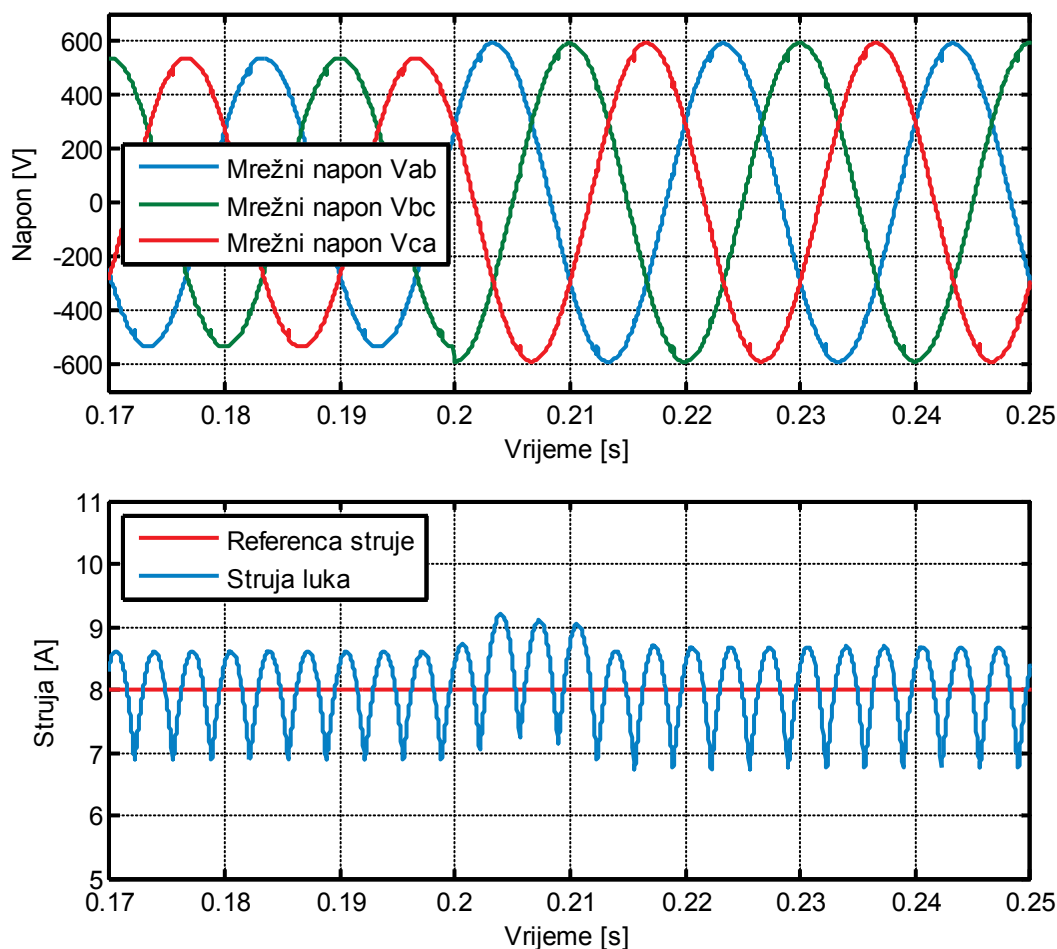


Слика 5.48. Одзив система са активним естиматором индуктивности пригушнице при наглом повећању индуктивности са 6.54 mH на 12.54 mH.

примијени и на лук (чији напон се брзо и хаотично мијења у времену), неопходно би било извршити филтрирање напона лука. То би довело до деградације перформанси регулатора при кратким спојевима електрода, јер би регулатор тада информацију о промјени напона лука при кратком споју добијао са закашњењем.

5.4.3 Одзив система при промјени амплитуде напона мреже

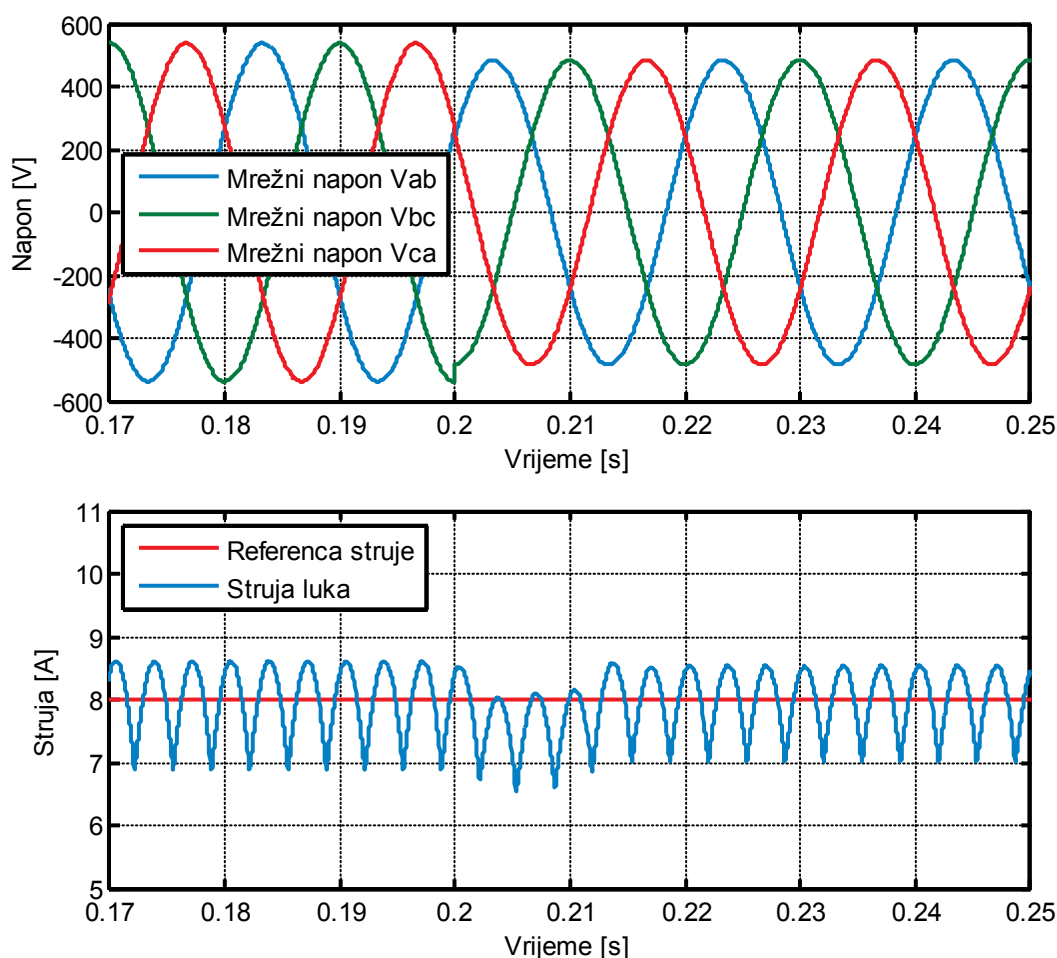
На Слици 5.49 приказан је одзив система са немодификованим предиктивним регулатором на поремећај у виду наглог повећања амплитуде напона мреже за 10% у односу на номинални напон. Нагло повећање амплитуде мрежног напона догодило се у тренутку $t = 0.2$ s. На слици се види да прелазни процес траје три импулса струје, тј. једну полупериоду мрежног напона.



Слика 5.49. Одзив система са немодификованим предиктивним регулатором при наглом повећању мрежног напона за 10%, у тренутку $t = 0.2$ s.

Наиме, након повећања мрежног напона, површина која се одузима од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје (Слика 5.7, на страни 170) је већа од оне која би била да се напон није повећао. То значи да ће до испуњења услова датог једначином (5.16) доћи раније, тј. при мањем углу управљања, него што би дошло да се напон није повећао. Самим тим, струја која се достиже након укључења тиристора при овом мањем углу управљања, ће бити већа од струје која би се имала да није дошло до повећања мрежног напона. Потпуно аналогно понашање система имало би се ако би дошло до наглог смањења напона електричног лука. Прелазни процес траје док се на излазима интегратора не успостави максимални очекивани расположиви прираштај струје који одговара новом напону мреже, што траје три импулса струје оптерећења.

На Слици 5.50 приказан је одзив система у случају када у тренутку $t = 0.2$ s напон мреже нагло опадне за 10% у односу на номинални.

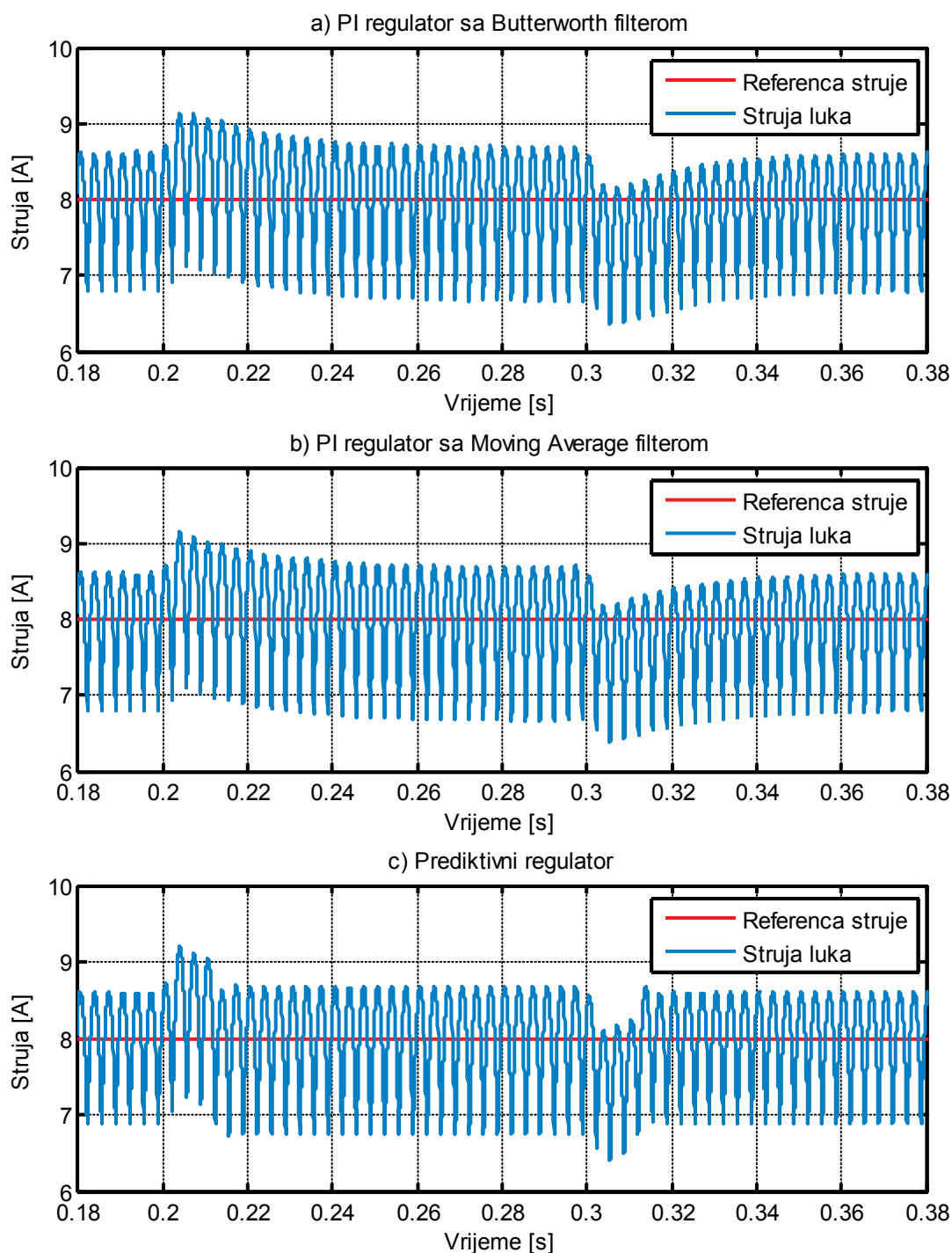


Слика 5.50. Одзив система са предложеним предиктивним регулатором при наглом смањењу мрежног напона за 10%, у тренутку $t = 0.2$ s.

На Слици 5.50 се види да и при наглом смањењу мрежног напона прелазна појава траје три импулса струје, тј. једну полупериоду мрежног напона, с тим да први импулс струје, непосредно након тренутка у којем је дошло до смањења напона, има мању амплитуду управо због овог смањења напона. Благи прескок првог импулса након завршетка прелазног процеса, последица ја примјене модификованог прираштаја струје, $\Delta i_{avg}(t)$. Дакле, након смањења мрежног напона, површина која се одузима од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје (Слика 5.7, на страни 170) је мања од оне која би била да се напон није смањило. То значи да ће до испуњења услова датог једначином (5.16) доћи касније, тј. при већем углу управљања, него што би дошло да се напон није смањило. Самим тим, струја која се достиже након укључења тиристора при овом већем углу управљања, ће бити мања од струје која би се имала да није дошло до смањења мрежног напона. Прелазни процес траје док се на излазима интегратора не успостави максимални очекивани расположиви прираштај струје који одговара новом напону мреже, што траје тачно три импулса струје оптерећења. Потпуно аналогно понашање система имало би се ако би дошло до наглог повећања напона електричног лука.

Одзиви система са *PI* регулатором струје лука и *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје, система са *PI* регулатором струје лука и *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје, и система са предложеним немодификованим предиктивним регулатором струје, при наглом повећању мрежног напона за 10% у тренутку $t=0.2$ s, а затим поновном смањењу на номинални у тренутку $t=0.3$ s, приказани су на Слици 5.51. Параметри *PI* регулатора у систему са *Butterworth* филтером су $KP=1.5$ и $KI=70$. Примењен је филтер другог реда, граничне учестаности 1256 rad/s. У систему са *Moving Average* филтером, усвојени параметри *PI* регулатора су $KP=1.8$ и $KI=80$. Период усредњавања *Moving Average* филтера је 1/300 s.

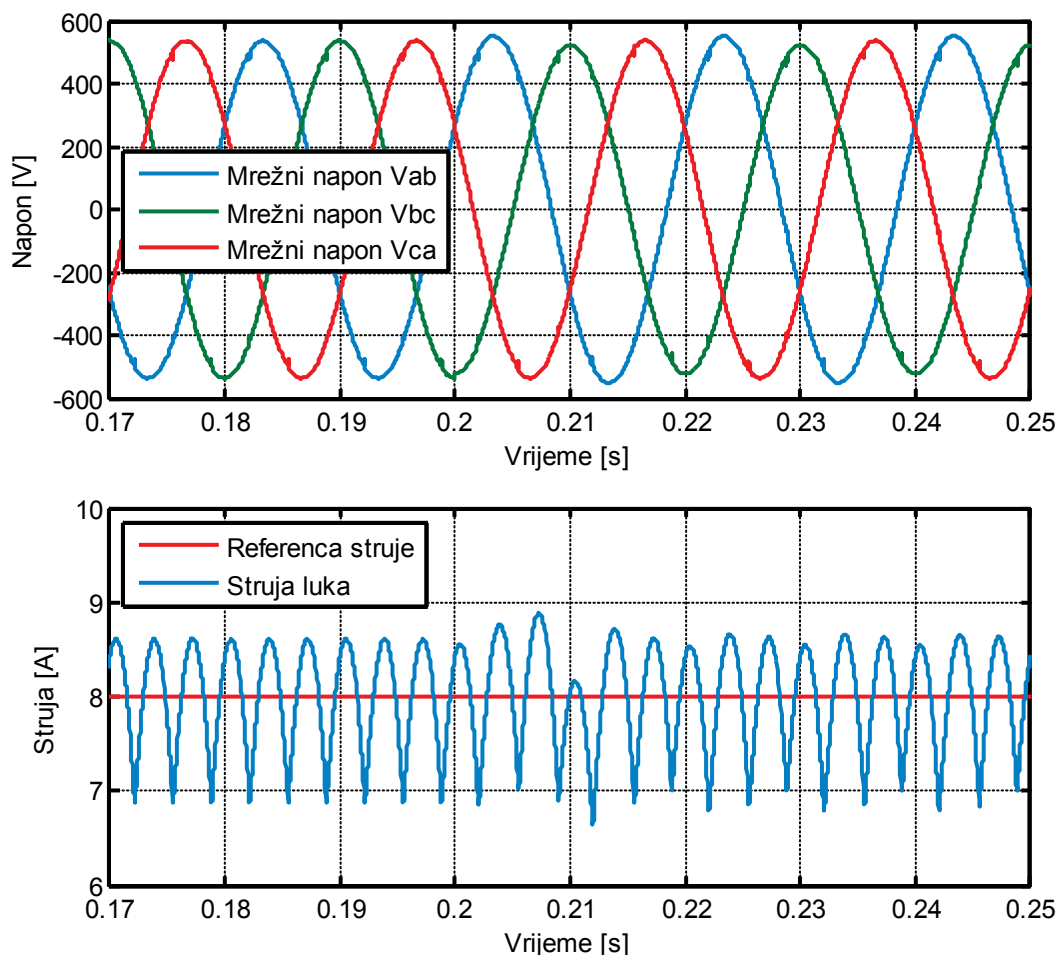
Са Сlike 5.51 може се уочити да прелазни процес након наглог повећања мрежног напона траје знатно дуже код система са *PI* регулатором струје електричног лука. Исто важи и за прелазни процес након наглог смањења мрежног напона. Минимуми и максимуми струје лука који се достижу након промјена мрежног напона, приближно су исти у сва три симулирана случаја.



Слика 5.51. Одзив система при нагом повећању мрежног напона за 10% у тренутку $t = 0.2$ s, и смањењу на номимнални у тренутку $t=0.3$ s, за: а) PI регулатор са Butterworth филтером, б) PI регулатор са Moving Average филтером, с) предложени немодификовани предиктивни регулатор.

5.4.4 Одзив система при несиметрији напона мреже

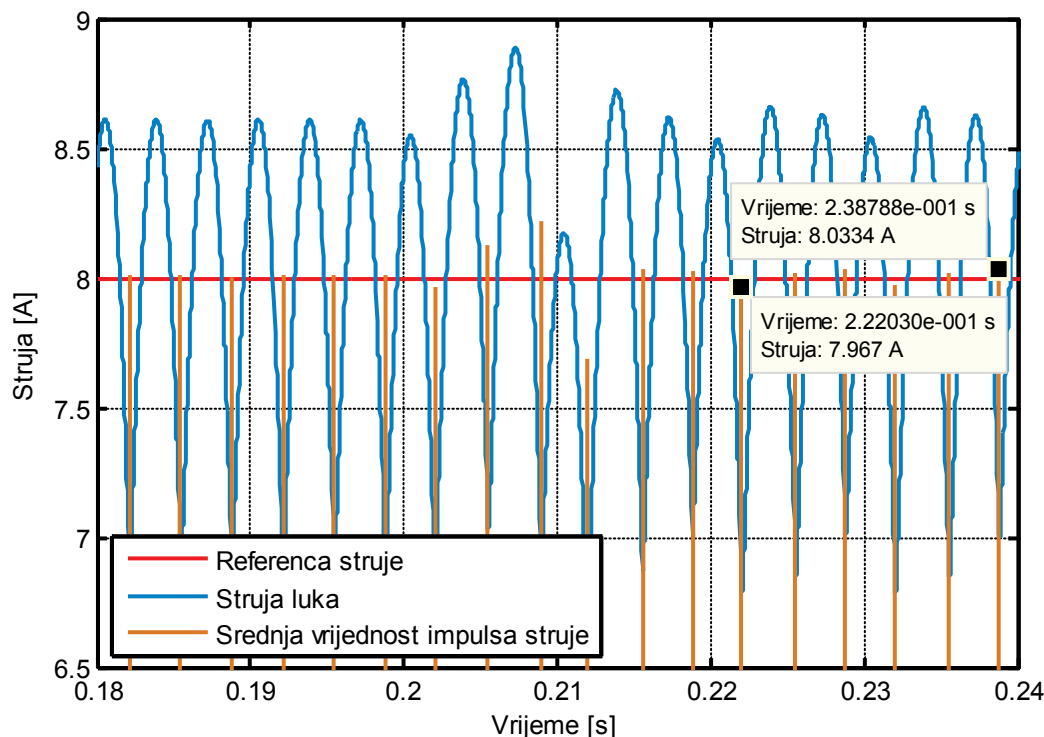
Одзив система са немодификованим предиктивним регулатором, при појави несиметрије мрежних напона у тренутку $t=0.2$ s, приказан је на Слици 5.52.



Слика 5.52. Одзив система са немодификованим предиктивним регулатором при појави несиметрије напона мреже у тренутку $t = 0.2$ s.

Напојна мрежа је моделована тако да линијски напони који се доводе на примар енергетског и синхронизационог трансформатора (Слика 5.13, на страни 185), постају несиметрични почев од тренутка $t = 0.2$ s. Дакле, почев од овог тренутка, ефективне вриједности линијских напона на крајевима мреже су: $V_{ab}=390$ V, $V_{bc}=370$ V, и $V_{ca}=380$ V. Са претходне слике се види да предложени немодификовани регулатор добро компензује утицај настале несиметрије мрежних напона. Таласни облик струје са Слике 5.52 приказан је детаљније на Слици 5.53. Усправне наранцасте линије на слици представљају средње

вриједности појединих импулса струје. Наиме, висина сваке од ових линија представља средњу вриједност импулса струје који јој претходи. На слици се види да максимално одступање средње вриједности импулса струје од задате референце, у устаљеном стању након појаве несиметрије мрежних напона, износи 33 mA, тј. 0.41 % од задате референце.

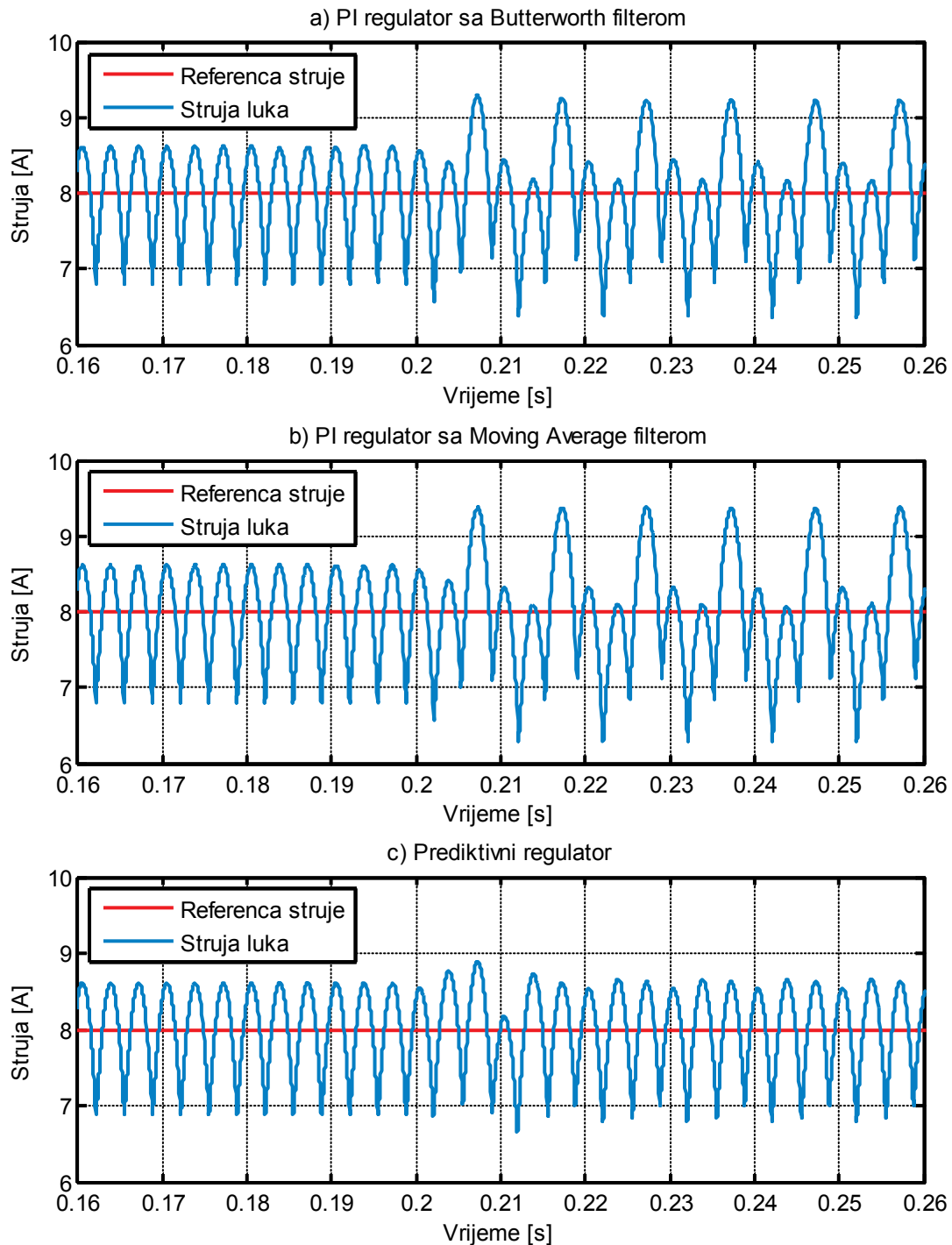


Слика 5.53. Одступање средње вриједности струје лука од задате референце струје, након појаве несиметрије мрежних напона.

Одзиви система са *PI* регулатором струје лука и *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје, са *PI* регулатором струје лука и *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје, и немодификованим предиктивним регулатором, при појави несиметрије мрежних напона у тренутку $t=0.2$ s, приказани су на Слици 5.54. Параметри *PI* регулатора и примјењених филтера сигнала мјерене струје идентични су параметрима при којима су добијени одзиви на Сликама 5.32 и 5.51.

На Слици 5.54 се види да *PI* регулатор чији параметри су подешени за регулацију струје лука при симетричним напонима мреже, није у стању да компензује несиметрије напона мреже и одржи струју лука на задатој вриједности. Након појаве несиметрије напона мреже, одзив система са *PI*

регулатором постаје осцилаторан, без обзира на тип филтера примијењеног за филтрирање сигнала мјерене струје лука.

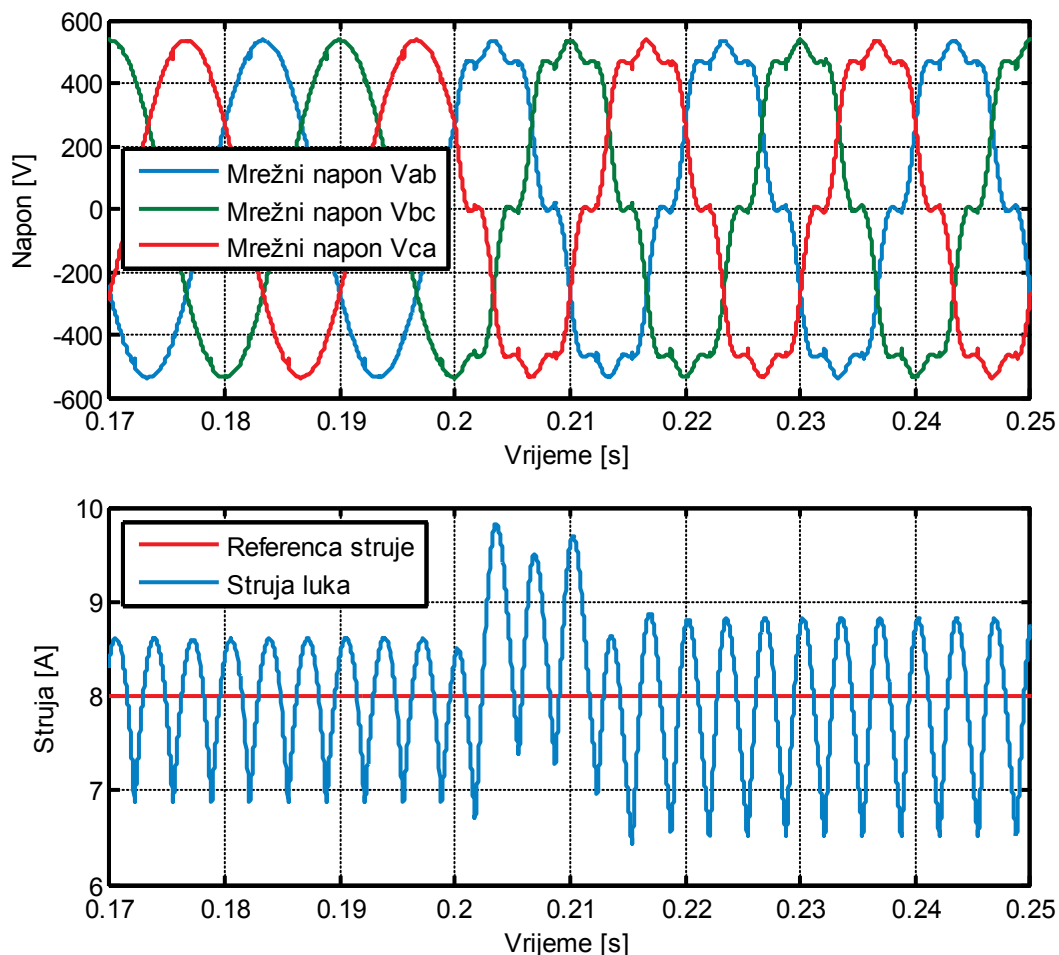


Слика 5.54. Одзив система при појави несиметрије мрежних напона у тренутку $t = 0.2$ s, за: а) PI регулатор са Butterworth филтером, б) PI регулатор са Moving Average филтером, с) предложени немодификовани предиктивни регулатор.

Ово је значајна мана система са PI регулатором струје лука, поготово имајући у виду да се ефективне вриједности линијских напона међусобно разликују највише за 20 V (напони V_{ab} и V_{bc} на Слици 5.52), тј. 5.4% (нормализовано напоном $V_{bc}=370$ V). У случају система са предиктивним регулатором, одступања средње вриједности струје лука од задате референце при несиметричним напонима мреже су занемарљиво мала.

5.4.5 Одзив система при наглој појави виших хармоника у напонима мреже

Одзив система са немодификованим предиктивним регулатором при наглој појави виших хармоника у напонима мреже, приказан је на Слици 5.55.

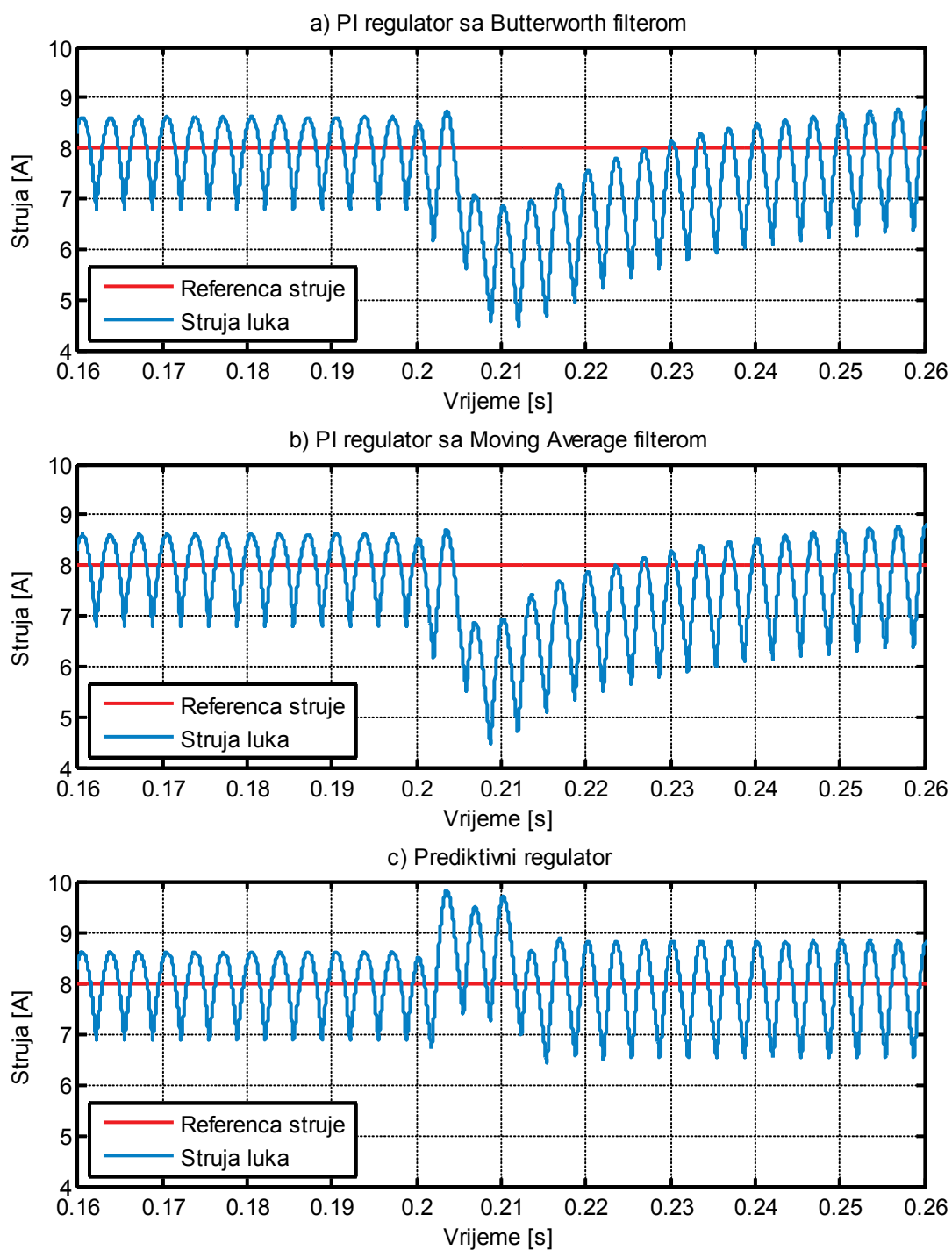


Слика 5.55. Одзив система са немодификованим предиктивним регулатором при наглој појави виших хармоника у напонима мреже, у тренутку $t = 0.2$ s.

Наиме, почев од тренутка $t=0.2$ s у мрежним напонима осим основног хармоника напона постоје и пети, шести и седми хармоник, чије амплитуде износе 10% амплитуде основног хармоника. Ове вриједности амплитуда виших хармоника су изнад стандардом дозвољених вриједности, које су представљене у Табели 2.10, на страни 80. Иначе, на мјесту прикључења лабораторијског прототипа исправљача, измјерено је присуство петог хармоника, чија амплитуда је износила 3.75% амплитуде основног хармоника. На Слици 5.55 се види да предложени немодификовани предиктивни регулатор веома добро компензује последице изненадне појаве виших хармоника у мрежним напонима.

На Слици 5.56 дат је упоредни приказ одзива предложеног немодификованог предиктивног регулатора струје лука, *PI* регулатора са *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје, и *PI* регулатора са *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје, при наглој појави виших хармоника у напонима мреже, у тренутку $t=0.2$ s. Параметри *PI* регулатора и примичењених филтера сигнала мјерене струје идентични су параметрима при којима су добијени одзиви на Сликама 5.32, 5.51 и 5.54.

На Слици 5.56 се види суштински различито понашање предложеног немодификованог предиктивног регулатора, у односу на *PI* регулатор струје лука. Наиме, при регулацији струје лука немодификованим предиктивним регулатором, прва три импулса струје након појаве виших хармоника имају већу амплитуду у односу на импулсе струје прије појаве виших хармоника. То је последица чињенице да је "површина напона" на пригушници порасла након појаве виших хармоника у напонима мреже. Са друге стране, у случају *PI* регулатора струје лука (без обзира на примичењени филтер сигнала мјерене струје), струја лука опада након појаве виших хармоника у мрежним напонима. На Слици 5.56 такође може да се уочи да прелазни процес траје 4 пута дуже у случају система са *PI* регулатором струје лука, у односу на систем са предложеним предиктивним регулатором. Такође, види се да је иницијална промјена амплитуде струје лука након појаве виших хармоника већа у случају система са *PI* регулатором струје лука.

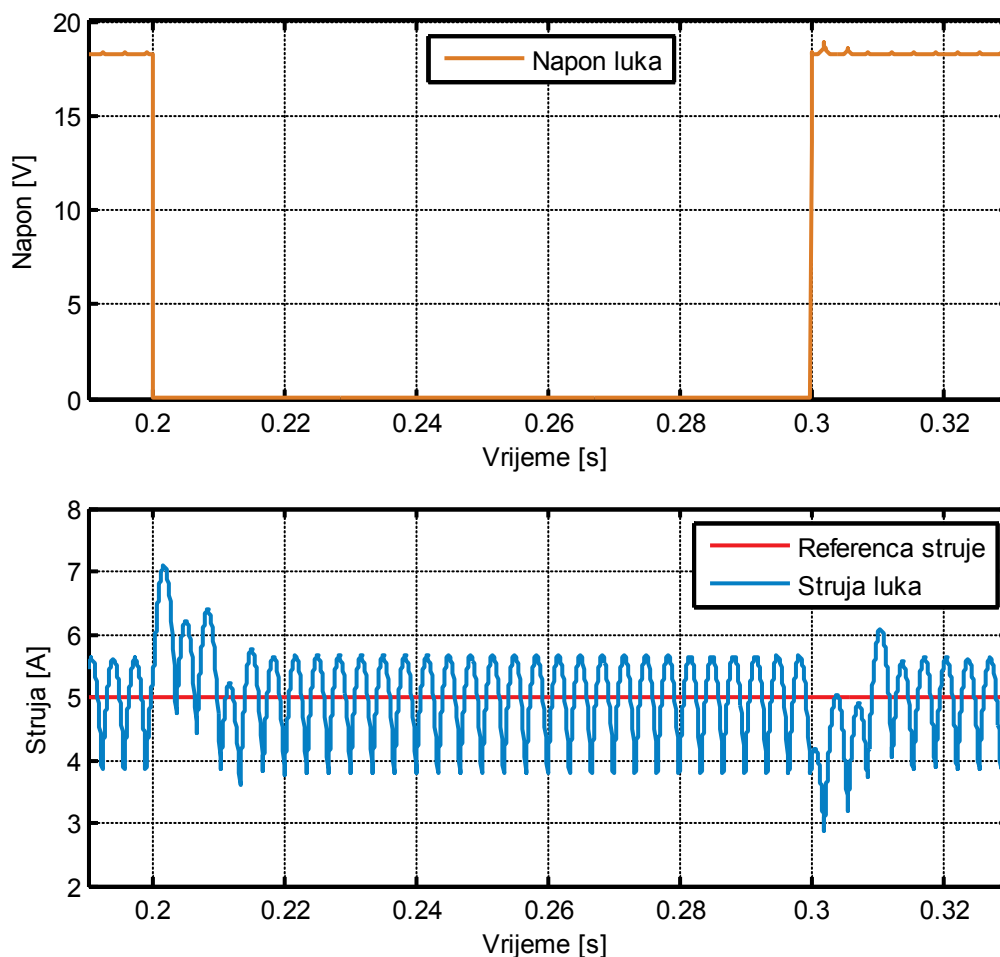


Слика 5.56. Одзив система при појави виших хармоника мрежних напона у тренутку $t = 0.2$ s, за: а) PI регулатор са Butterworth филтером, б) PI регулатор са Moving Average филтером, в) предложени немодификовани предиктивни регулатор.

5.4.6 Одзив система при кратком споју електрода

С обзиром на то да на почетку циклуса електролучне пећи (током *bore-in* периода) веома често долази до кратког споја електрода (тачније, долази до кратког споја катоде са анодом на дну пећи преко шарже која има веома малу електричну отпорност), неопходо је анализирати утицај појаве кратких спојева на одзив система са немодификованим предиктивним регулатором струје лука.

На Слици 5.57 приказан је одзив система са предиктивним регулатором, при појави пролазног кратког споја електрода. До кратког споја долази у тренутку $t = 0.2$ s, а електроде су кратко спојене у трајању 100 ms.



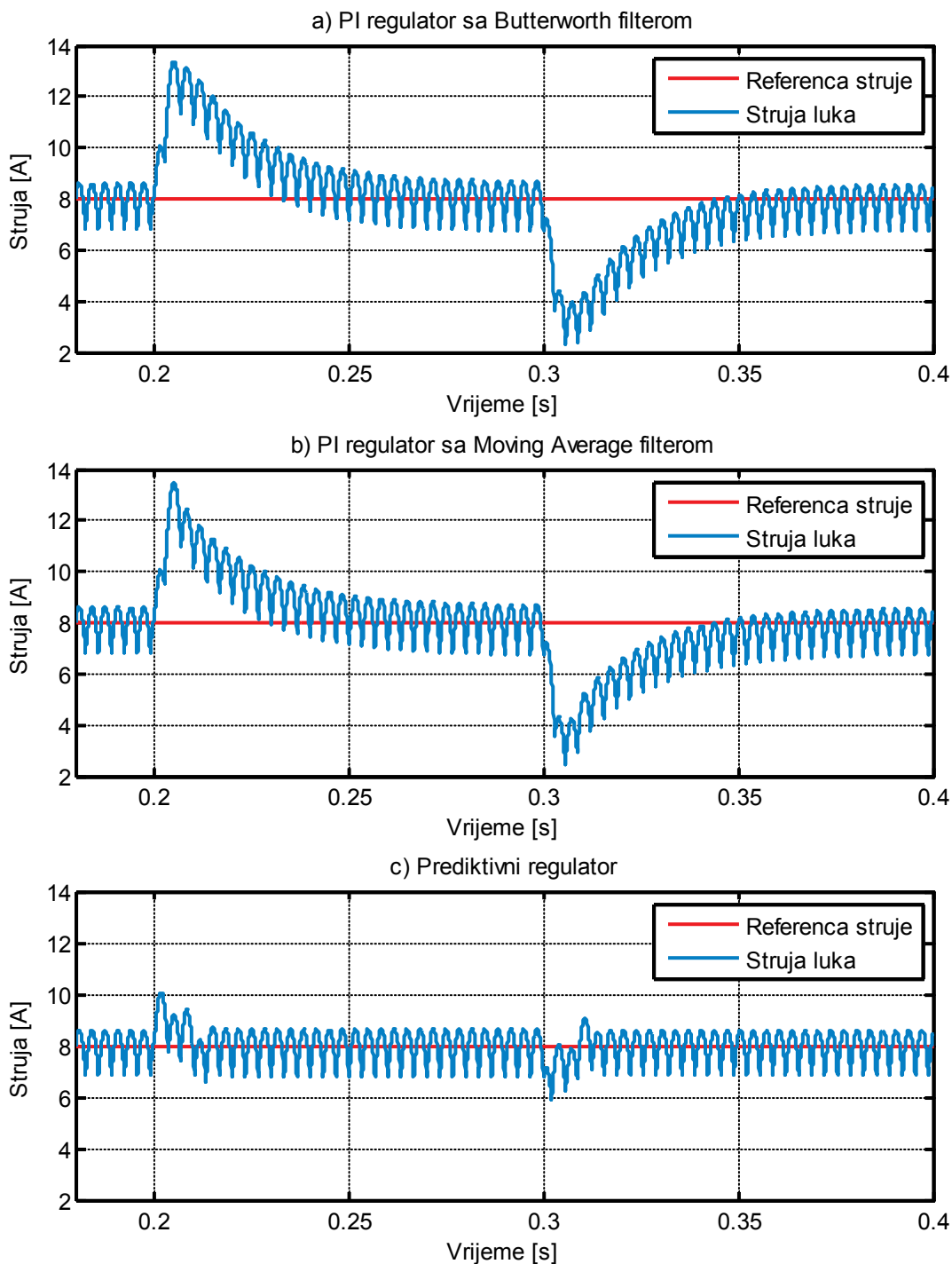
Слика 5.57. Одзив система са немодификованим предиктивним регулатором при појави пролазног кратког споја електрода у тренутку $t = 0.2$ s.

Због мале резолуције Слике 5.57, могао би да се изведе погрешан закључак да је напон електричног лука константан. Наиме, при струји лука од 5 А

варијације напона лука (добијене моделом) су мале (око 140 mV *peak-to-peak*), па због ограничене резолуције нису видљиве на слици. На Слици 5.57 види се да струја лука има таласни облик који је сличан таласном облику који се добије при наглом повећању напона мреже (Слика 5.51). Такође, види се да прелазни процес који се одвија непосредно након појаве кратког споја траје четири импулса струје (четврти импулс је посљедица примјене модификованог прираштаја струје, $\Delta i_{avg}(t)$), тј. мало више од једне полупериоде мрежног напона. Наиме, након појаве кратког споја, површина која се одузима од максималног очекиваног расположивог прираштаја струје (Слика 5.7, на страни 170) је већа од оне која би била да се кратак спој није десио. То значи да ће до испуњења услова датог једначином (5.16) доћи раније, тј. при мањем углу управљања, него што би дошло да се кратак спој није десио. Самим тим, струја која се достиже након укључења тиристора при овом мањем углу управљања, је већа од струје која би се достигла да није дошло до појаве кратког споја. Прелазни процес траје док се на излазима интегратора не успостави максимални очекивани расположиви прираштај струје који се има при кратком споју електрода (тј. у трајању три импулса струје електричног лука), плус један импулс због примјене $\Delta i_{avg}(t)$. Сличан процес одвија се након поновног успостављања електричног лука у тренутку $t = 0.3$ s.

На Слици 5.58 приказани су одзиви система са *PI* регулатором струје лука и *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје лука, система са *PI* регулатором струје лука и *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје, и предиктивног регулатора струје лука, при појави пролазног кратког споја електрода. Кратак спој електрода се десио у $t = 0.2$ s, а електроде су биле кратко спојене у трајању 100 ms. Параметри *PI* регулатора и примијењених филтера сигнала мјерене струје идентични су параметрима при којима су добијени одзиви на Сликама 5.32, 5.51, 5.54, 5.56. На Слици 5.58 може да се уочи битна разлика између одзива система са *PI* регулатором струје лука, и одзива система са предложеним предиктивним регулатором струје лука, при кратком споју електрода. Наиме, у случају одзива система са *PI* регулатором (без обзира на тип примијењеног филтера сигнала мјерене струје), максимум струје лука који се достиже након појаве лука износи око 13.4 А, што је повећање од 55.1% у односу на максимум струје (8.64 А) који је достизан прије појаве кратког споја. У случају одзива система са предиктивним

регулатором, максимум струје лука који се достиже након појаве кратког споја износи око 10.1А, што је повећање од 16.9% у односу на максимум струје (8.64 А) који је достизан прије појаве кратког споја.



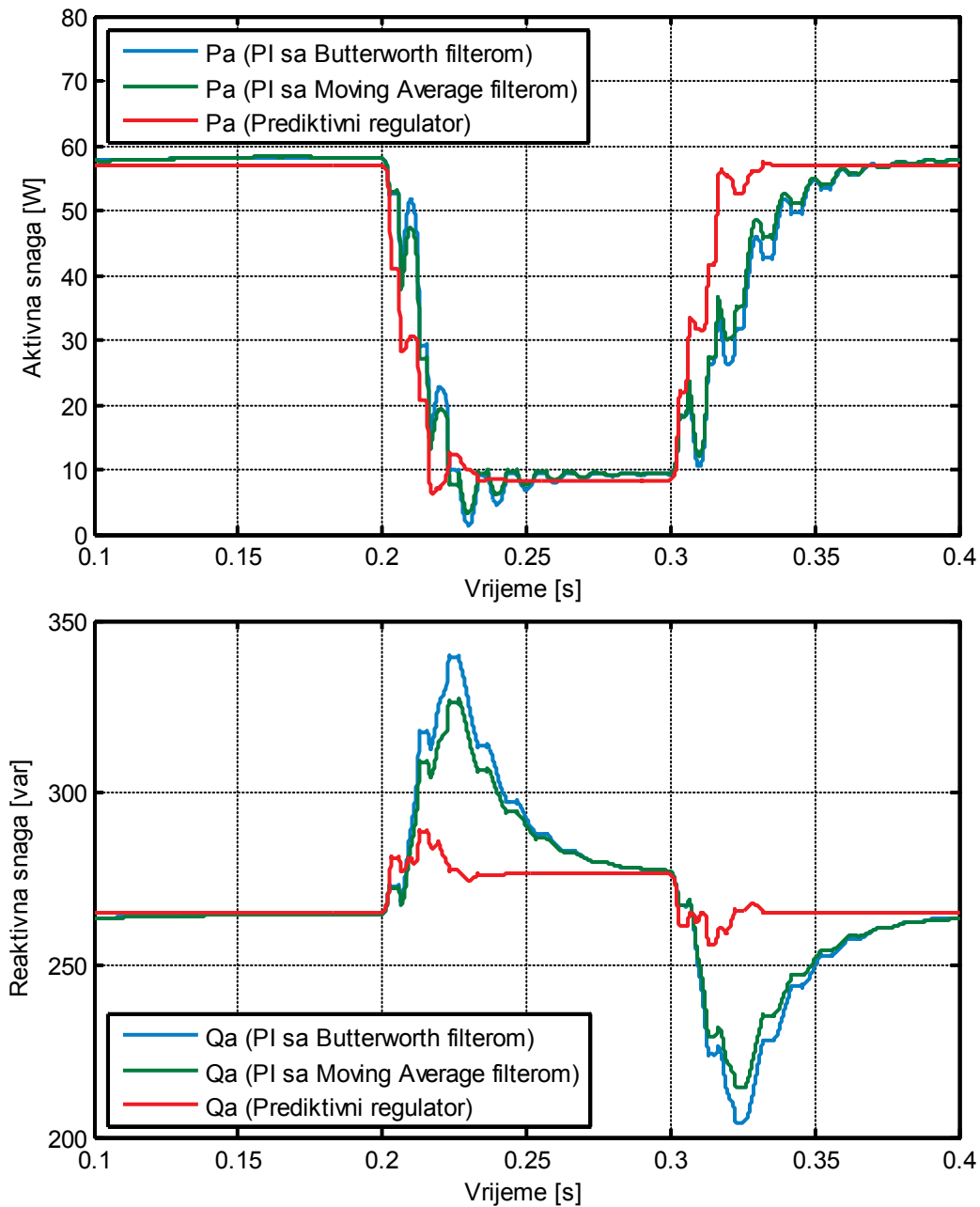
Слика 5.58. Одзив система при појави пролазног кратког споја електрода у тренутку $t = 0.2$ s, за: а) PI регулатор са Butterworth филтером, б) PI регулатор са Moving Average филтером, с) немодификовани предиктивни регулатор.

Поред тога, прелазни процес у одзивима системâ са PI регулатором, након појаве кратког споја електрода, траје око 4 пута дуже од прелазног процеса у систему са немодификованим предиктивним регулатором.

Мањи максимум струје кратког споја и краће трајање прелазног процеса су први наговјештај предности које доноси предложени немодификовани предиктивни регулатор, са аспекта нежељених утицаја струја кратких спојева на варијације реактивне снаге која се узима из мреже, а самим тим и на варијације мрежних напона и појаву фликера. У циљу детаљнијег истраживања потенцијалних предности предложеног предиктивног регулатора, извршене су симулације рада системâ при појави кратког споја електрода, при чему су посматране активна и реактивна снага прве фазе (фаза a), и ефективна вриједност одговарајућег фазног напона (напон фазе a) мреже. Претходно је снага кратког споја мреже смањена са 500 kVA на 50 kVA, чиме је омогућена анализа утицаја кратких спојева електрода на мрежне напоне, при slabим мрежама. Анализа је вршена и при различитим вриједностима карактеристичног односа реактансе и активне отпорности мреже, X/R . Фаза a је одабрана произвољно, јер су варијације снага и напона у свим фазама међусобно приближно једнаке. На основу варијација активне и реактивне снаге и ефективне вриједности посматраног фазног напона, могу се извести прелиминарни закључци о краткорочној јачини фликера, P_{st} . Наиме, краткорочна јачина фликера је приближно линеарно пропорционална са амплитудама варијација ефективне вриједности напона мреже.

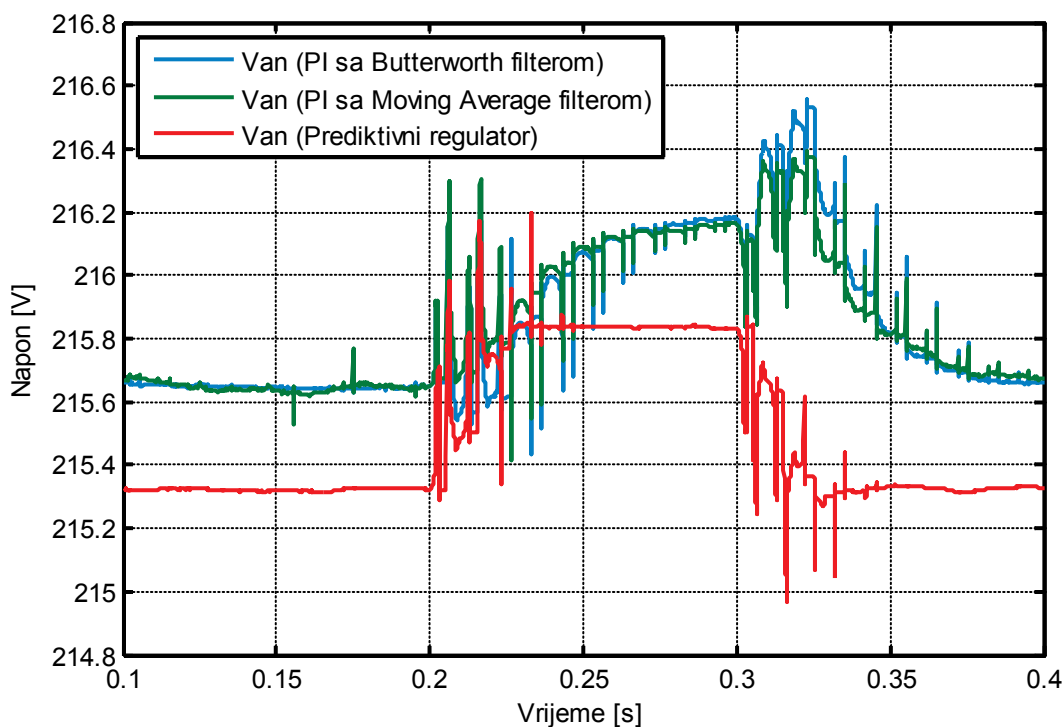
На Слици 5.59 приказане су промјене активне и реактивне снаге прве фазе након појаве пролазног кратког споја електрода, при регулацији струје лука PI регулатором са *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје лука, PI регулатором са *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје лука, и регулацији струје лука предиктивним регулатором. До кратког споја долази у тренутку $t = 0.2$ s, а електроде су кратко спојене у трајању 100 ms. У сва три случаја на Слици 5.59, референца струје је подешена на 8 A, а карактеристични однос мреже, X/R , једнак је јединици. Активна и реактивна снага одређене су помоћу блока "Active & Reactive Power" из библиотеке *SimPowerSystems*. Овај блок одређује "тренутну вриједност" активне и реактивне снаге тако што најприје одређује амплитуде основних хармоника доведеног напона и струје, а затим, на основу добијених

вриједности амплитуда основног хармоника струје и напона, одређује активну и реактивну снагу. Одређивање амплитуда основног хармоника напона и струје врши се фуријеовом анализом напона и струје на покретном прозору трајања 20 ms. Самим тим, овај блок не може прецизно да прати промјене снаге које су последица промјене амплитуда појединих импулса струје на излазу исправљача (тј. импулса струје електричног лука).



Слика 5.59. Промјене активне и реактивне снаге прве фазе при појави пролазног кратког споја електрода, при $X/R=1$.

Без обзира на то што блок за одређивање активне и реактивне снаге не може прецизно да прати промјене снаге које су последица промјене амплитуда појединих импулса струје лука, добијена информација о снази је корисна јер се на основу ње може успоставити корелација између промјена струје лука и промјена активне и реактивне снаге која се узима из мреже. На Слици 5.59 се види да су промјене активне снаге приближно једнаке у сва три симулирана случаја, што је и очекивано. Са друге стране, варијације реактивне снаге имају много мање амплитуде у случају регулације струје лука предложеним немодификованим предиктивним регулатором. Промјене ефективне вриједности фазног напона фазе a , које одговарају варијацијама снага са претходне слике, приказане су на Слици 5.60. Ефективна вриједност напона фазе a одређује се помоћу блока "RMS" из библиотеке *SimPowerSystems*. Помоћу овог блока, ефективна вриједност напона фазе a се одређује по дефиницији, на покретном прозору трајања 20 ms.

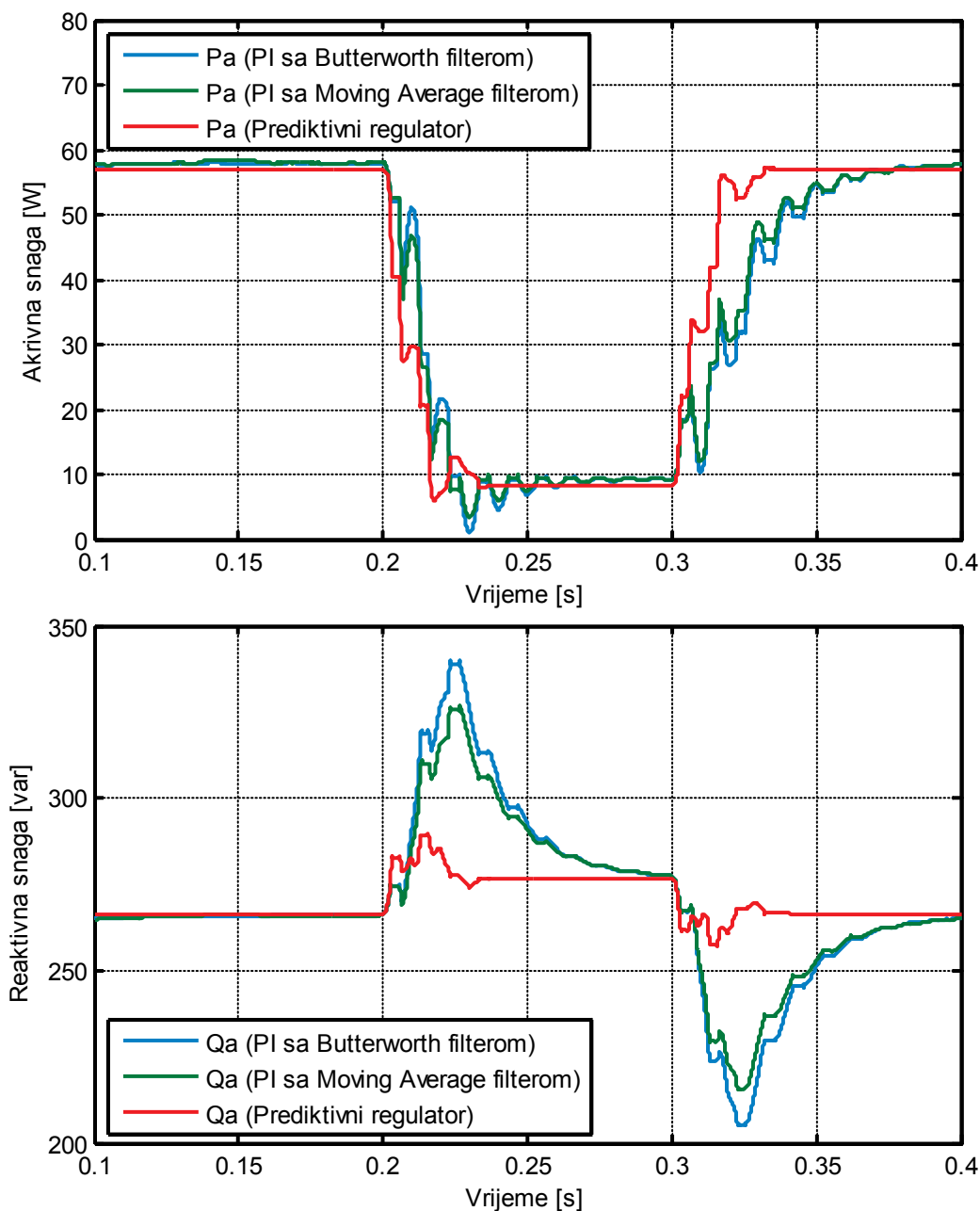


Слика 5.60. Промјене ефективне вриједности фазног напона V_{an} при појави пролазног кратког споја електрода, при $X/R=1$.

На претходној слици се види да, у сва три посматрана случаја, ефективна вриједност фазног напона прве фазе порасте након појаве пролазног кратког споја. Ово је последица мале вриједности односа X/R , због чега доминантан

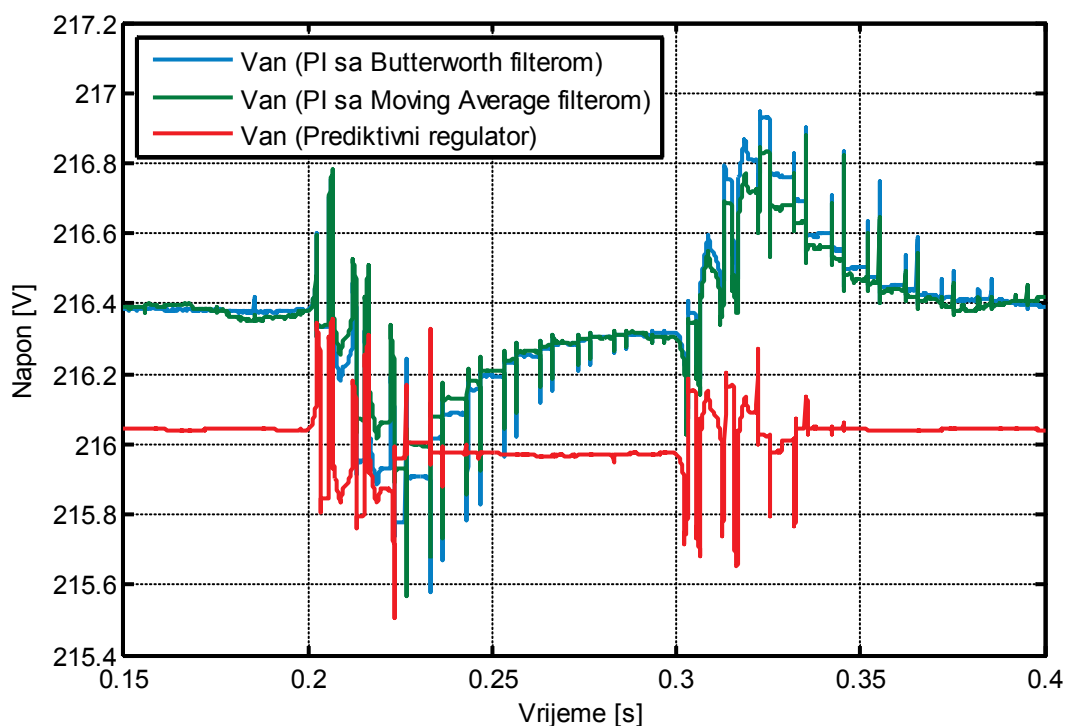
утицај на промјену фазног напона има промјена активне снаге посматране фазе, тј. члан $R \cdot \Delta P$ активне компоненте пада напона на импеданси кратког споја мреже (једначина (2.1), на страни 64). Такође, види се да су амплитуде варијација ефективне вриједности напона веће у случају регулације струје у системима са PI регулатором.

На Слици 5.61 приказане су промјене активне и реактивне снаге прве фазе након појаве пролазног кратког споја електрода, при $X/R=15$.



Слика 5.61. Промјене активне и реактивне снаге прве фазе при појави пролазног кратког споја електрода, при $X/R=15$.

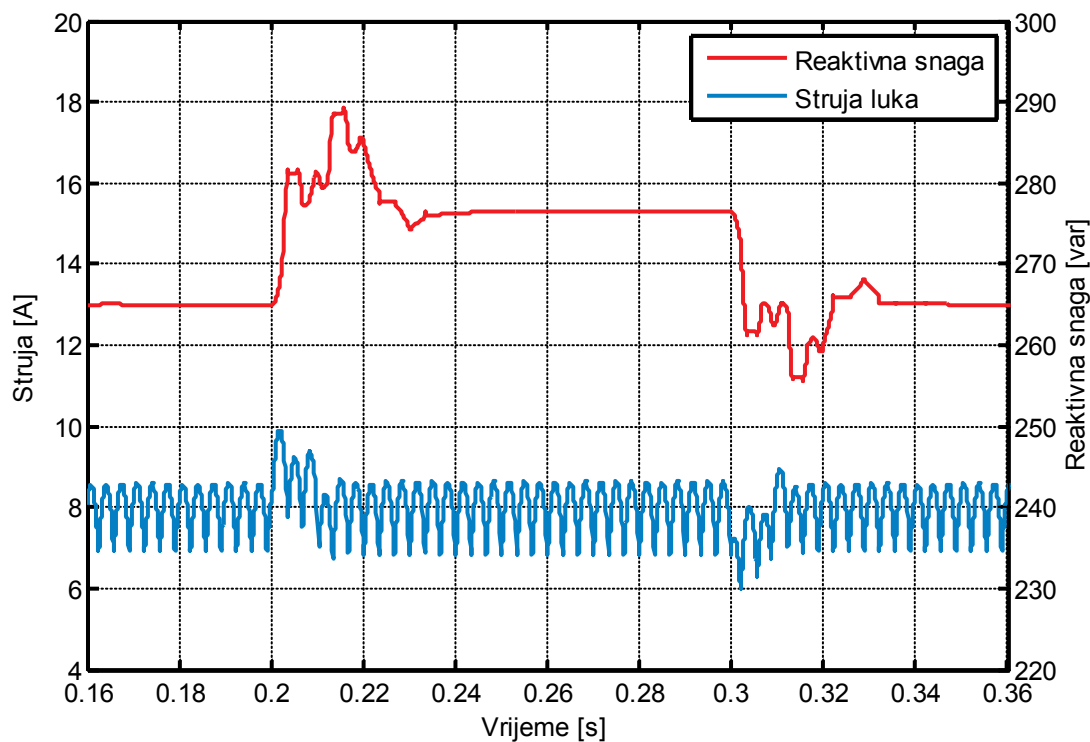
Као и на Слици 5.59, референца струје је подешена на 8 А, кратак спој се десио у тренутку $t = 0.2$ s, а електроде су кратко спојене у трајању 100 ms. Промјене активне и реактивне снаге у случају са Слике 5.61 су скоро идентичне промјенама са Слике 5.59, што је и очекивано јер се ради о истом оптерећењу при практично истим мрежним напонима. Промјене ефективне вриједности мрежног напона се, међутим, веома разликују. Промјене ефективне вриједности фазног напона прве фазе, које одговарају промјенама активне и реактивне снаге са Слике 5.61, приказане су на Слици 5.62.



Слика 5.62. Промјене ефективне вриједности фазног напона V_{an} при појави пролазног кратког споја електрода, при $X/R=15$.

Због много веће реактансе кратког споја у случају система чији фазни напон је дат на Слици 5.62 (јер је $X/R=15$), при кратком споју електрода долази до пада напона у тачки прикључења енергетског и синхронизационог трансформатора. Пад напона је, дакле, одређен првенствено чланом $X \cdot \Delta Q$ активне компоненте пада напона на импеданси кратког споја мреже (једначина (2.1), на страни 64). Такође, види се да су амплитуде промјена ефективне вриједности напона веће у случају регулације струје PI регулатором.

Случај при $X/R=1$ приближно одговара тачки у мрежи које је веома удаљена од дистрибутивног трансформатора, тј. која се из дистрибутивног трансформатора напаја преко дугачких водова. Овако мала вриједност односа X/R је у пракси тешко остварива, и може да се посматра као својеврстан гранични случај. Случај при $X/R=15$ приближно одговара тачки у мрежи која се налази релативно близу дистрибутивног трансформатора. У оба посматрана случаја, промјене ефективне вриједности фазног напона прве фазе су веће при регулацији струје лука PI регулатором. Ово практично значи да ће и проузроковани фликер бити израженији у системима са PI регулатором струје електричног лука, тј. да ће краткорочна јачина фликера, P_{st} , бити већа у случају система са PI регулатором струје лука. Поред тога, у оба посматрана случаја (при $X/R=1$ и при $X/R=15$) може да се уочи корелација између промјене струје лука (Слика 5.58) и промјене реактивне снаге која се узима из мреже (Слике 5.59 и 5.61), при кратком споју електрода. Да би се боље илустровала ова корелација у случају предложеног предиктивног регулатора, промјене струје лука и реактивне снаге, при пролазном кратком споју електрода, представљене су на Слици 5.63.



Слика 5.63. Промјене струје лука и реактивне снаге прве фазе при појави пролазног кратког споја електрода.

Пролазни кратак спој електрода настаје у тренутку $t = 0.2$ s и траје 100 ms. На Слици 5.63 примјетно је кашњење промјена реактивне снаге у односу на промјене струје лука, које је последица рада блока за мјерење снаге. На овој слици може се уочити да су промјене реактивне снаге највеће непосредно након настанка кратког споја и непосредно након поновног успостављања електричног лука, тј. у тренуцима у којима амплитуде импулса струје значајније одступају од вриједности амплитуда импулса у устаљеном стању.

5.5 Модификације предиктивног регулатора у циљу смањења варијација реактивне снаге при кратком споју електрода

Да би се варијације реактивне снаге услед варијација струје лука при кратком споју електрода додатно смањиле, неопходно је извршити модификације регулатора струје који је предложен у [120]. Као што је претходно наведено, на Слици 5.63 може да се уочи да су варијације реактивне снаге најизраженије непосредно након настанка кратког споја и непосредно након престанка кратког споја. Ове варијације се јављају због тога што прва три импулса струје након појаве кратког споја имају већу амплитуду у односу на импулсе струје прије појаве кратког споја. Такође, прва три импулса струје након поновног успостављања лука имају мању амплитуду у односу на импулсе непосредно прије поновног успостављања лука. Са друге стране, до промјене реактивне снаге би дошло и у случају примјене идеалног регулатора струје (тј. регулатора који би струју одржавао непромијењеном при појави кратког споја). Ове промјене реактивне снаге су последица наглог повећања угла управљања тиристорима, са циљем да средња вриједност напона на излазу исправљача буде приближно једнака нули. Да би се смањиле варијације реактивне снаге непосредно након настанка кратког споја и непосредно након поновног успостављања електричног лука, потребно је смањити одступања амплитуде прва три импулса струје након настанка кратког споја, као и одступања амплитуде прва три импулса струје након поновног успостављања електричног лука. Такође, потребно је смањити и варијације реактивне снаге које су последица промјене угла управљања

тиристорима непосредно након настанка кратког споја и непосредно након поновног успостављања електричног лука.

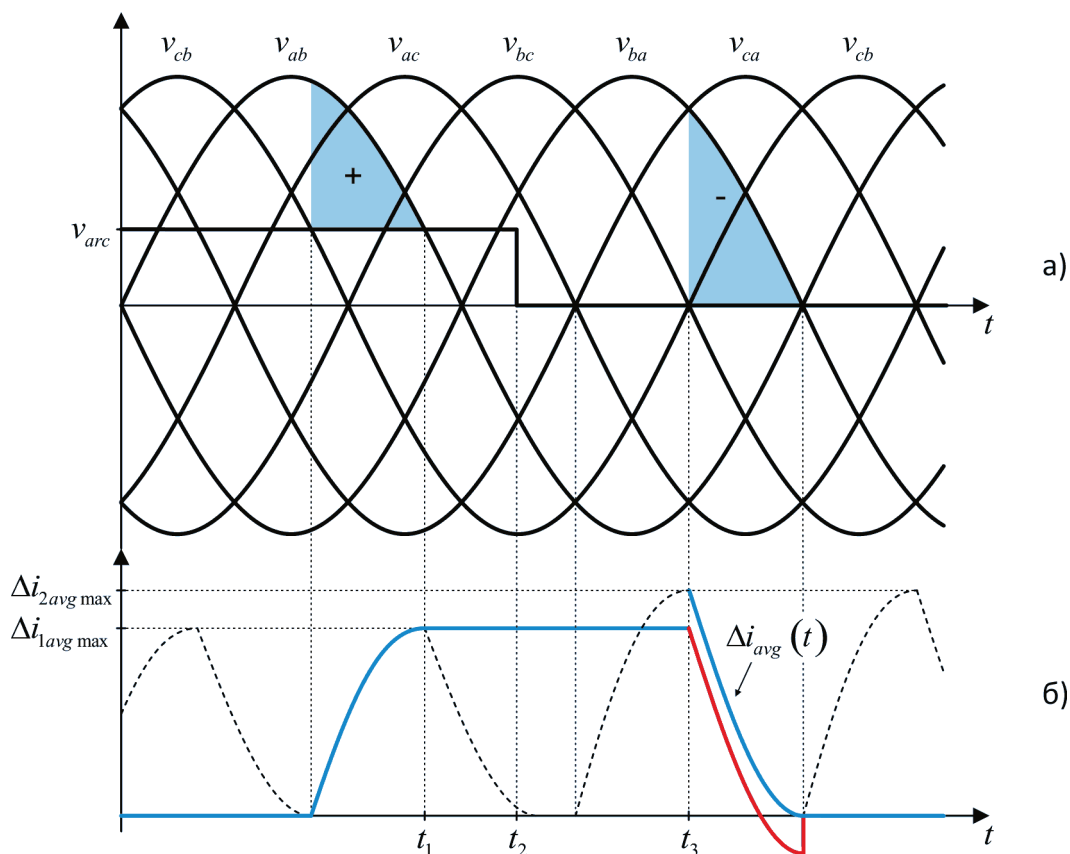
5.5.1 Модификација регулатора у циљу смањења варијација реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода

Да би се смањиле варијације реактивне снаге које настају због промјене амплитуде прва три импулса струје непосредно након настанка кратког споја и непосредно након поновног успостављања електричног лука, потребно је смањити одступања амплитуда ових импулса струје од амплитуда импулса струје који се имају у устаљеном стању које наступа након поменута три импулса струје. У општем случају, одступања амплитуде првог импулса струје након настанка кратког споја (и након поновног успостављања лука) није могуће отклонити, јер су тиристори, током чијег провођења настаје тај импулс, већ укључени. Могуће је, међутим, отклонити одступања амплитуда преостала два импулса струје након настанка кратког споја (и након поновног успостављања лука по престанку кратког споја).

Одступања амплитуда импулса струје непосредно након настанка или престанка кратког споја електрода настају због погрешно процијењеног очекиваног расположивог прираштаја струје лука. Ово је илустровано Сликом 5.64, на којој су приказани карактеристични таласни облици у околини тренутка у којем долази до кратког споја електрода. За потребе објашњења узрока одступања амплитуда импулса струје, на Слици 5.64 је усвојено да је напон електричног лука константан.

На Слици 5.64 се види да је максимални очекивани расположиви прираштај струје лука, $\Delta i_{1avg\ max}$, одређен прије кратког споја електрода (у тренутку t_1), на основу разлике линијског напона v_{ab} и напона лука, v_{arc} . Овај максимални расположиви прираштај струје лука сразмјеран је са плавом површином означеном знаком "+". Кратак спој електрода настаје у тренутку t_2 , тј. напон лука у овом тренутку постаје једнак нули. Настанком кратког споја, максимални очекивани расположиви прираштај струје лука се повећао, и сразмјеран је са

плавом површином која је означена знаком "-". Према томе, коло за одређивање расположивог прираштаја струје сада има погрешну информацију о максималном очекиваном расположивом прираштају струје лука. Коло наине "види" максимални расположиви прираштај струје лука који је мањи од стварног (коло очекује прираштај који је сразмјеран са "+" површином, а стварни прираштај је сразмјеран са "-" површином).



Слика 5.64. Одређивање очекиваног расположивог прираштаја струје лука након кратког споја електрода: а) напони мреже и напон лука, б) очекивани расположиви прираштај струје лука

Према томе, коло за одређивање очекиваног расположивог прираштаја струје лука ће, почев од тренутка t_3 , од плаве површине означене са "+" почети да одузима плаву површину са знаком "-", одређујући на тај начин очекивани расположиви прираштај струје у тренутку до кога се дошло са интеграцијом. На овај начин добија се црвена линија на Слици 5.64 б). С обзиром на то да површина означена са "-" одговара већем максималном очекиваном прираштају струје лука

($\Delta i_{2,avg \max}$), црвена линија на Слици 5.64 б) не представља очекивани расположиви прираштај струје лука, $\Delta i_{avg}(t)$. Очекивани расположиви прираштај струје представљен је плавом линијом на Слици 5.64 б). Слична ситуација се има при престанку кратког споја, с тим да ће при престанку кратког споја регулатор да "види" већи максимални очекивани прираштај струје лука од стварног.

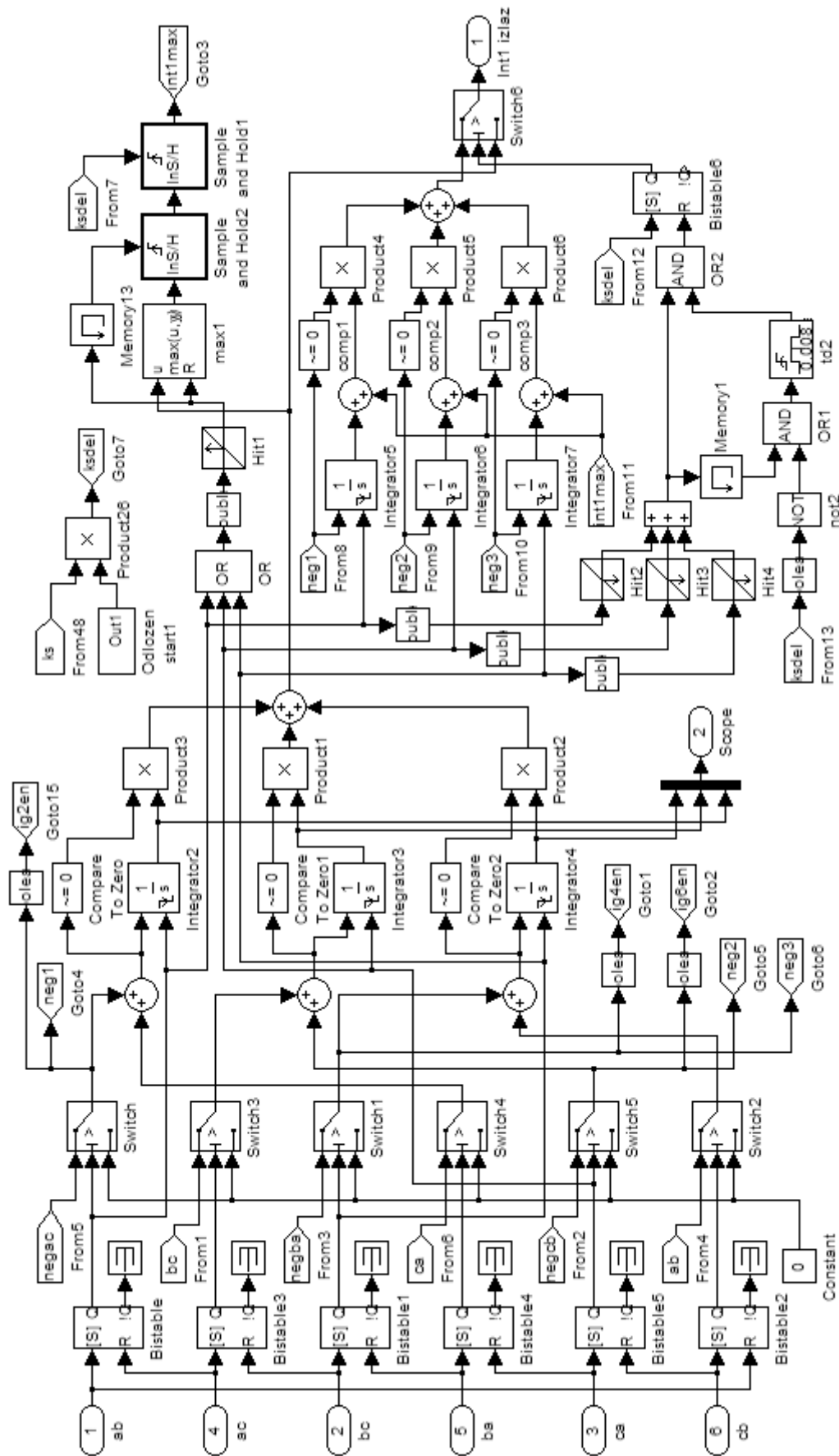
Према томе, да би се смањиле варијације импулса струје непосредно након настанка кратког споја као и непосредно након поновног успостављања лука, потребно је обезбиједити да коло за одређивање очекиваног расположивог прираштаја струје у сваком тренутку располаже са тачном информацијом о максималном очекиваном расположивом прираштају струје.

Имајући у виду да је при кратком споју електрода напон на крајевима електрода приближно једнак нули, могуће је у сваком тренутку одредити очекивани максимални расположиви прираштај струје лука који ће се имати при кратком споју електрода, јер је он тада сразмјеран интегралу линијског напона у одговарајућим границама. Интеграција линијског напона се врши између два сусједна проласка линијских напона кроз нулу (из позитивних вриједности ка негативним), као што је илустровано одређивањем плаве "-" површине на Слици 5.64 а).

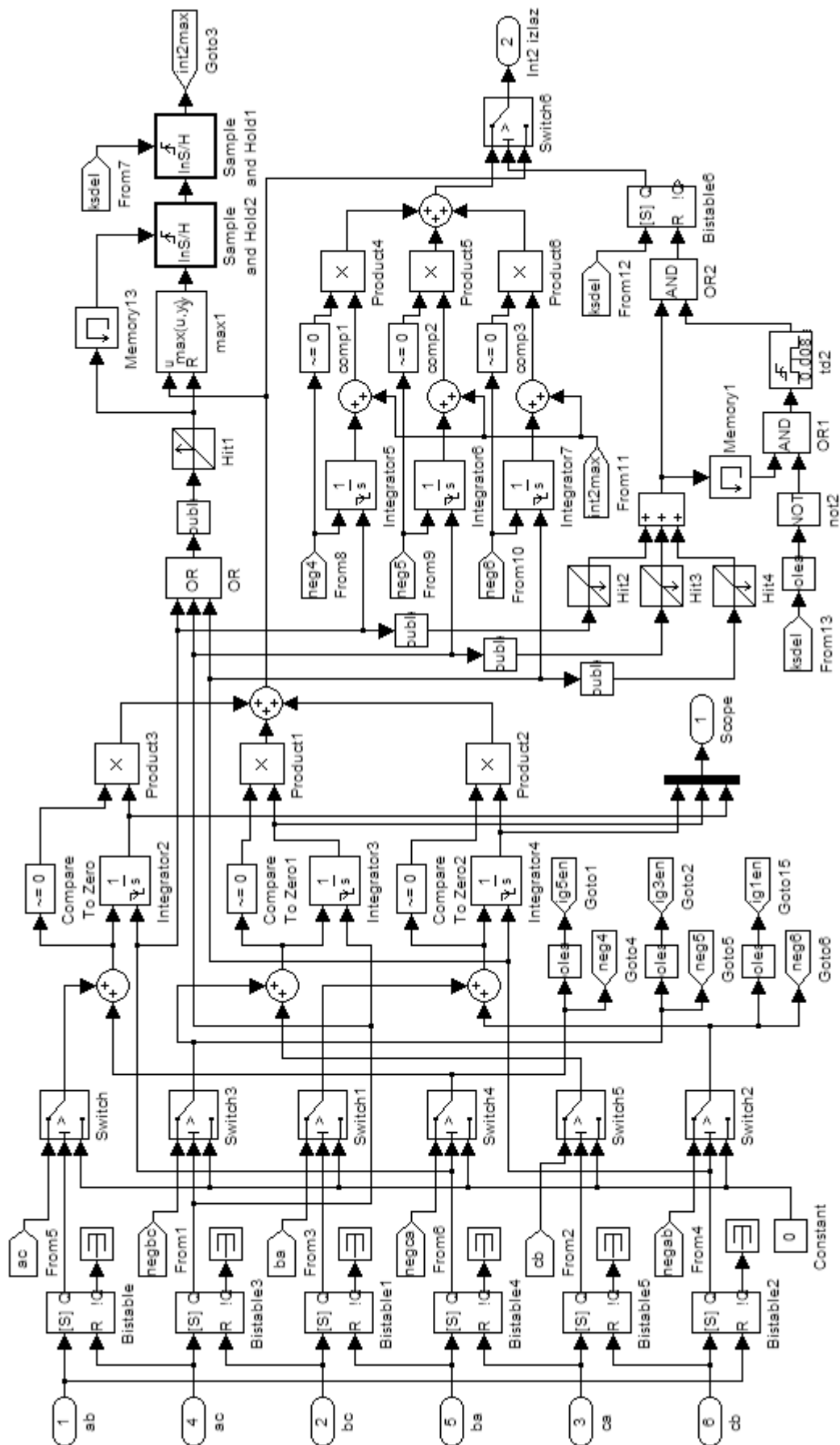
У алгоритам регулатора су због тога уведени додатни интегратори, помоћу којих се у сваком тренутку одређује очекивани расположиви прираштај струје лука при кратком споју. Након детектованог кратког споја електрода, тиристори бивају укључени када збир очекиваног расположивог прираштаја струје из ових интегратора и тренутне вриједности струје лука постане једнак референци струје. Дакле, у току кратког споја електрода, у алгоритму се користи очекивани расположиви прираштај струје лука из ових интегратора, а не из интегратора у којима се расположиви прираштај струје рачуна на основу разлике линијских напона и напона лука. Наравно, излази из интегратора у којима се расположиви прираштај струје рачуна на основу разлике линијских напона и напона лука ће након половине периоде мрежног напона (од тренутка настанка кратког споја) постати једнаки излазима интегратора којима се расположиви прираштај струје одређује при кратком споју електрода. Кратак спој електрода детектује се када напон лука опадне испод одређене вриједности.

На сличан начин, у тренутку непосредно након престанка кратког споја електрода, регулатор ће да "види" већи максимални очекивани прираштај струје лука од стварног, јер је претходно максимални очекивани прираштај струје лука одређен при нултом напону лука. Елиминација варијација амплитуда импулса струје је знатно компликованија у овом случају, јер је немогуће предвидјети колики ће бити напон лука при поновном успостављању лука након кратког споја. Самим тим, немогуће је унапријед предвидјети колики ће бити максимални очекивани расположиви прираштај струје лука након поновног успостављања лука. Због тога је усвојено компромисно рјешење, тј. претпостављено је да ће се напон лука успоставити на ону вриједност коју је имао прије настанка кратког споја. Самим тим, максимални очекивани расположиви прираштај струје лука након поновног успостављања лука биће једнак максималном очекиваном расположивом прираштају струје лука који се имао прије настанка кратког споја електрода. Овим приступом се у потпуности елиминишу одступања импулса струје при поновном успостављању струје лука након кратког споја, ако се напон лука успоставља на приближно исту вриједност коју је имао прије настанка кратког споја. Одступања импулса ће бити већа у случају када се напон новоуспостављеног лука више разликује од напона лука који се имао прије кратког споја електрода. За реализацију ове идеје неопходно је да се у тренутку у коме дође до кратког споја електрода запамти максимални очекивани расположиви прираштај струје лука који одговара напону лука прије настанка кратког споја. По престанку кратког споја, очекивани расположиви прираштај струје лука ће да се одређује полазећи од овог максимума.

У циљу реализације ове модификације алгоритма, поред нових интегратора којим се одређује очекивани расположиви прираштај струје у току кратког споја електрода, извршене су измјене и у постојећим интеграторима напона (чији блок дијаграми су представљени на Сликама 5.21 и 5.23). Блок дијаграм подсистема интегратора, који је добијен након измјена у подсистему "Integrator1" са Сlike 5.21, представљен је на Слици 5.65. На сличан начин су извршене и измјене у подсистему "Integrator2" (представљеном на Слици 5.23). Измијењени подсистем "Integrator2" представљен је на Слици 5.66.



Слика 5.65. Блок дијаграм модификованог подсистема "Integrator1".



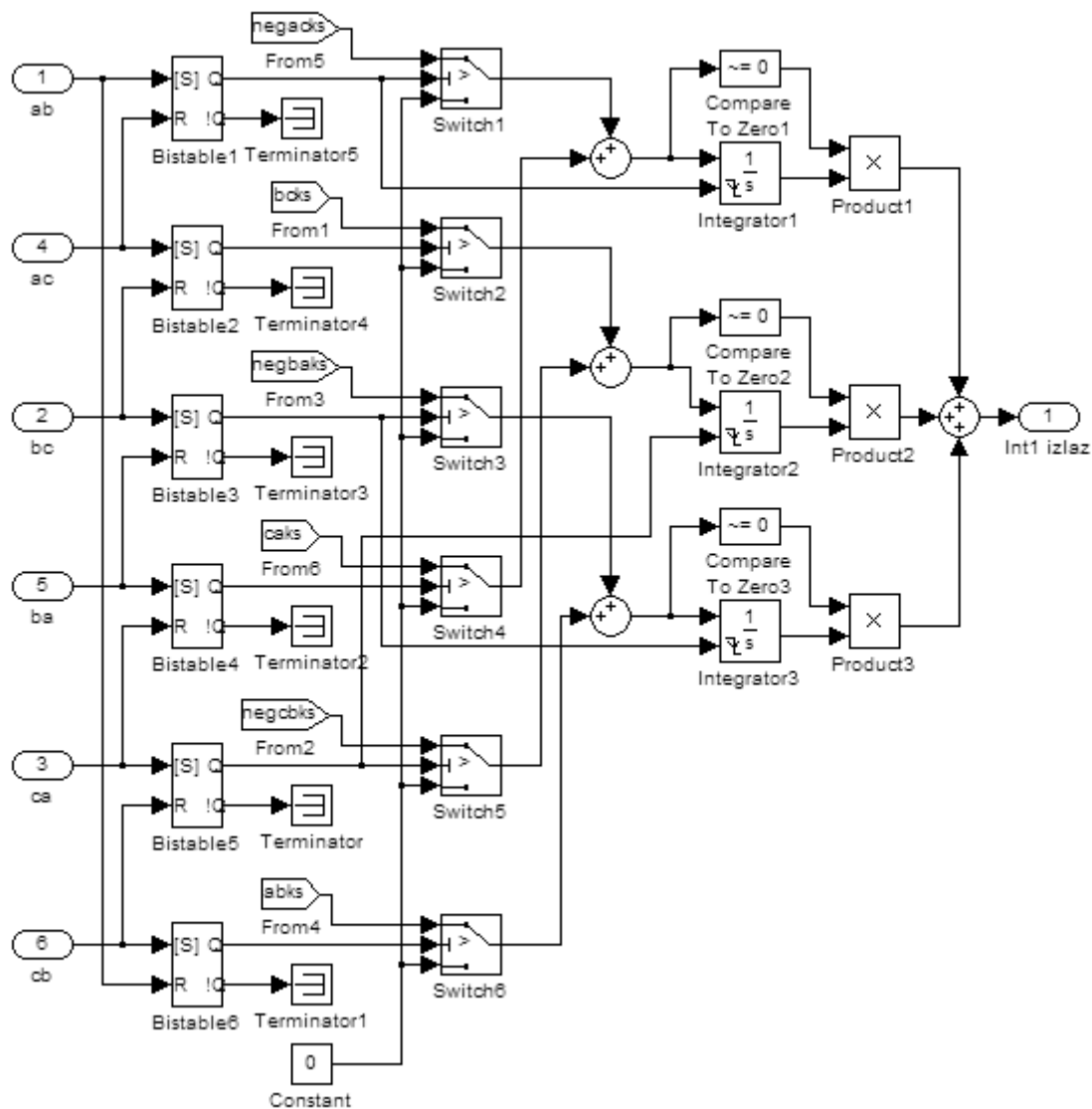
Слика 5.66. Блок дијаграм модификованог подсистема "Integrator2".

Блокови "Sample and hold1" и "Sample and hold2", на Сликама 5.65 и 5.66, омогућавају да се у тренутку настанка кратког споја (када сигнал "ksdel" постане једнак логичкој јединици) запамти максимални очекивани расположиви прираштај струје лука, који се имао прије настанка кратког споја електрода. Максимални очекивани расположиви прираштај струје лука, који се имао прије кратког споја електрода, памти се колом "max1". Ово коло се ресетује у истим тренуцима у којима се ресетују и интегратори напона. Сигнал "ksdel" постаје једнак јединици када напон лука опадне испод 5 V. У осталим случајевима овај сигнал једнак је нули. Интегратори "Integrator5" - "integrator7", на Сликама 5.65 и 5.66, служе за одређивање очекиваног расположивог прираштаја струје лука у тренуцима непосредно након престанка кратког споја електрода. На основу излаза из ових интегратора, врше се два укључења тиристорâ, након детектованог престанка кратког споја. Односно, прва следећа два тиристора, који се укључују након престанка кратког споја, укључују се на основу очекиваног расположивог прираштаја из ових интегратора. Ово је реализовано помоћу флип-флопа "Bistable6", чијим излазом се командује који од улаза селектора "switch6" ће да се прослиједи као излаз подсистема интегратора. На овај начин се обезбјеђује да се, након престанка кратког споја, очекивани расположиви прираштај струје одреди полазећи од максималног очекиваног прираштаја који се имао прије настанка кратког споја

Блок дијаграми подсистема "Int1 KS" и "Int2 KS", помоћу којих се рачуна очекивани расположиви прираштај струје лука при кратком споју електрода, представљени су на Сликама 5.67 и 5.68. Као улазне величине, ови подсистеми користе линијске напоне умањене за падове напона на два укључена тиристора. Ови напони означени су са "хуks" и "negхуks" (гдје је ху ознаке линијског напона), и генеришу се у подсистему "Int напонi KS", чији блок дијаграм је приказан на Слици 5.69. Сигнал "comp" у подсистему "Int напонi KS" представља падове напона на укљученим тиристорима, а генерише се у подсистему "Коло за синхронизацију", приказаном на Слици 5.19, на страни 191.

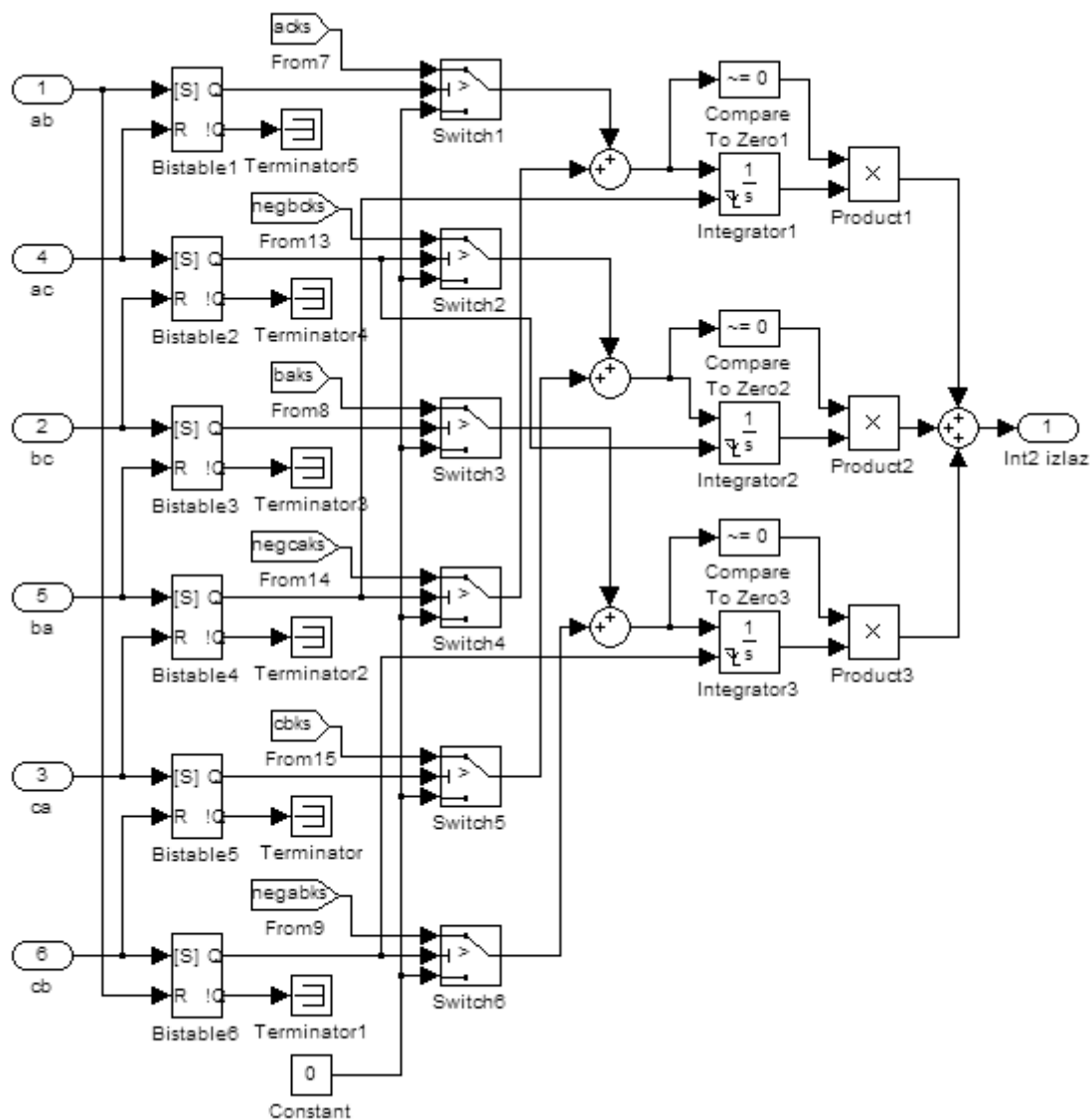
Детекција проласка кроз нулу разлике линијских напона и компензациони напон "comp", из позитивних ка негативним вриједностима, врши се у подсистему "Sync KS", чији блок дијаграм је представљен на Слици 5.70.

Подсистеми "Filt Cross1" – "Filt Cross6" служе за правилну детекцију проласка синхронизационих напона кроз нулу, а њихов блок дијаграм приказан је на Слици 5.16, на страни 188.

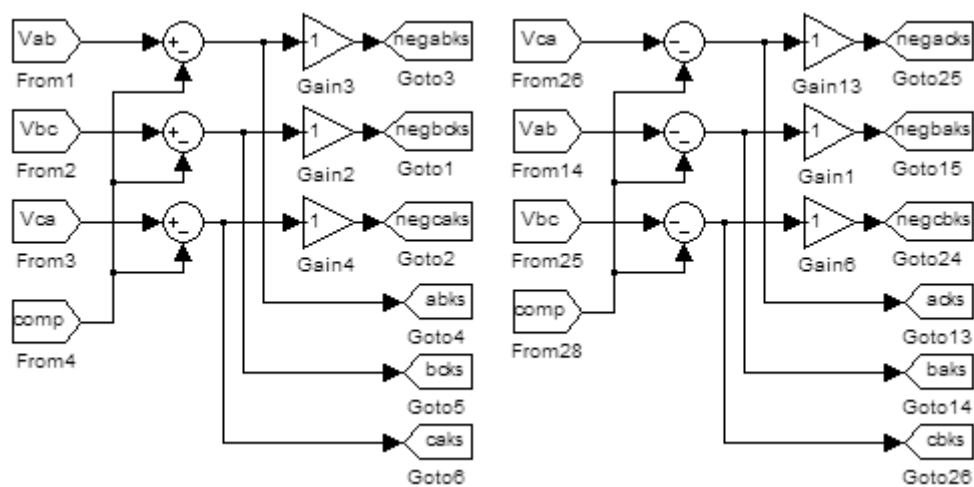


Слика 5.67. Блок дијаграм подсистема "Int1 KS".

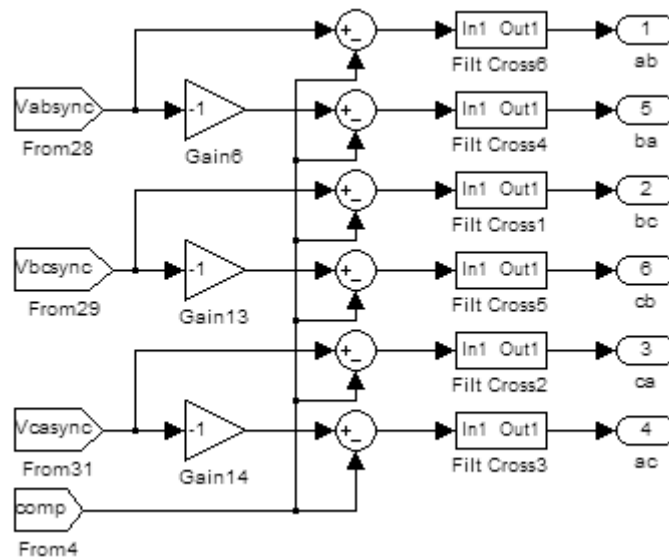
У случају када се деси кратак спој електрода, регулатор ће да користи очекиване расположиве прираштаје који се добијају из подсистема "Int1 KS" и "Int2 KS". У случају када нема кратког споја електрода, користе се очекивани расположиви прираштаји из модификованих подсистема "Integrator1" и "Integrator2". На овај начин обезбијеђено је да регулатор у сваком тренутку располаже са тачном информацијом о очекиваном расположивом прираштају струје лука.



Слика 5.68. Блок дијаграм подсистема "Int2 KS".

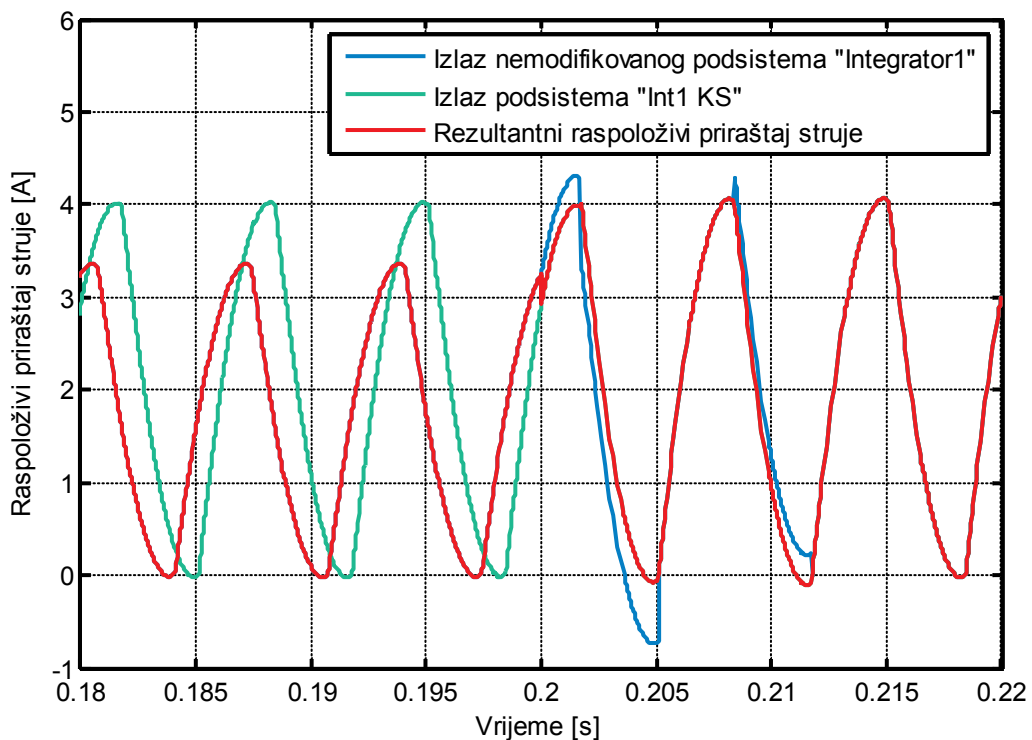


Слика 5.69. Блок дијаграм подсистема "Int naponi KS".



Слика 5.70. Блок дијаграм подсистема "Sync KS".

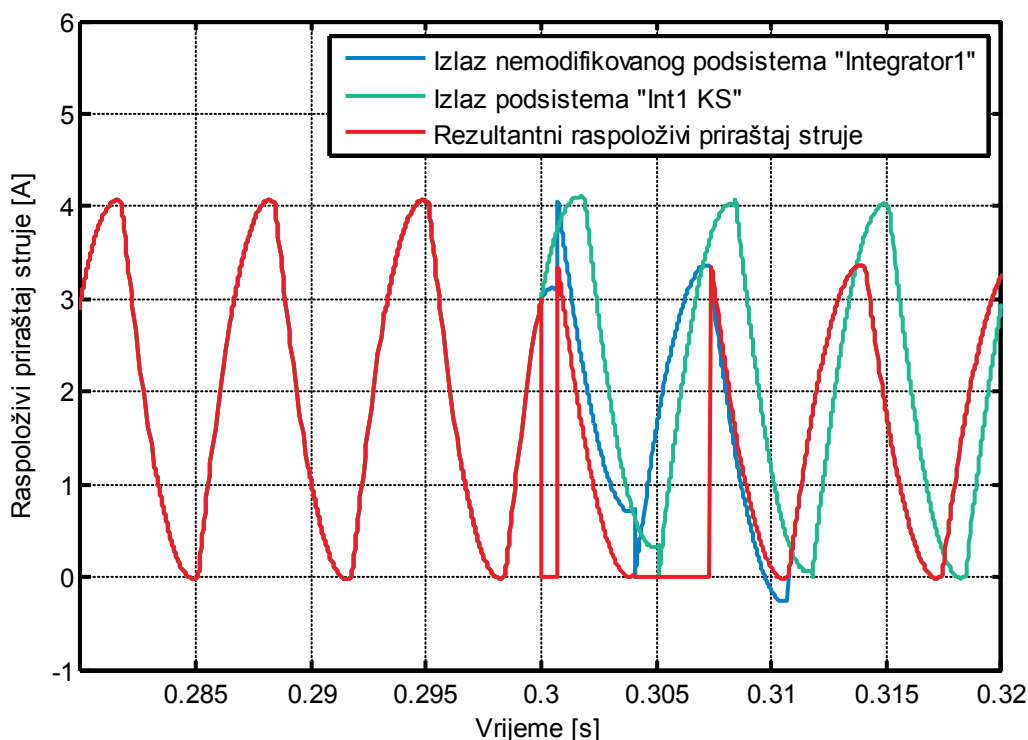
На Сlici 5.71 приказани су излази немодификованог подсистема "Integrator1", подсистема "Int1 KS", као и резултантни расположиви прираштај струје лука који се добија из излаза подсистема "Int1 KS" или из модификованог подсистема "Integrator1", у зависности од тога да ли се десио кратак спој или не.



Слика 5.71. Излаз немодификованог подсистема "Integrator1", подсистема "Int1 KS", и резултантни прираштај струје, при кратком споју у $t = 0.2$ s.

Таласни облици су приказани у околини тренутка $t = 0.2 \text{ s}$, у којем је дошло до кратког споја електрода. Референца струје је подешена на 8 А. На Слици 5.71 се види да, у тренутку настанка кратког споја електрода, резултантни очекивани расположиви прираштај струје лука постаје једнак расположивом прираштају струје који се има при краткој споју. Такође, види се да у току следећа два укључења тиристора, почев од тренутка настанка кратког споја, немодификовани подсистем "Integrator1" погрешно одређује расположиви прираштај струје лука.

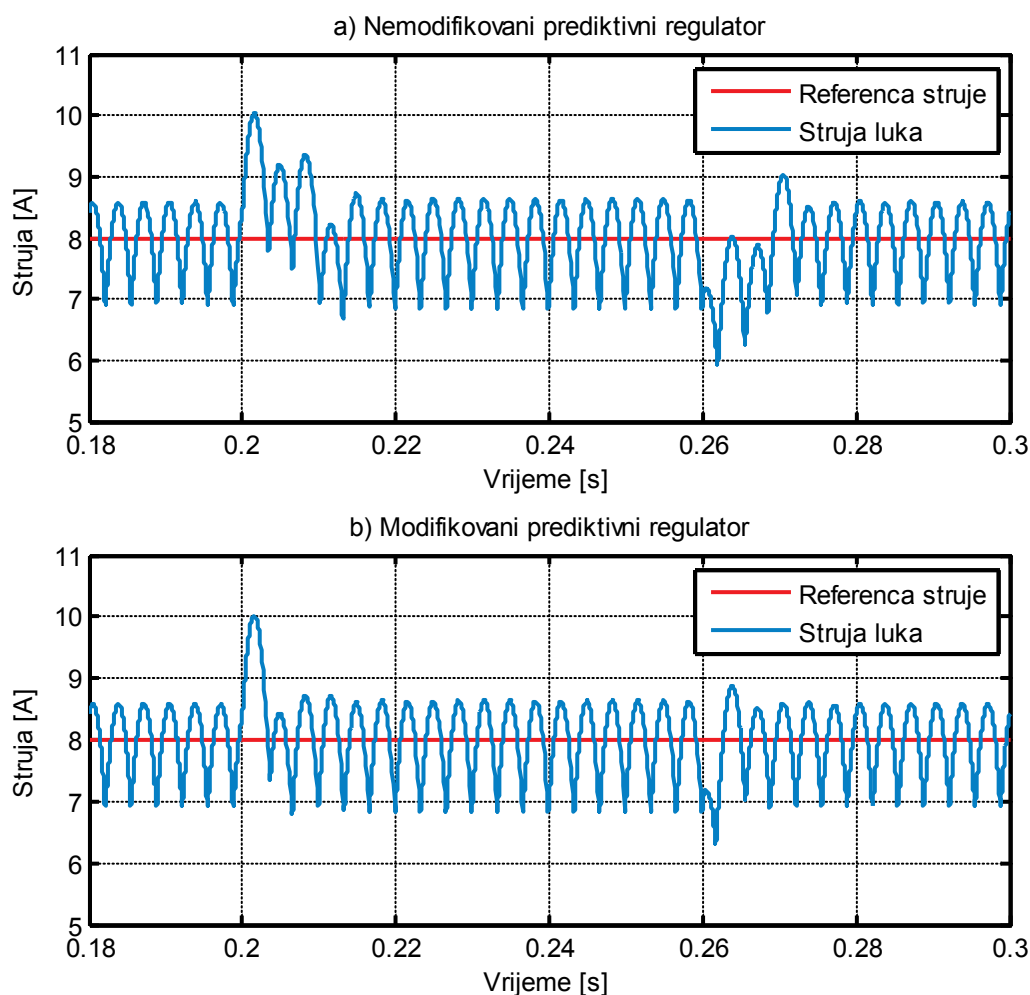
На Слици 5.72 су приказани излази немодификованог подсистема "Integrator1", подсистема "Int1 KS", као и резултантни расположиви прираштај струје лука који се добија из излаза подсистема "Int1 KS" или из модификованог подсистема "Integrator1", у околини тренутка $t = 0.3 \text{ s}$, у којем је дошло до поновног успостављања електричног лука. Референца струје је и у овом случају подешена на 8 А. Као и на претходној слици, на Слици 5.72 се види да немодификовани подсистем "Integrator1" погрешно одређује расположиви прираштај струје лука непосредно након престанка кратког споја електрода.



Слика 5.72. Излаз немодификованог подсистема "Integrator1", подсистема "Int1 KS", и резултантни прираштај струје, при престанку кратког споја електрода у тренутку $t = 0.3 \text{ s}$.

За наредна два укључења тиристора (рачунајући од тренутка престанка кратког споја електрода), очекивани расположиви прираштај струје се рачуна полазећи од запамћеног максималног расположивог прираштаја који се имао прије настанка кратког споја електрода. У случају приказаном на Слици 5.72, лук се након кратког споја успоставио тако да је напон на крајевима електрода био једнак напону на крајевима електрода који се имао прије настанка кратког споја.

На Слици 5.73 приказани су таласни облици струје електричног лука у систему са немодификованим и систему са модификованим предиктивним регулатором. У оба случаја, референца струје је подешена на 8 А, а пролазни кратак спој у трајању 60 ms се десио у тренутку $t = 0.2$ s.



Слика 5.73. Референца струје и струја лука за немодификовани и модификовани предиктивни регулатор.

На претходној слици се види да, у случају модификованог предиктивног регулатора, прелазни процеси при настанку и престанку кратког споја електрода практично имају трајање једног импулса струје. С обзиром на претходно уочену корелацију између промјена реактивне снаге и варијација струје лука непосредно по настанку кратког споја електрода и непосредно по престанку кратког споја електрода, може се очекивати да ће представљена модификација регулатора довести до смањења промјена реактивне снаге усљед прелазних процеса при краткој споју електрода.

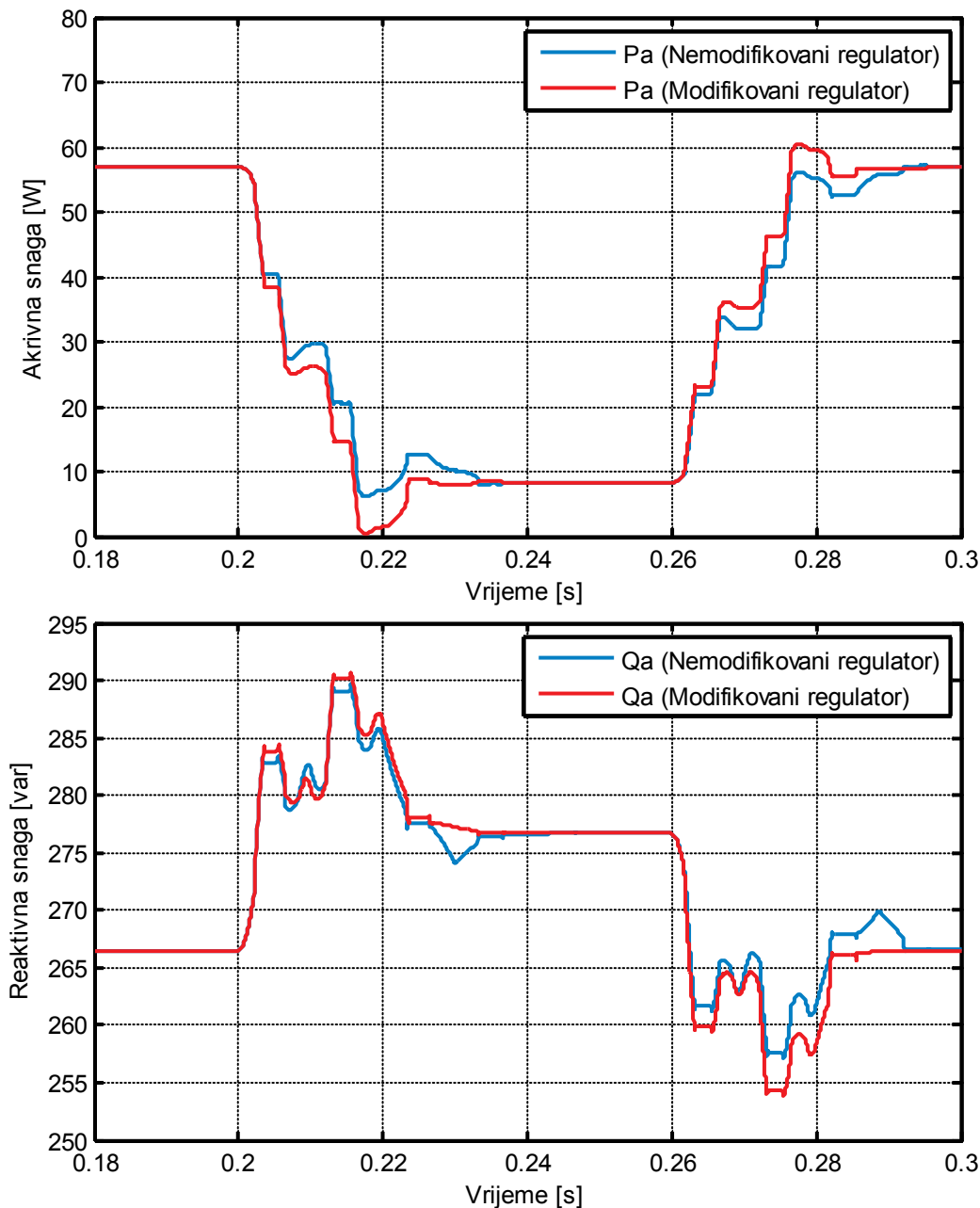
На Слици 5.74 су представљене промјене активне и реактивне снаге прве фазе у систему са немодификованим и у систему са модификованим предиктивним регулатором, које одговарају промјенама струје са Слике 5.73. Активна и реактивна снага одређене су помоћу блока "Active & Reactive Power" из библиотеке *SimPowerSystems*. Као и у случају са Слика 5.59 и 5.61, и у овом случају важи напомена да блок "Active & Reactive Power" не може прецизно да прати промјене снаге које су последица промјене амплитуда појединих импулса струје на излазу исправљача (тј. импулса струје електричног лука). Симулације су вршене при $X/R=15$.

На Слици 5.74 се види да су промјене активне снаге мало интензивније у току прелазног процеса у случају модификованог регулатора. С тим у вези, може се очекивати да ће при малим вриједностима односа X/R промјене напона бити мало израженије у случају система са модификованим регулатором.

Промјене реактивне снаге су такође веома сличне у оба анализирана случаја и најизраженије су у тренуцима непосредно након настанка и након престанка кратког споја електрода. Међутим, због мањих промјена реактивне снаге на крају прелазног процеса, може се очекивати да ће при већим вриједностима односа X/R промјене напона мреже бити мало израженије у случају система са немодификованим регулатором. На Слици 5.74 такође може да се уочи и промјена нивоа реактивне снаге при краткој споју електрода. Ова промјена је последица повећања угла управљања тиристорима у току кратког споја електрода.

Промјене ефективне вриједности фазног напона фазе a , које одговарају промјенама снага са Слике 5.74, приказане су на Слици 5.75. Ефективна

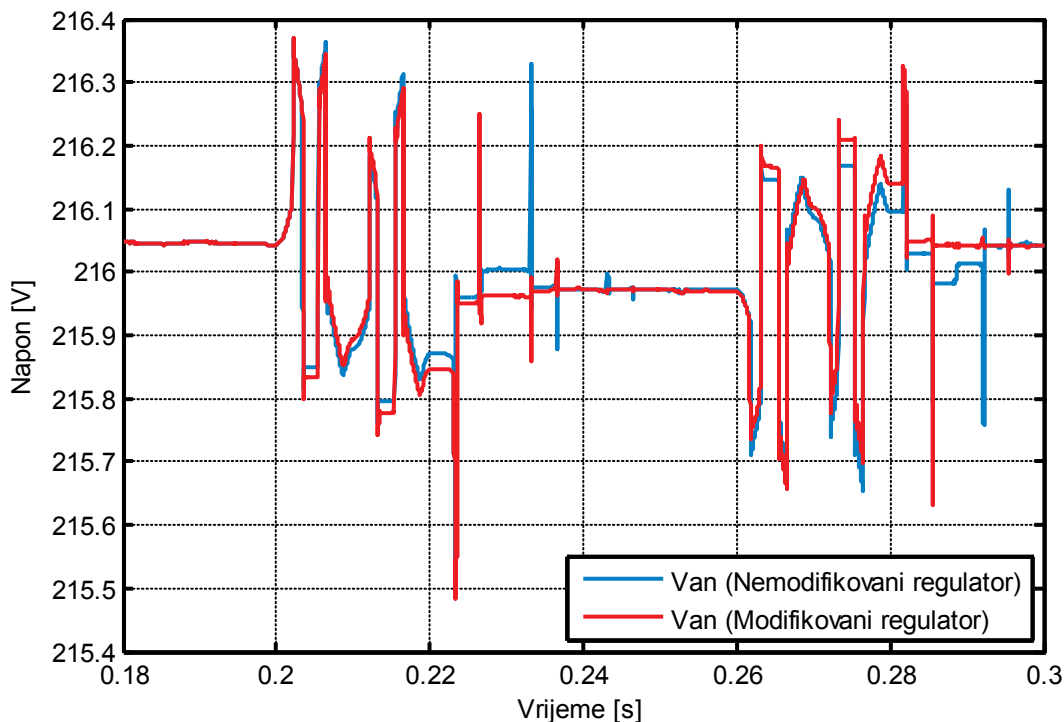
вриједност напона фазе a одређена је помоћу блока "RMS" из библиотеке *SimPowerSystems*. Помоћу овог блока, ефективна вриједност напона фазе a се одређује по дефиницији, на покретном прозору трајања 20 ms.



Слика 5.74. Промјене активне и реактивне снаге прве фазе у систему са немодификованим и у систему са модификованим предиктивним регулатором, при $X/R=15$.

На Слици 5.75 може се уочити да су амплитуде варијација ефективне вриједности напона приближно једнаке за оба анализирана случаја. Значајнија

разлика је уочљива једино пред крај прелазног процеса након настанка и престанка кратког споја, гдје су промјене ефективне вриједности фазног напона V_{an} мање у случају модификованог регулатора.



Слика 5.75. Промјене ефективне вриједности фазног напона V_{an} при појави пролазног кратког споја електрода, при $X/R=15$.

5.5.2 Модификација регулатора промјеном референце струје у току прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода

Овом модификацијом се при детекцији настанка и престанка кратког споја електрода врши промјена референце струје у циљу смањења промјена активне и реактивне снаге која се узима из мреже.

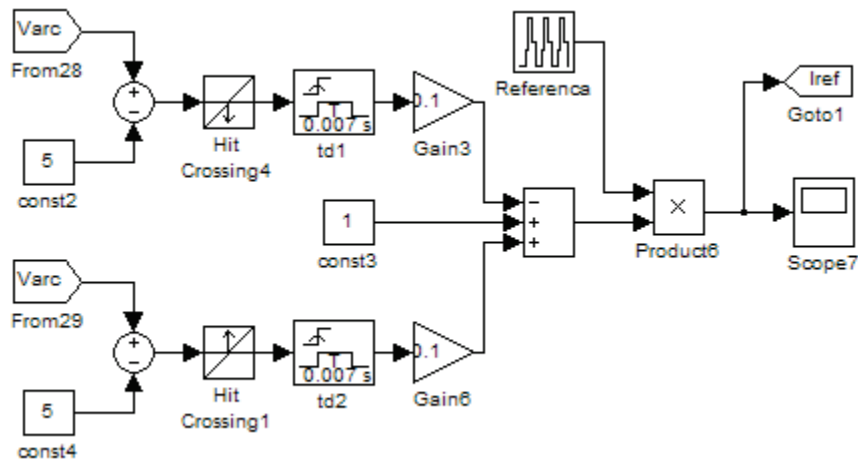
Наиме, у претходном одјелку је наведено да одступања амплитуде првог импулса струје након настанка кратког споја (и након поновног успостављања електричног лука) није могуће отклонити, јер су тиристорни, током чијег провођења настаје тај импулс, већ укључени. Одступања амплитуда преостала два импулса струје након настанка кратког споја (и након поновног успостављања лука) могу се отклонити промјеном референце струје, након што се детектује

настанак кратког споја електрода (и након што се детектује поновно успостављање лука). Промјена референце треба да буде извршена у трајању које је мање од трајања једне полупериоде мрежних напона, да би имала утицај само на поменута преостала два импулса. У складу с тим, може се усвојити да ова промјена траје 7 ms. Оваква промјена референце струје има исти ефекат као промјена очекиваног расположивог прираштаја струје (који се мијења због промјене напона на пригушници при настанку и престанку кратког споја електрода), али је много једноставнија за имплементацију. Према томе, ова модификација представља поједностављену варијанту претходно анализираних модификација.

Да би се минимизирало повећање амплитуде импулса струје након настанка кратког споја, потребно је смањити референцу струје, у трајању од 7 ms, почев од тренутка настанка кратког споја. Да би се минимизирало смањење амплитуде импулса струје након престанка кратког споја, потребно је повећати референцу струје, у трајању од 7 ms, почев од тренутка престанка кратког споја. Симулацијама је утврђено да промјена референце струје за 10% даје добре резултате. Према томе, да би се минимизирало повећање амплитуде импулса струје након настанка кратког споја електрода, потребно је смањити референцу струје за 10%, у трајању од 7 ms, почев од тренутка настанка кратког споја. Слично, да би се минимизирало смањење амплитуде импулса струје након престанка кратког споја, потребно је повећати референцу струје за 10%, у трајању од 7 ms, почев од тренутка престанка кратког споја.

Промјена референце струје, након појаве (или престанка) кратког споја електрода, реализована је у моделу система помоћу кола чији блок дијаграм је приказан на Слици 5.76. Детекција настанка или престанка кратког споја врши се поређењем напона електричног лука са напоном 5V. Блоковима "td1" и "td2" уноси се кашњење од 7 ms. Блок "Hit Crossing4" детектује настанак кратког споја. Након детектованог настанка кратког споја, референца струје се множи коефицијентом 1.1, у трајању од 7 ms. На сличан начин, блок "Hit Crossing1" детектује престанак кратког споја, тј. поновно успостављање електричног лука између електрода. Након детектованог престанка кратког споја, референца струје се множи коефицијентом 0.9, у трајању од 7 ms. Наведена модификација

регулационог алгоритма омогућава додатно смањење промјена активне и реактивне снаге приликом појаве кратког споја електрода.

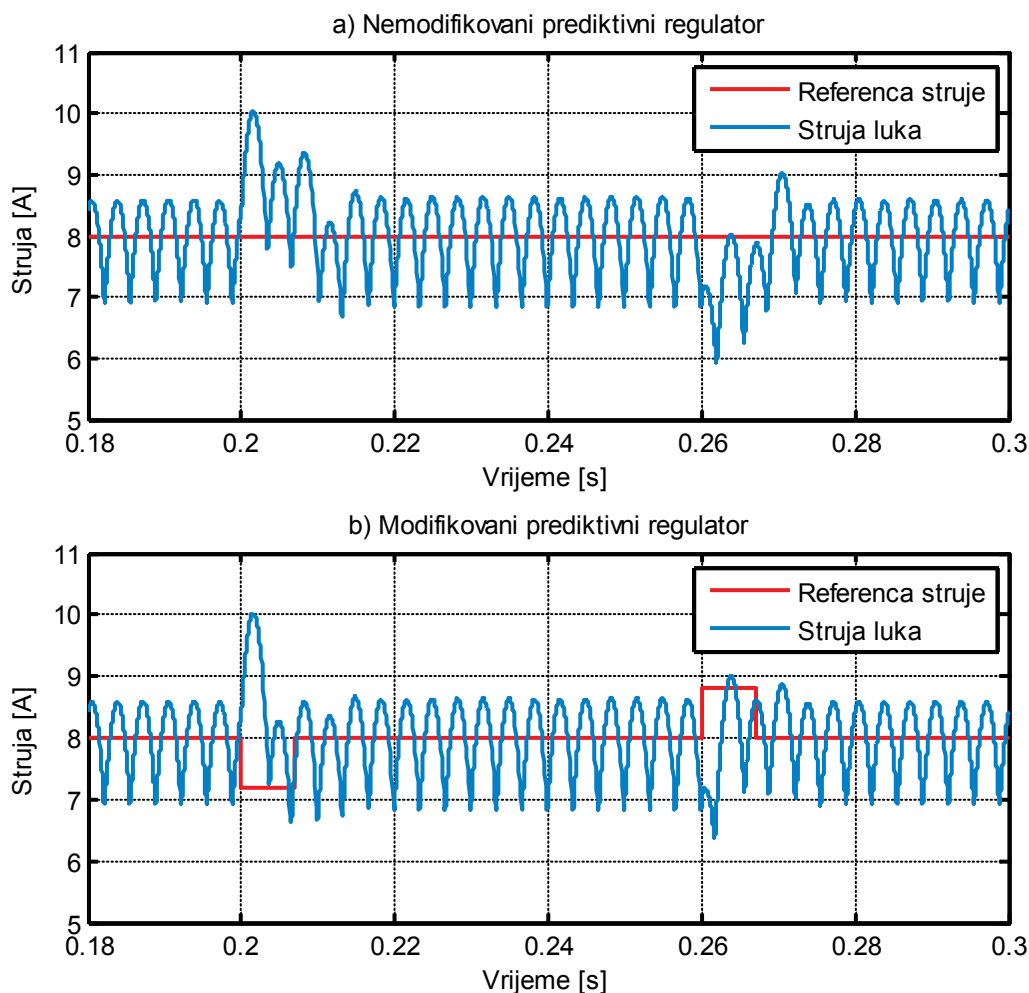


Слика 5.76. Блок дијаграм кола за промјену референце струје лука при настанку (или престанку) кратког споја електрода.

На Слици 5.77 упоредно су приказани резултати симулације система прије модификације и система након модификације регулатора. Резултати су приказани за случај пролазног кратког споја, који настаје у тренутку $t = 0.2$ s и траје 60 ms. На слици се види да су одступања амплитуде првог импулса струје након појаве кратког споја и првог импулса струје након престанка кратког споја, практично непромијењена. Такође, види се да су у случају модификованог регулатора, одступања амплитуда преосталих импулса струје мања, у односу на немодификовани регулатор. На основу таласних облика струје лука, приказаних на Слици 5.77, може се очекивати да ће промјене активне и реактивне снаге бити мање у случају модификованог регулатора.

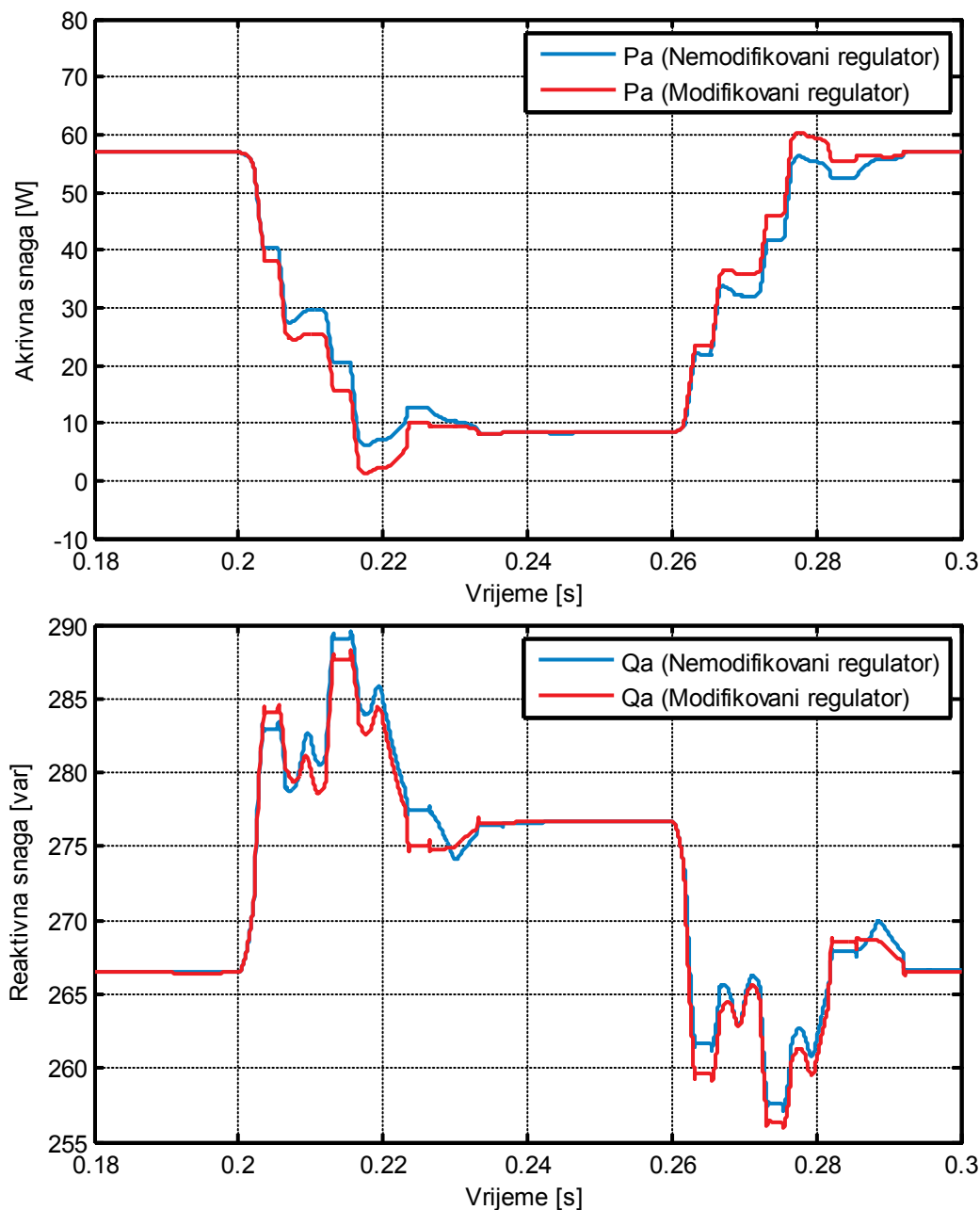
На Слици 5.78 приказане су промјене активне и реактивне снаге прве фазе након појаве пролазног кратког споја електрода, при регулацији струје лука немодификованим и модификованим предиктивним регулатором. Активна и реактивна снага одређене су помоћу блока "Active & Reactive Power" из библиотеке *SimPowerSystems*. До кратког споја долази у тренутку $t = 0.2$ s, а електроде су кратко спојене у трајању 60 ms. У оба случаја на Слици 5.78, референца струје је подешена на 8 A, а карактеристични однос мреже, $X/R=15$. Промјене снага које су приказане на Слици 5.78 су веома сличне у оба посматрана

случаја, што је дјелимично последица и начина на који функционише блок за мјерење снага (тј. недовољно брзог одзива овог блока). На Слици 5.78 може се уочити да су промјене активне снаге чак веће у случају модификованог регулатора, што би могло да значи да ће и перформансе модификованог регулатора бити лошије са аспекта генерисања нежељених варијација мрежног напона услед варијација активне и реактивне снаге. Са друге стране, промјене реактивне снаге на крају прелазних процеса приликом настанка и престанка кратког споја су блаже у случају модификованог регулатора. Због тога би могло да се очекује да ће модификовани регулатор генерисати мање нежељених варијација напона мреже приликом појаве кратких спојева електрода.

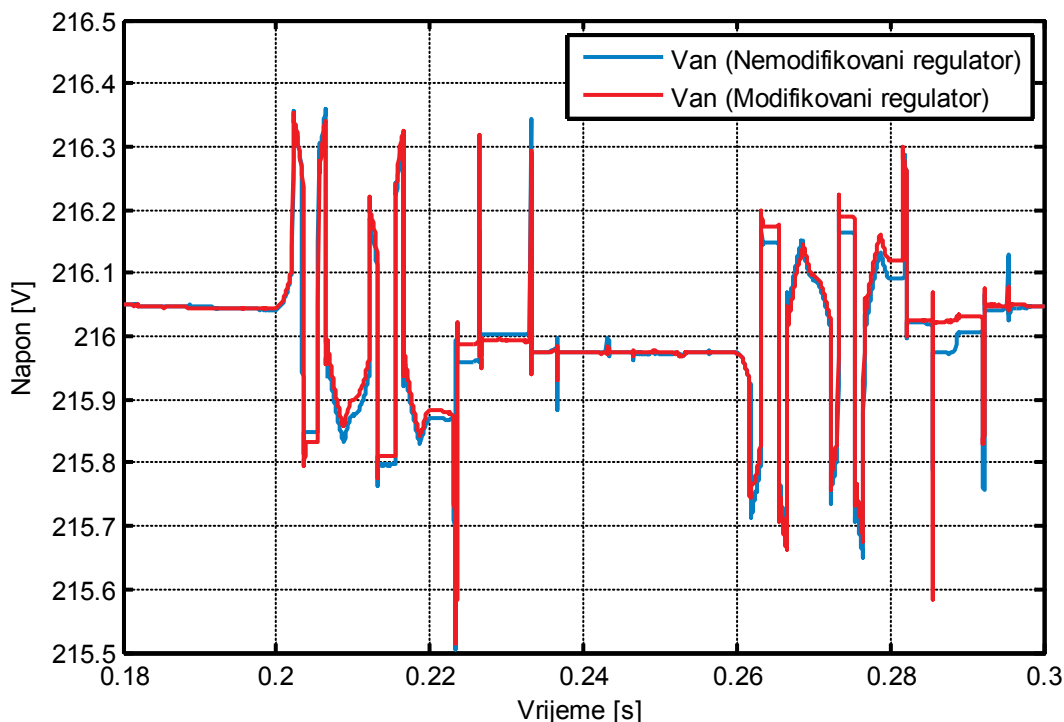


Слика 5.77. Одзив система са предиктивним регулатором при појави пролазног кратког споја електрода у $t = 0.2$ s, прије и након модификације регулатора.

Промјене ефективне вриједности фазног напона фазе a , које одговарају промјенама снаге са Сlike 5.78, приказане су на Слици 5.79. На Слици 5.79 се види да су промјене веома сличне у оба посматрана случаја. То је дјелимично посљедица и начина на који се израчунава ефективна вриједност напона. Као и у претходним случајевима, ефективна вриједност напона фазе a одређена је помоћу блока "RMS" из библиотеке *SimPowerSystems*.



Слика 5.78. Промјене активне и реактивне снаге прве фазе при појави пролазног кратког споја електрода, при $X/R=15$, прије модификације регулатора и након модификације регулатора.



Слика 5.79. Промјене ефективне вредности напона прве фазе при појави пролазног кратког споја електрода, при $X/R=15$, прије модификације регулатора и након модификације регулатора.

5.5.3 Модификација регулатора у циљу смањења варијација нивоа реактивне снаге услед повећања угла управљања тиристорима током кратког споја електрода

На сликама 5.74 и 5.78 може да се уочи промјена нивоа реактивне снаге при кратком споју електрода. Као што је претходно наведено, до промјене нивоа реактивне снаге долази због повећаног угла управљања тиристорима у току кратког споја електрода (у односу на случај када електроде нису кратко спојене). Наиме, у току кратког споја електрода, угао управљања се повећава на приближно 90° , јер је средња вредност напона на излазу исправљача тада једнака нули. Промјена нивоа реактивне снаге при кратком споју електрода ће зависити од угла управљања који се задавао тиристорима у устаљеном стању непосредно прије кратког споја. У случају трофазног носног пуноуправљивог тиристорског исправљача, реактивна снага која се узима из мреже зависи од угла управљања приближно на следећи начин:

$$Q = k \cdot I_{arc} \cdot \sin \alpha \quad (5.24)$$

гдје су:

k - константа;

α - угао управљања тиристорима;

I_{arc} - средња вриједност струје електричног лука.

Према томе, ако је угао управљања тиристорима у устаљеном стању непосредно прије кратког споја електрода био релативно мали (при дугачком луку), промјена нивоа реактивне снаге при краткој споју електрода ће бити већа, и обрнуто.

Промјене нивоа реактивне снаге усљед кратког споја електрода могуће је елиминисати дјеловањем на референцу струје, тако да реактивна снага која се узима из мреже у току кратког споја буде једнака реактивној снази која се узимала из мреже непосредно прије кратког споја електрода, односно:

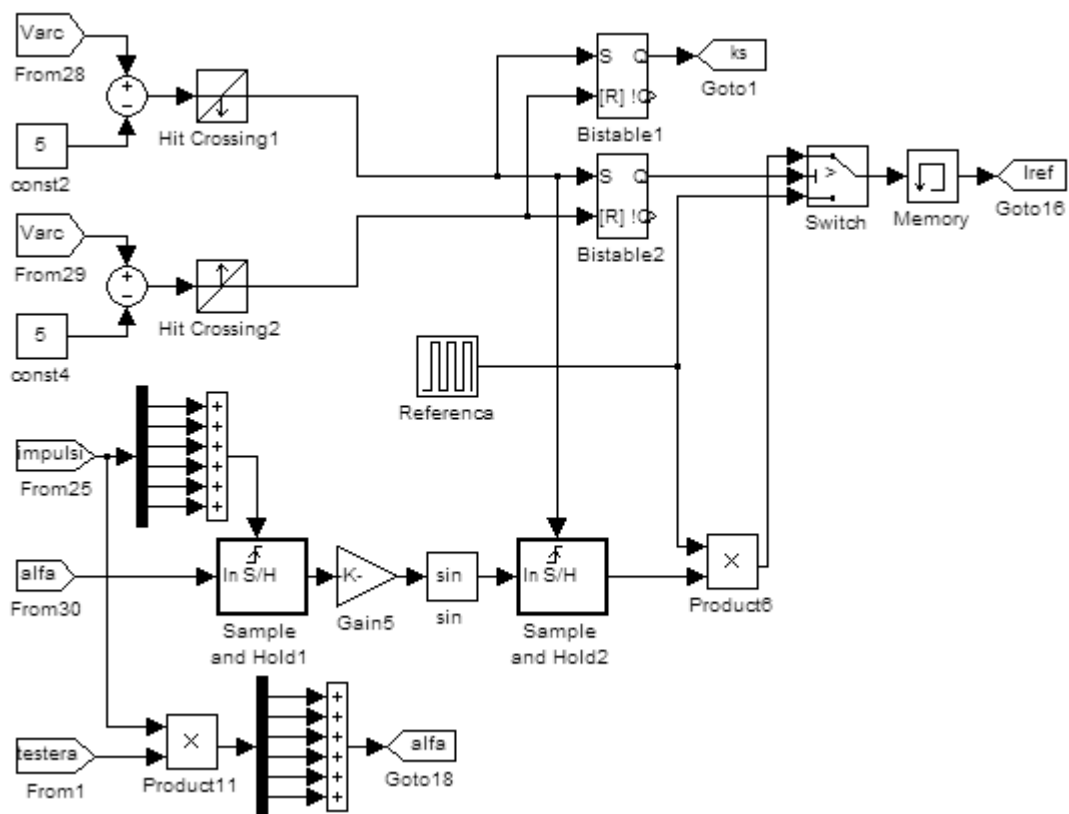
$$k \cdot I_{arc} \cdot \sin \alpha = k \cdot I_{arcKS} \cdot \sin \alpha_{KS} \quad (5.25)$$

Будући да је у току кратког споја електрода угао управљања тиристорима, α_{KS} , приближно једнак 90° , нова референца струје коју је у циљу елиминације промјене нивоа реактивне снаге потребно задати у току кратког споја електрода, биће једнака:

$$I_{arcKS} = I_{arc} \cdot \sin \alpha \quad (5.26)$$

гдје је α угао управљања тиристорима непосредно прије настанка кратког споја.

Блок дијаграм подсистема "Reaktivna snaga", којим је реализована ова модификација регулатора, приказан је на Слици 5.80. Настанак електричног лука се детектује помоћу блока "Hit Crossing1" када напон лука постане мањи од 5 V. На сличан начин, престанак лука се детектује помоћу блока "Hit Crossing2" када напон лука постане већи од 5 V. Блоком "Sample and Hold1" одређује се угао управљања при коме је укључен сваки од тиристора. Блоком "Sample and Hold2" одређује се угао управљања тиристорима у тренутку настанка кратког споја.

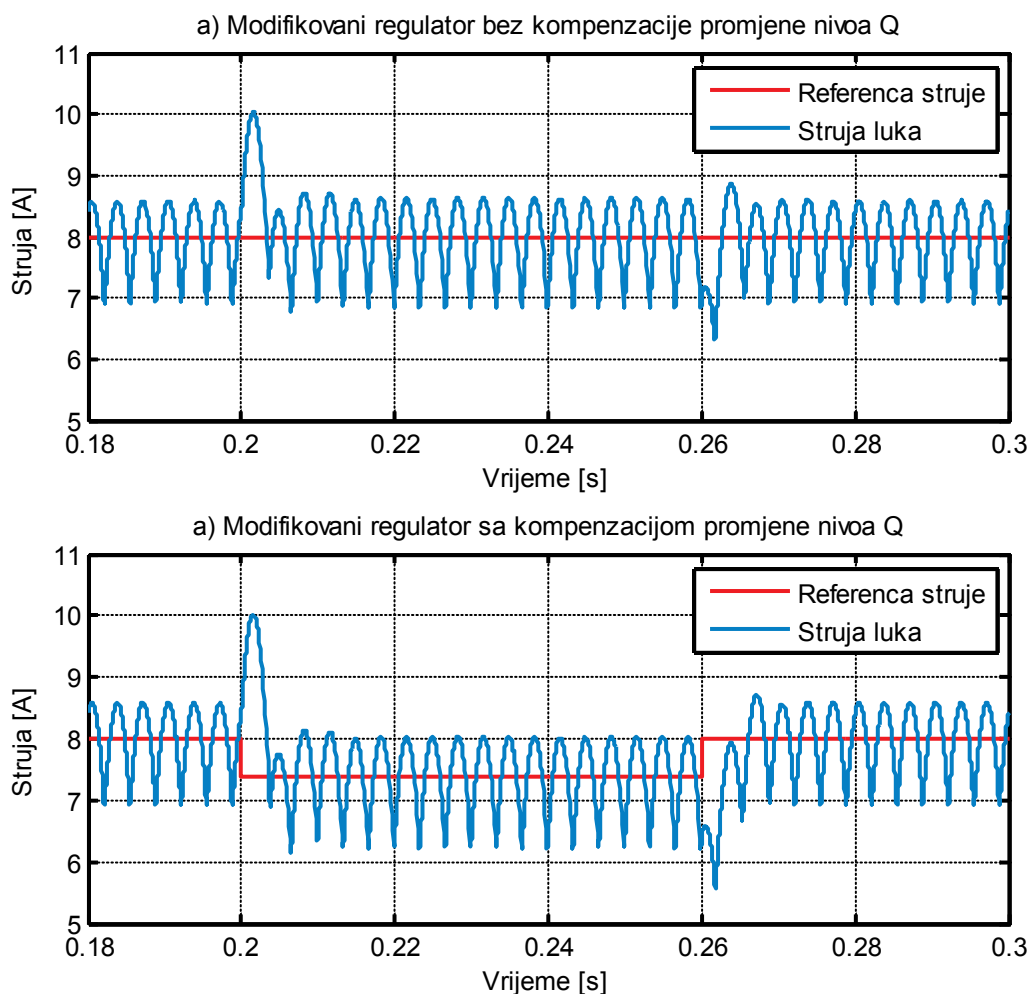


Слика 5.80. Блок дијаграм подсистема "Reaktivna snaga".

Сигнал "ks" је једнак логичкој јединици само током кратког споја електрода.

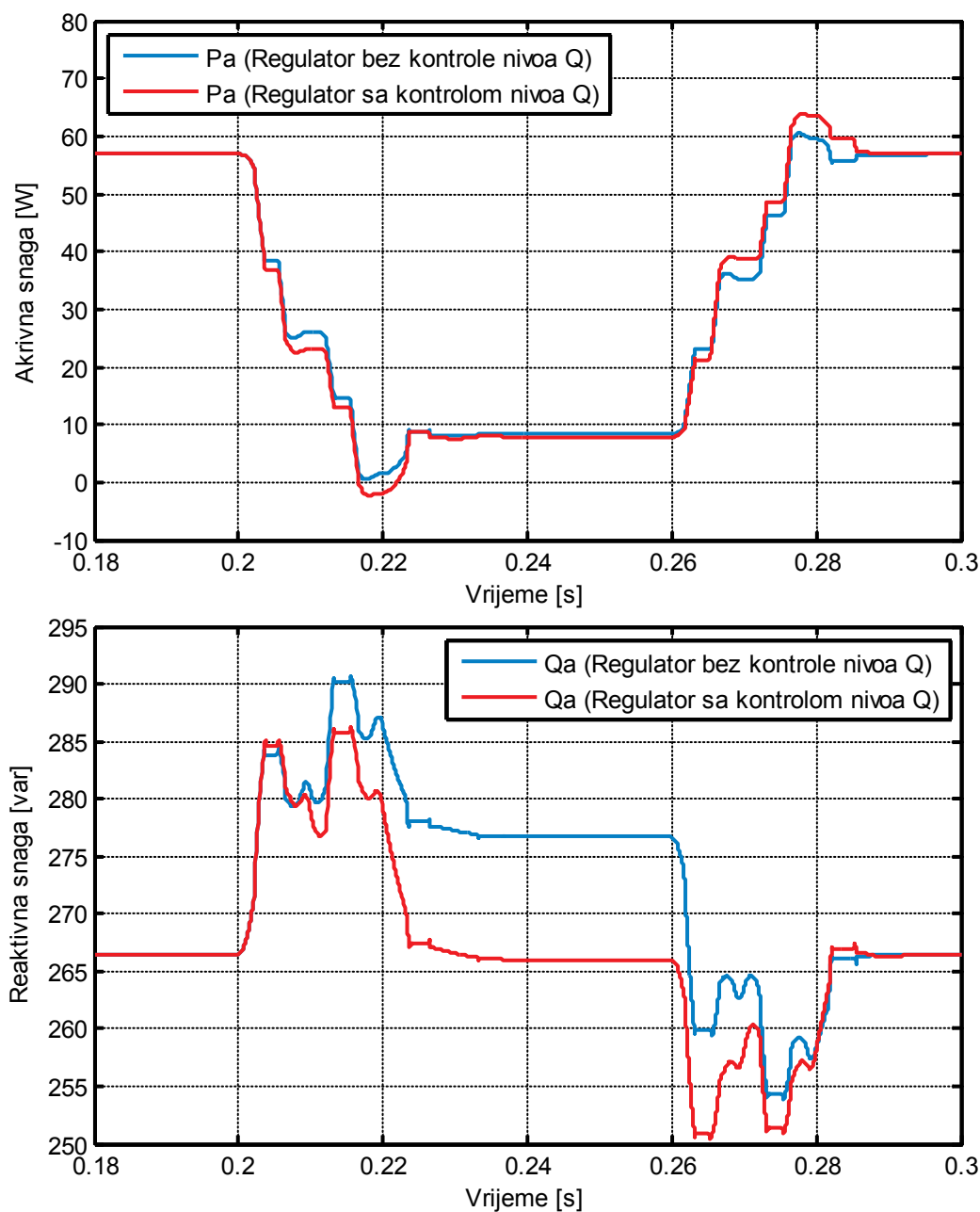
На Слици 5.81 приказани су таласни облици струје електричног лука у систему са модификованим предиктивним регулатором са и без компензације промјене нивоа реактивне снаге при краткој споју електрода. У оба случаја, референца струје је подешена на 8 А, а пролазни кратак спој у трајању 60 ms се десио у тренутку $t = 0.2$ s. У току кратког споја електрода, референца струје је смањена у складу са једначином (5.26).

На Слици 5.82 су представљене промјене активне и реактивне снаге прве фазе у систему са модификованим предиктивним регулатором са и без компензације промјене нивоа реактивне снаге при краткој споју електрода, које одговарају варијацијама струје са Сlike 5.81. Активна и реактивна снага су одређене помоћу блока "Active & Reactive Power" из библиотеке *SimPowerSystems*. Симулације су вршене при односу $X/R=15$.



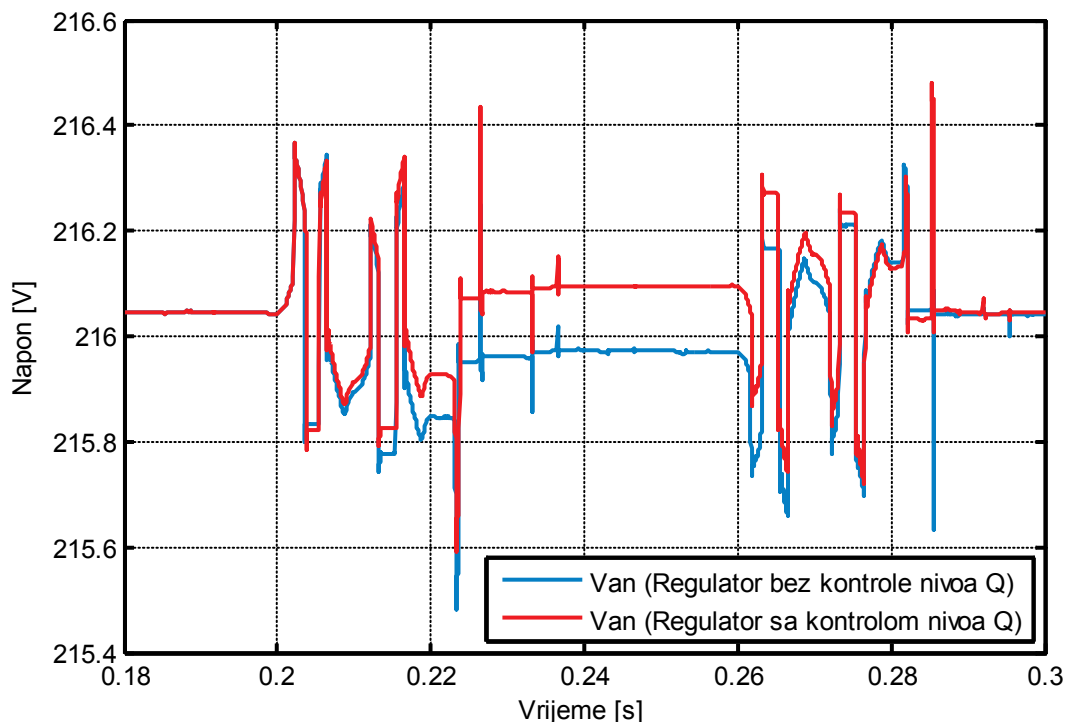
Слика 5.81. Референца струје и струја лука за модификовани предиктивни регулатор са и без компензације промјене нивоа реактивне снаге при кратком споју електрода.

На Слици 5.82 се види да су промјене активне снаге приближно једнаке у оба посматрана случаја. На слици се такође види да је реактивна снага која се узима из мреже у току кратког споја (након завршеног прелазног процеса) приближно једнака реактивној снази која се из мреже узимала прије кратког споја електрода. Са друге стране, амплитуде промјена реактивне снаге усљед прелазног процеса су се повећале у случају система са компензацијом промјене нивоа реактивне снаге, у односу на систем без компензације промјене нивоа реактивне снаге. Ово би потенцијало могло да доведе до интензивнијих промјена ефективне вриједности фазног напона мреже.



Слика 5.82. Промјене активне и реактивне снаге прве фазе у систему са модификованим предиктивним регулатором са и без контроле нивоа реактивне снаге, при $X/R=15$.

Промјене ефективне вриједности фазног напона фазе a , које одговарају промјенама снага са Сlike 5.82, приказане су на Слици 5.83. Промјене ефективне вриједности напона V_{an} су веома сличне у оба анализирана случаја. Битније разлике уочљиве су једино у току кратког споја електрода.



Слика 5.83. Промјене ефективне вредности фазног напона V_{an} у систему са модификованим предиктивним регулатором са и без контроле нивоа реактивне снаге, при $X/R=15$.

Претходно описана модификација регулатора заснива се на промјени референце струје лука при детектованом кратком споју електрода, са циљем да се реактивна снага која се узима из мреже при кратком споју електрода одржи на истој вредности као прије кратког споја електрода. Референца струје лука се, дакле, смањује након детектованог кратког споја, при чему ово смањење зависи од угла управљања (тј. дужине лука) који се имао прије кратког споја електрода. Ако је угао управљања био релативно мали (тј. ако је лук био дугачак) у тренутку непосредно прије настанка кратког споја електрода, тада ће и смањење референце струје бити веће (јер се референца струје у току кратког споја електрода одређује помоћу једначине (5.26)). Због тога, у оваквим случајевима треба водити рачуна о томе да струја лука у току кратког споја електрода не буде мања од минималне вредности при којој лук може да се успостави након престанка кратког споја. У противном, лук би могао да се прекине, што би довело до прекида процеса рафинације и до великих варијација активне и реактивне снаге која се узима из мреже.

5.6 Модификација предиктивног регулатора у циљу елиминације прескока првог импулса струје лука након повећања референце струје

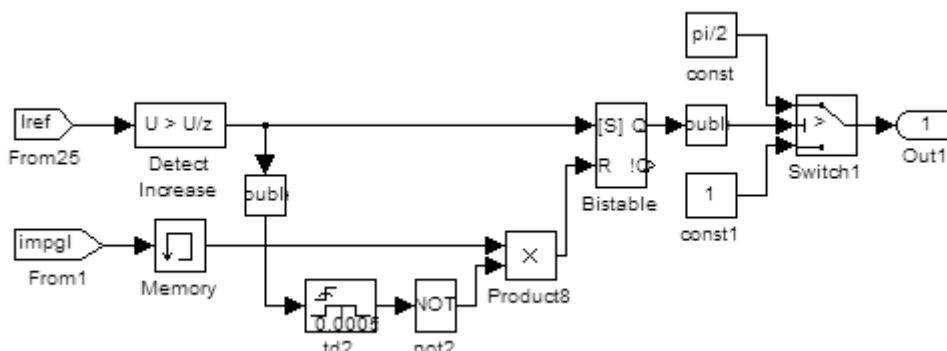
Једна од мана регулатора који је предложен у [120] је постојање прескока тренутне и средње вриједности струје лука у току импулса струје при којем се достиже нова, већа референца струје. Овај прескок струје настаје као последица увођења модификованог прираштаја струје (једначином (5.7) на страни 166) и може да проузрокује додатна електрична напрезања тиристора и осигурача, утичући самим тим и на убрзано старење ових компонената. Прескок струје такође утиче и на варијације активне и реактивне снаге која се узима из мреже.

Овај прескок струје може да се елиминише тако што ће након повећања референце струје лука, а прије него што струја лука достигне нову референцу, главно коло регулатора да пређе у режим регулације вршне вриједности струје лука (умјесто регулације средње вриједности струје лука). Дакле, регулација вршне вриједности ће се вршити од тренутка повећања референце струје до тренутка када главно коло регулатора генерише први импулс након тог повећања референце. У тренутку када главно коло регулатора генерише управљачки импулс први пут након повећања референце струје, регулатор ће да се врати у режим регулације средње вриједности струје лука. На овај начин је обезбијеђено да након повећања референце струје неће доћи до прескока тренутне и средње вриједности струје лука у току импулса струје при којем се достиже нова, већа референца струје. Прелазак у режим регулације вршне вриједности струје врши се једноставним множењем модификованог расположивог прираштаја струје (датог једначином (5.7) на страни 166) са $\pi/2$.

Блок дијаграм подсистема којим је реализована наведена модификација регулатора приказан је на Слици 5.84.

Излаз подсистема "Eliminacija preskoka" представља вриједност којом се множи очекивани расположиви прираштај струје лука. Према томе, ако се блоком "Detect Increase" детектује повећање референце струје, излаз подсистема постаје једнак $\pi/2$, тј. очекивани расположиви прираштај струје ће да се множи са $\pi/2$. На

тај начин ће се добити очекивани расположиви прираштај струје на основу којег ће се вршити регулација вршне вриједности струје лука. Регулација вршне вриједности ће трајати до појаве управљачког импулса (улазни сигнал "Impgl") који се генерише главним колом регулатора.



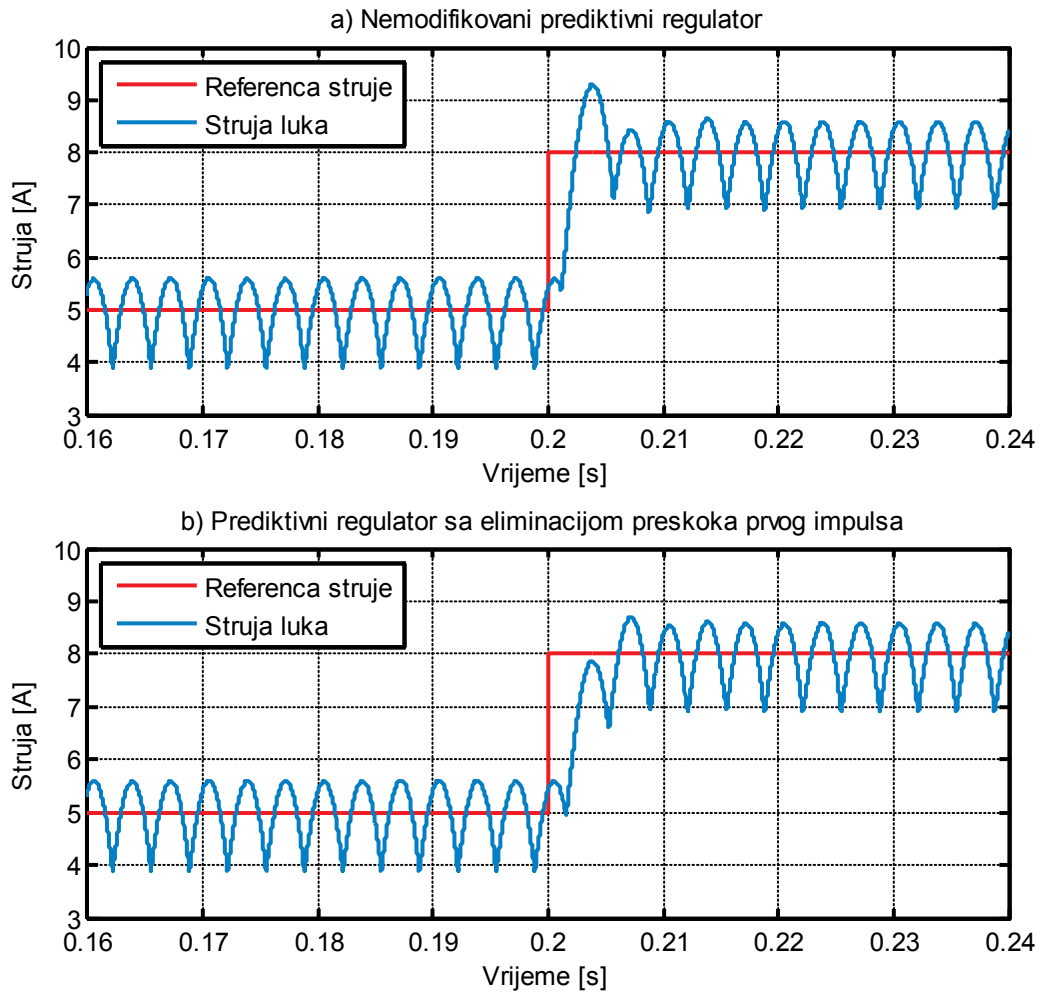
Слика 5.84. Блок дијаграм подсистема "Елиминација прескока".

У тренутку када главно коло регулатора генерише управљачки импулс први пут након повећања референце струје, ресетоваће се флип-флоп "Bistable" и излаз подсистема ће постати једнак јединици. Тиме се добија очекивани расположиви прираштај струје на основу којег се врши регулација средње вриједности струје електричног лука. Блокови "td2" и "not2" спрјечавају ресетовање флип-флоп-а "Bistable" усљед импулса за укључење тиристота који ће да се генерише при повећању референце, јер ће тада доћи до пресјека криве референце и сигнала "reg1" и "reg2", тј. биће испуњен услов за укључење тиристота.

Таласни облици струје лука у систему са немодификованим регулатором и систему са регулатором у којем је примијењена модификација за елиминацију прескока импулса у току којег се достиже нова референца, при повећању референце струје са 5 А на 8 А представљени су на Слици 5.85. На овој слици се види да примијењеном модификацијом елиминисан прескок струје импулса у току којег се достиже нова референца. У случају приказаном на Слици 5.85, импулсе за укључење тиристота је генерисало само главно коло регулатора.

На Слици 5.86 приказани су таласни облици струје лука систему са немодификованим регулатором и систему са модификованим регулатором, при чему је референца повећана са 5 А на 9 А. Ово повећање референце било је

довољно велико да се у немодификованом регулатору активира прво помоћно коло регулатора.

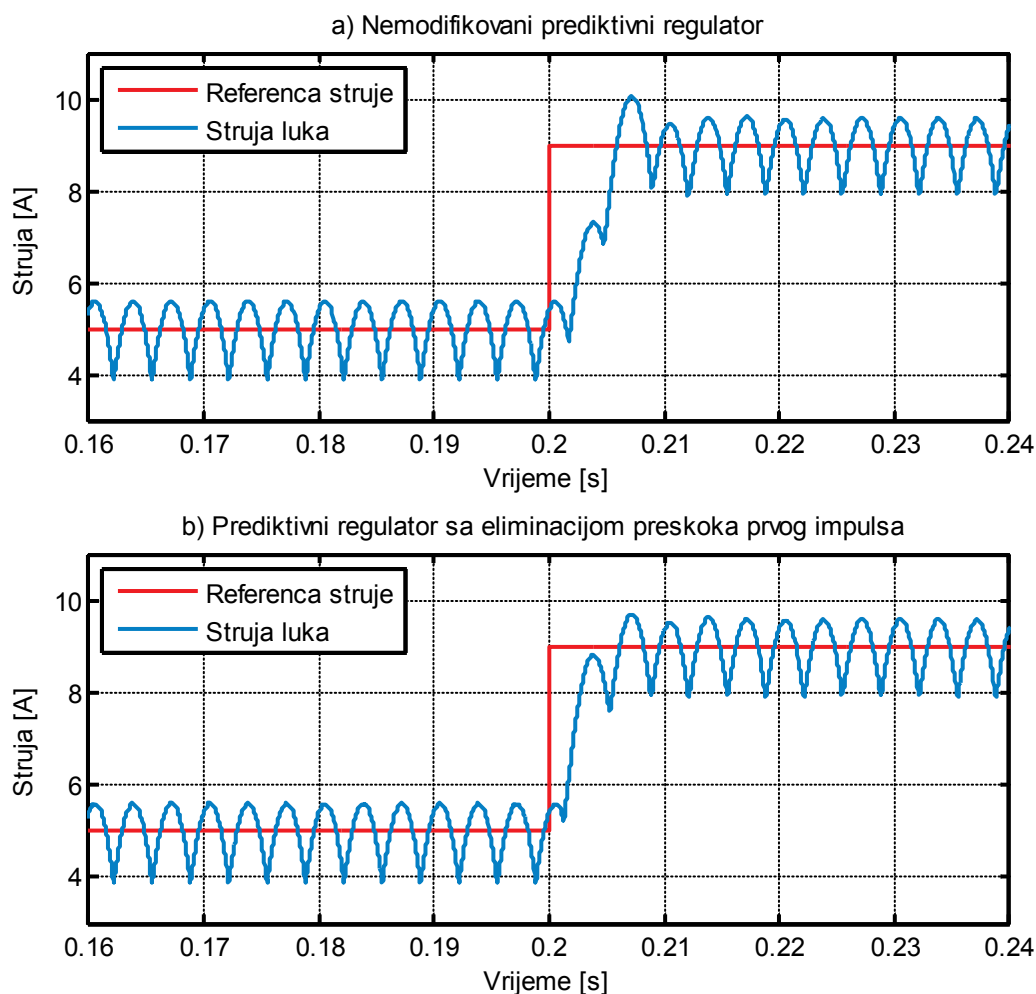


Слика 5.85. Референца струје и струја лука за немодификовани и модификовани предиктивни регулатор при промјени референце струје са 5 А на 8 А.

У случају модификованог система, није дошло до активирања првог помоћног кола регулатора, јер није испуњен услов за његово активирање:

$$\left((i_{arc} + \Delta i_1) < i_{arc(avg)}^* \right) \wedge \left((i_{arc} + \Delta i_2) < i_{arc(avg)}^* \right) \quad (5.27)$$

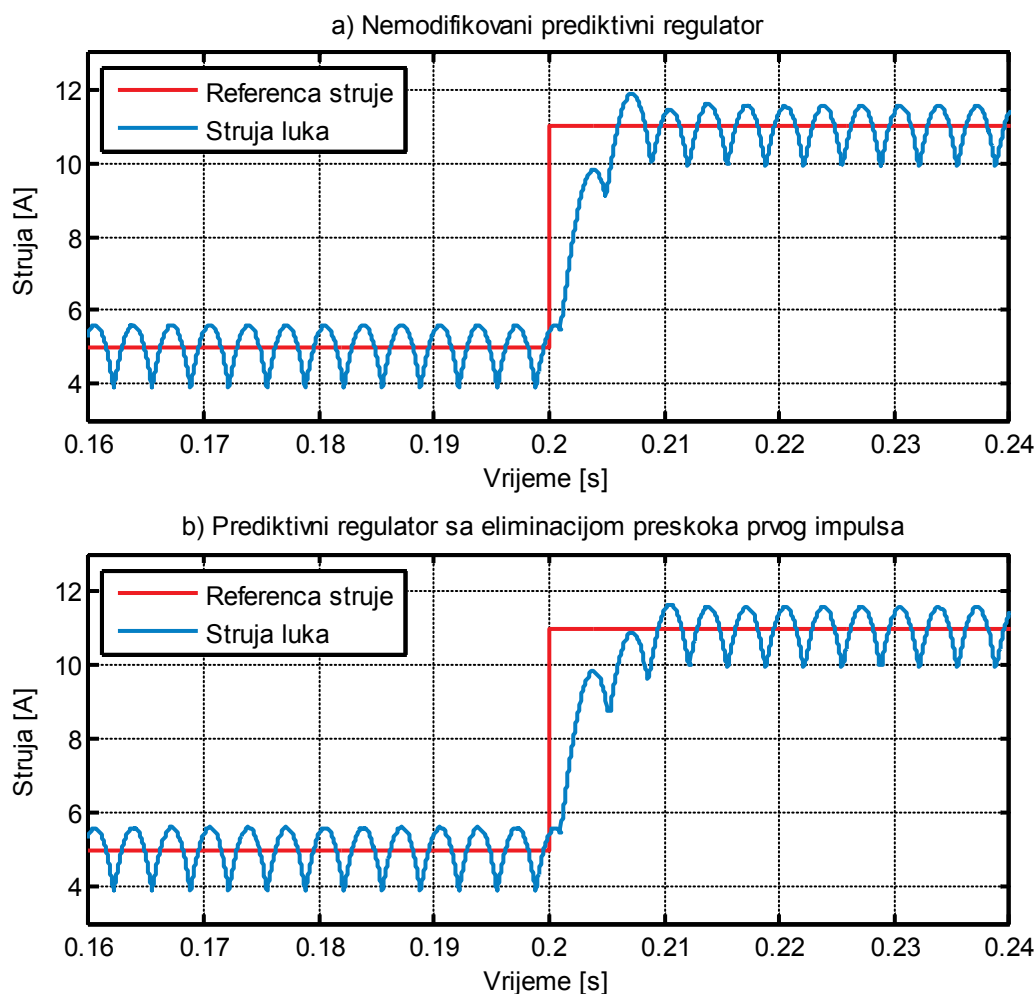
Услов (5.27) није испуњен због тога што је, након повећања референце струје, коло за елиминацију прескока повећало очекиване расположиве прираштаје струје, Δi_1 и Δi_2 $\pi/2$ пута.



Слика 5.86. Референца струје и струја лука за немодификовани и модификовани предиктивни регулатор при промјени референце струје са 5 А на 9 А.

На Слици 5.87 приказани су таласни облици струје лука у систему са немодификованим регулатором и систему са модификованим регулатором, при повећању референце струје са 5 А на 11 А. При овом повећању референце струје, прво помоћно коло се активирало у оба анализирана случаја.

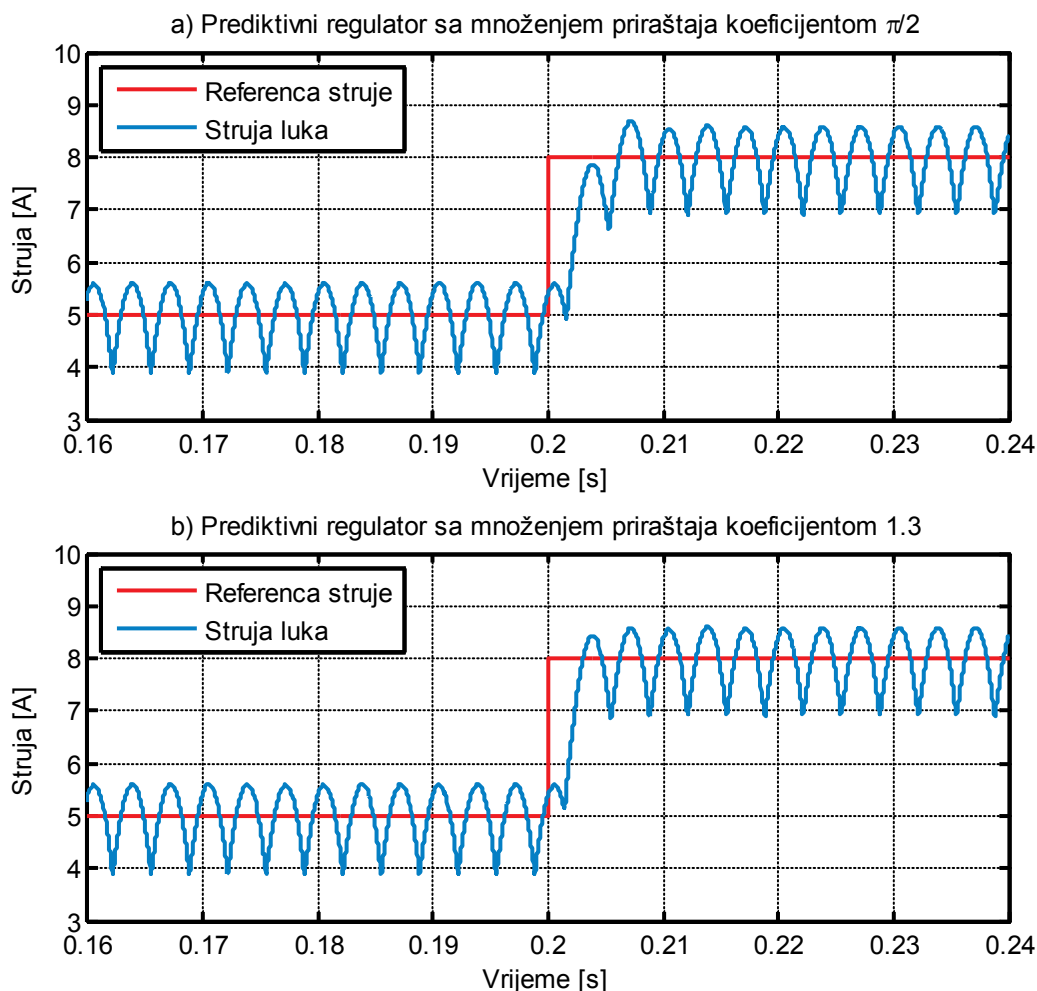
На свим приказаним таласним облицима се види да примијењена модификација елиминише прескок тренутне и средње вриједности струје лука у току импулса струје при којем се достиже нова, већа референца струје. Такође, види се да је максимална вриједност струје у току овог импулса приближно једнака задатој референци струје, тј. мања је од максималних вриједности које се достижу у току сљедећих импулса струје (у устаљеном стању).



Слика 5.87. Референца струје и струја лука за немодификовани и модификовани предиктивни регулатор при промјени референце струје са 5 А на 11 А.

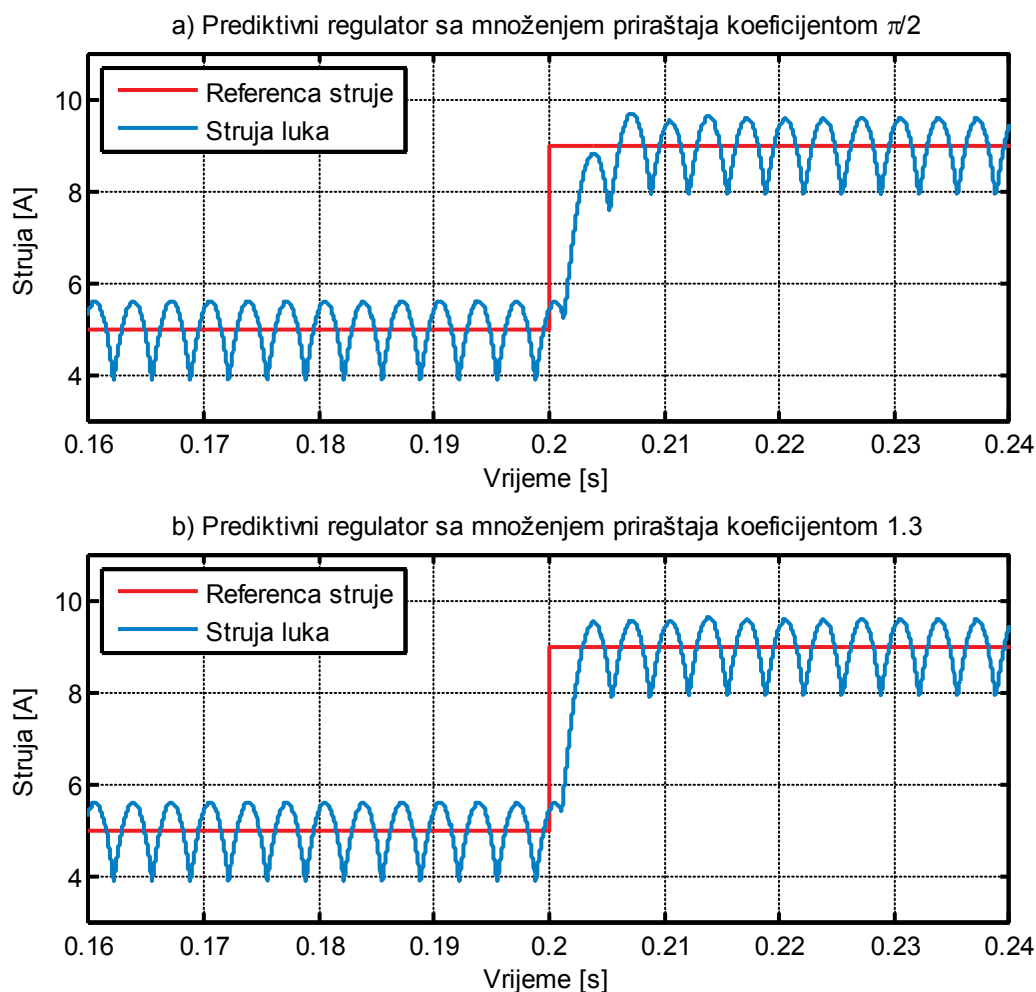
Одзиви на претходним сликама, који су добијени увођењем модификације помоћу које се након повећања референце врши регулација вршне вриједности струје, могли би додатно да се побољшају тако да максимум импулса у току којег се достиже нова референца струје буде приближно једнак максимуму импулса у устаљеном стању након повећања референце. Ово се може постићи погодним избором коефицијента којим се након повећања референце множи расположиви прираштај струје лука (претходно уведеном модификацијом прираштај се множи коефицијентом $\pi/2$). Симулацијама је утврђено да се прецизнији одзив система добија када се расположиви прираштај струје множи коефицијентом 1.3 (умјесто коефицијентом $\pi/2$).

На Слици 5.88 су приказани таласни облици струје лука у систему у коме се расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$ и систему у коме се расположиви прираштај струје множи коефицијентом 1.3, при промјени референце струје са 5 А на 8 А.



Слика 5.88. Референца струје и струја лука за модификовани регулатор са различитим множиоцима расположивог прираштаја струје, при промјени референце струје са 5 А на 8 А.

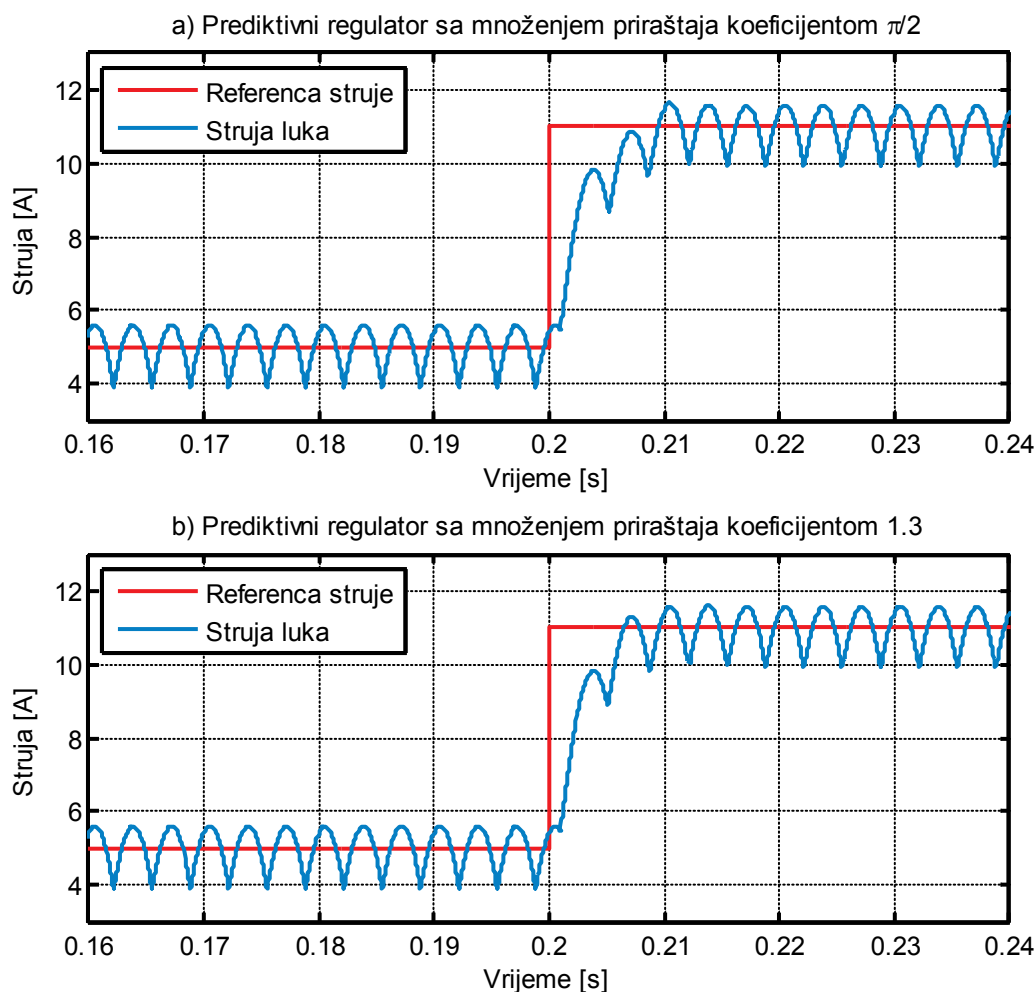
На Слици 5.89 су приказани таласни облици струје лука у систему у коме се расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$ и систему у коме се расположиви прираштај множи коефицијентом 1.3, при промјени референце струје са 5 А на 9 А.



Слика 5.89. Референца струје и струја лука за модификовани регулатор са различитим множиоцима расположивог прираштаја струје, при промјени референце струје са 5 А на 9 А.

На Слици 5.90 су приказани таласни облици струје лука у систему у коме се расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$ и систему у коме се расположиви прираштај множи коефицијентом 1.3, при промјени референце струје са 5 А на 11 А.

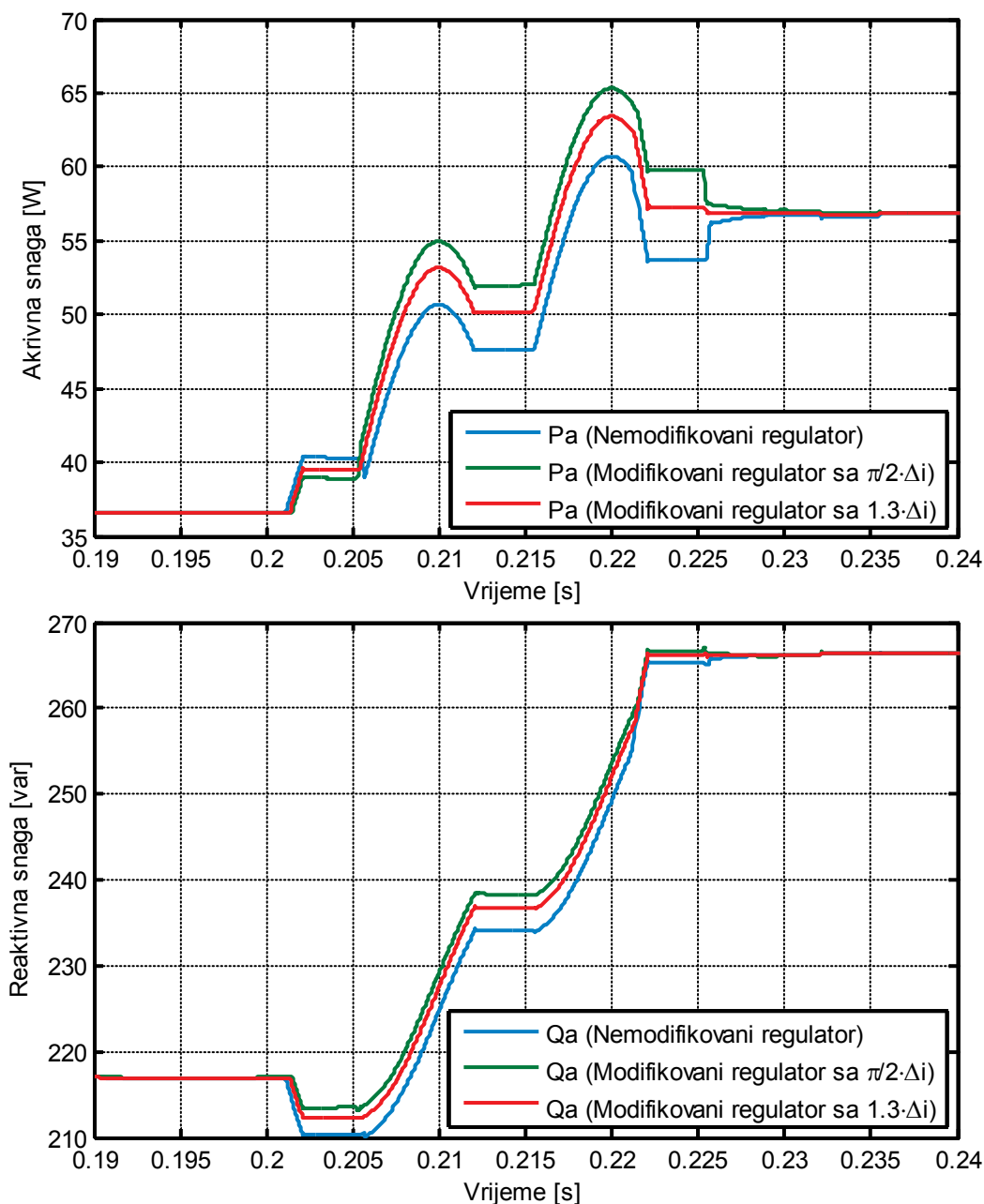
На сликама 5.88, 5.89 и 5.90 може се уочити да у случају када се расположиви прираштај струје множи коефицијентом 1.3, сви импулси струје након повећања референце имају приближно исте максималне вриједности. Одступање првог импулса по достизању референце од осталих импулса је највеће у случају са Сlike 5.90, због тога што је у овом случају прираштај струје који треба да се достигне радом главног кола, најмањи.



Слика 5.90. Референца струје и струја лука за модификовани регулатор са различитим множиоцима расположивог прираштаја струје, при промјени референце струје са 5 А на 11 А.

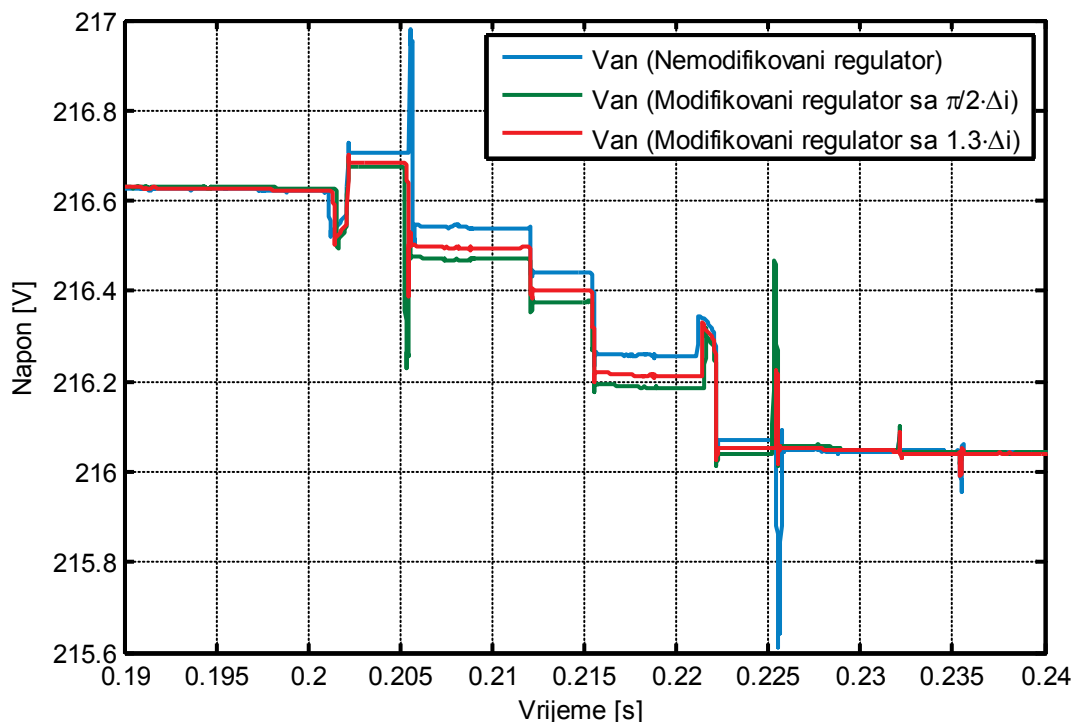
Промене активне и реактивне снаге која се узима из мреже при промјени референце струје од 5 А до 8 А, за немодификовани регулатор и модификоване регулаторе са различитим множиоцима расположивог прираштаја струје, представљене су на Слици 5.91. Симулације су вршене при односу $X/R=15$. На Слици 5.91 се види да су промјене активне снаге највеће у случају модификованог регулатора у коме се расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$, док су промјене реактивне снаге највеће у случају у немодификованог регулатора. Имајући у виду промјене активне снаге која се узима из мреже, може се очекивати да ће при малим вриједностима односа X/R промјене напона бити најзраженије у случају модификованог регулатора у коме се расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$. Имајући у виду промјене реактивне снаге која се узима

из мреже, може се очекивати да ће при великим вриједностима односа X/R промјене напона бити најзраженије у случају немодификованог регулатора.



Слика 5.91. Промјене активне и реактивне снаге прве фазе у систему са немодификованим регулатором и системима са модификованим регулатором са различитим множиоцима расположивог прираштаја струје, при промјени референце струје са 5 А на 8 А, и $X/R=15$.

Промјене ефективне вриједности напона прве фазе које одговарају промјенама активне и реактивне снаге, приказаним на Слици 5.91, представљене су на Слици 5.92.



Слика 5.92. *Промјене ефективне вредности напона прве фазе у систему са немодификованим регулатором и системима са модификованим регулатором са различитим множиоцима расположивог прираштаја струје, при промени референце струје са 5 А на 8 А, и $X/R=15$.*

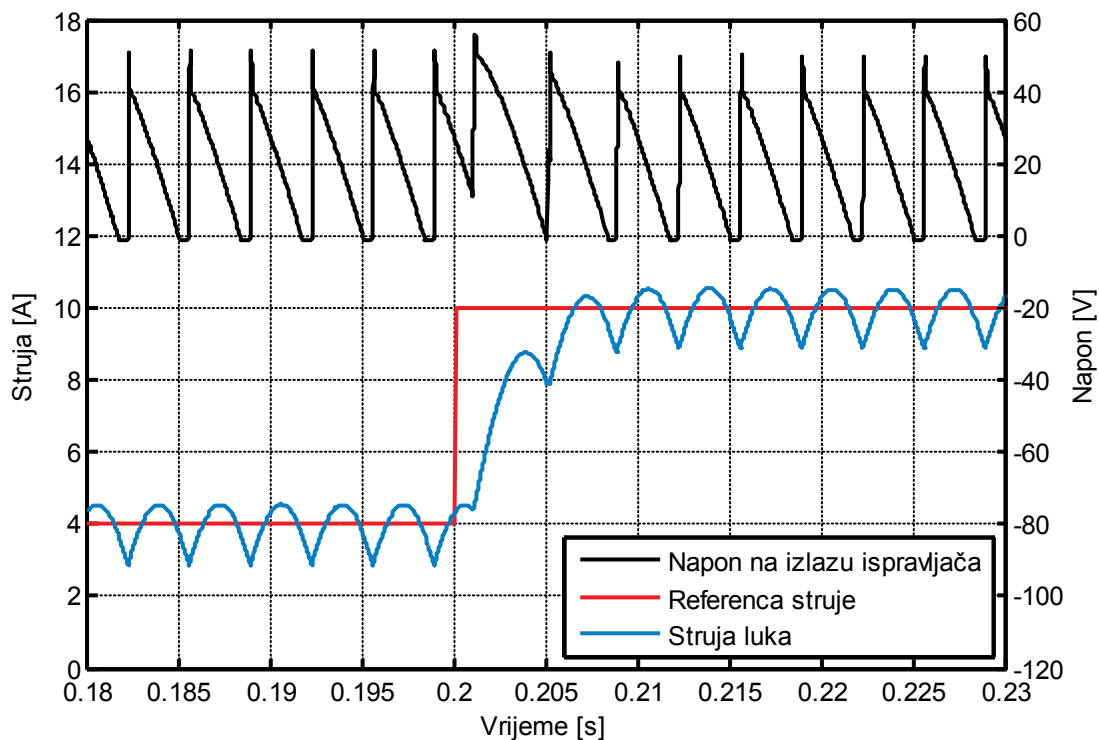
Са претходне слике се види да су промене ефективне вредности напона прве фазе, при $X/R=15$ и промени референце струје са 5 А на 8 А, најинтензивније у систему са немодификованим предложеним регулатором. Промјене напона у системима са модификованим регулатором су веома сличне.

Имајући у виду резултате претходно извршених анализа рада системâ са модификацијама регулатора предложеног у [120], може се закључити да извршене модификације доводе до смањења нежељених варијација напона мреже услед промена активне и реактивне снаге које се узимају из мреже. Ово истовремено значи да ће и генерисани фликер бити мањи у системима са модификованим регулатором. Поред тога, модификација предиктивног регулатора у циљу елиминације прескока првог импулса струје лука након повећања референце струје доводи до смањења електричних напрезања тиристора и осигурача, а самим тим и до веће расположивости и продуктивности постројења и мањих трошкова одржавања постројења.

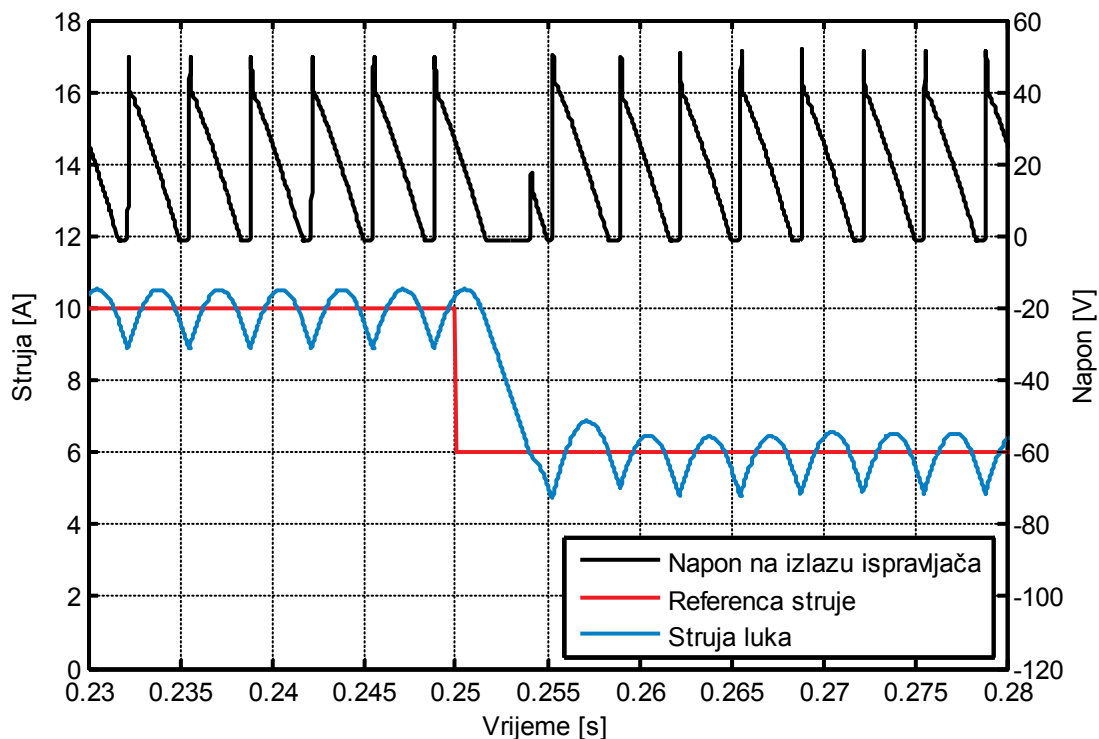
5.7 Примјена предложеног регулатора струје лука у системима са другим топологијама тиристорских исправљача

Принцип рада предложеног предиктивног регулатора претходно је објашњен на примјеру трофазног тиристорског пуноуправљивог мосног исправљача. У поглављу 4.1 је међутим наведено да се мање промјене реактивне снаге (при промјени угла управљања тиристорима) могу постићи примјеном тиристорског мосног исправљача са једном или двије замајне диоде, као и примјеном раздијељеног управљања тиристорима у овим исправљачима. Због тога су у овом поглављу извршене симулације рада предложеног модификованог предиктивног регулатора (са модификацијом понашања при кратком споју електрода и модификацијом за смањење прескока првог импулса струје при повећању референце), примијењеног у системима са топологијама претварача са једном и са двије замајне диоде. Предложени модификовани регулатор примијењен је у овим системима без додатних измјена.

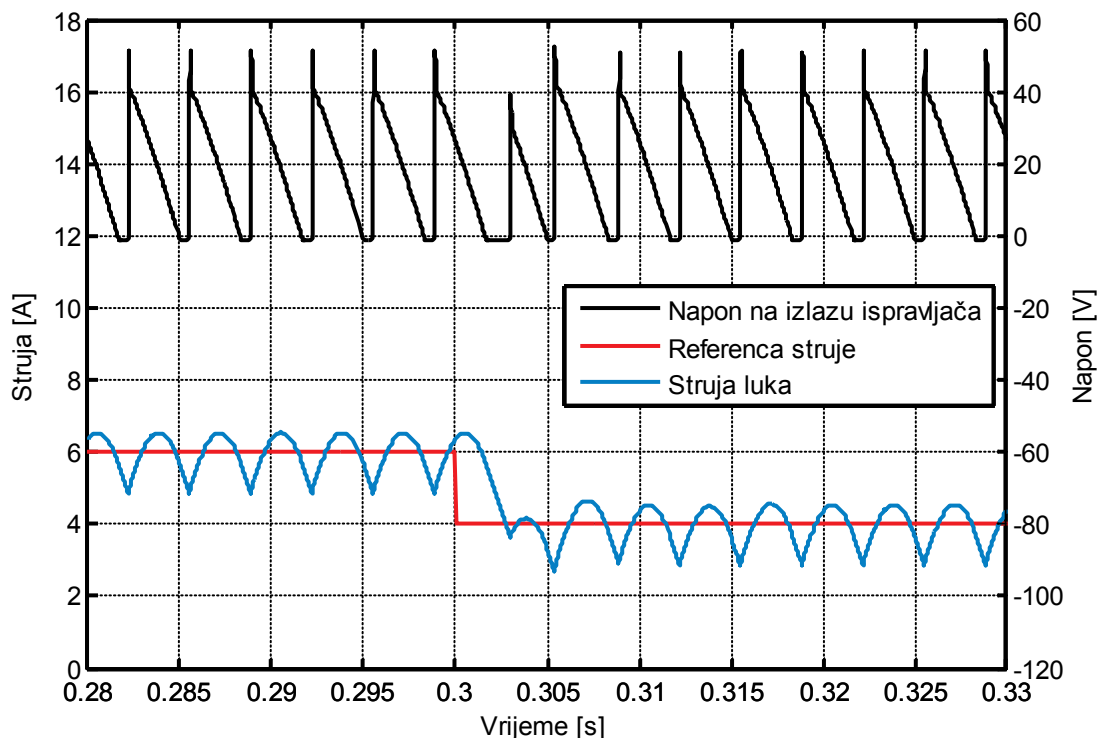
На Сликама 5.93, 5.94, 5.95 приказани су таласни облици напона на излазу исправљача и струје електричног лука, у случају када је предложени регулатор примијењен у систему са тиристорским исправљачем са једном замајном диодом. Упрошћена електрична шема овог претварача и одговарајући кружни дијаграм снага приказани су на Слици 4.2 на страни 133. На Слици 5.93 приказан је одзив система при повећању референце струје са 4 А на 10А, на Слици 5.94 приказан је одзив система при смањењу референце струје са 10 А на 6 А, док је на Слици 5.95 приказан одзив система при смањењу референце струје са 6 А на 4 А. На овим сликама примјетно је ограничење напона на излазу исправљача у интервалима у којима је укључена замајна диода. У моделу је усвојено да је пад напона на замајној диоди једнак 1 V, а да је унутрашња отпорност диоде 5 mΩ. На Слици 5.93 прво помоћно коло је укључило тиристор при углу управљања 46.22°. На Сликама 5.94 и 5.95 може да се уочи да се смањење струје врши под утицајем збира напона лука и напона на проводној диоди, па се самим тим врши мало спорије него у случају без замајне диоде (јер у случају без замајне диоде напон на излазу исправљача може да има већу негативну вриједност).



Слика 5.93. Одзив система са исправљачем са замајном диодом при повећању референце струје са 4 А на 10 А.



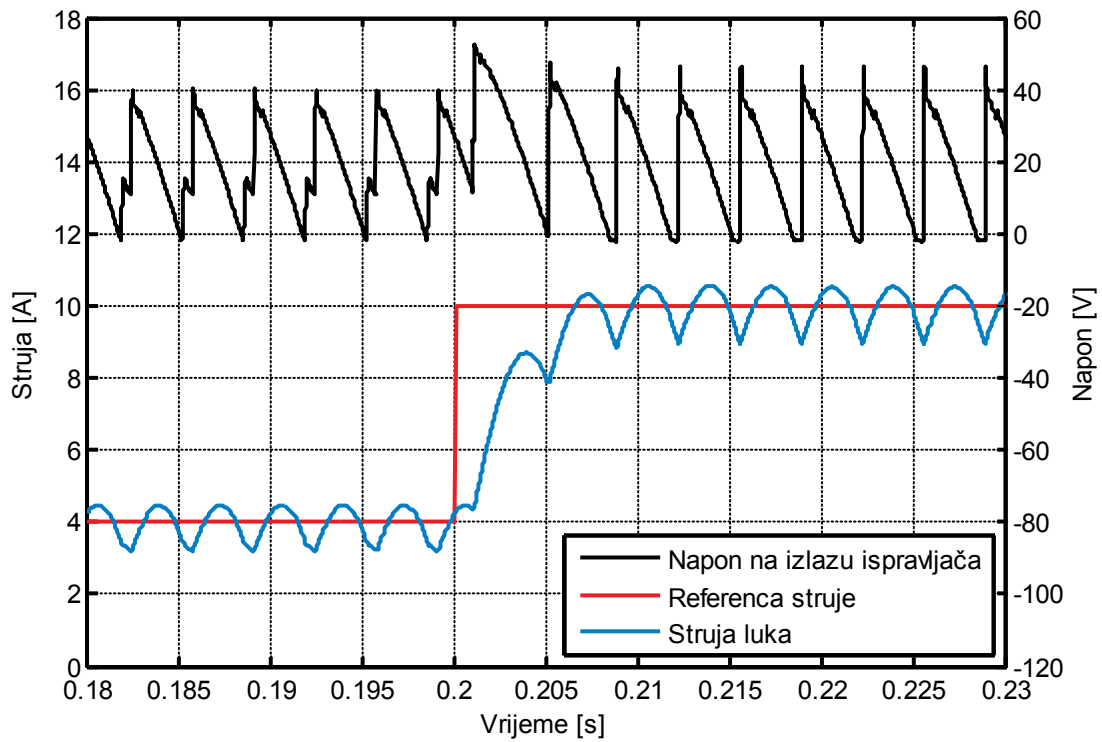
Слика 5.94. Одзив система са исправљачем са замајном диодом при смањењу референце струје са 10 А на 6 А.



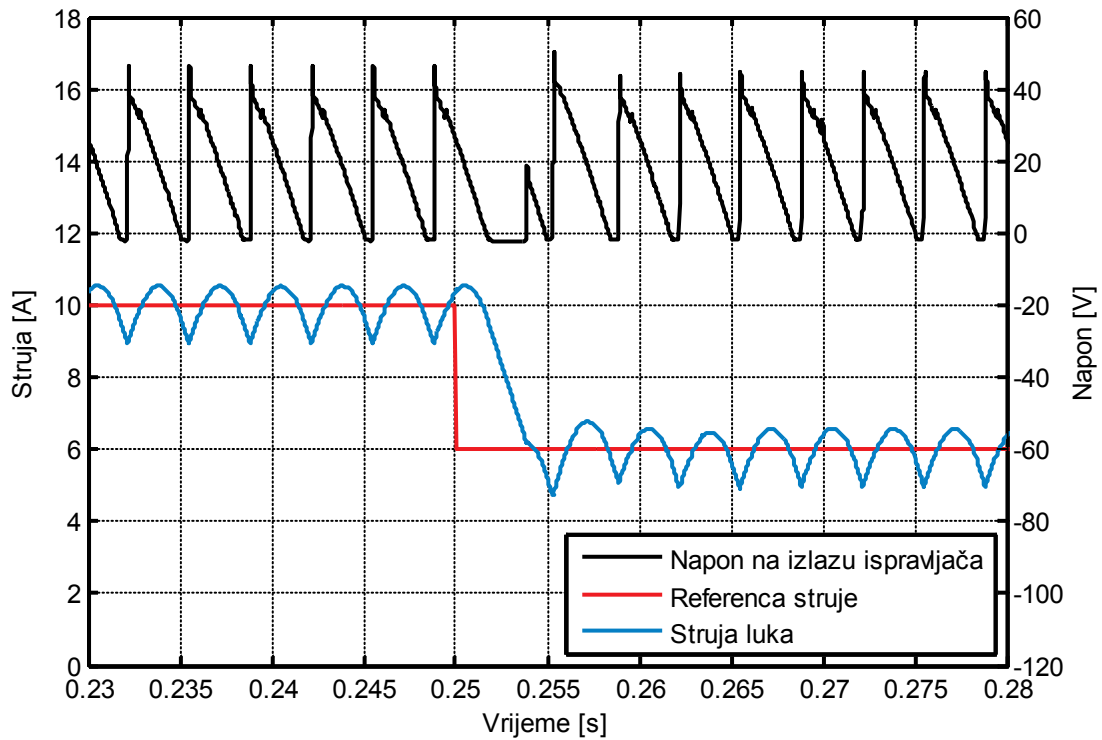
Слика 5.95. Одзив система са исправљачем са замајном диодом при смањењу референце струје са 6 А на 4 А.

На претходним сликама се види да предложени модификовани регулатор успјешно одржава струју лука на задатој вриједности и у систему са тиристорским мосним исправљачем са замајном диодом.

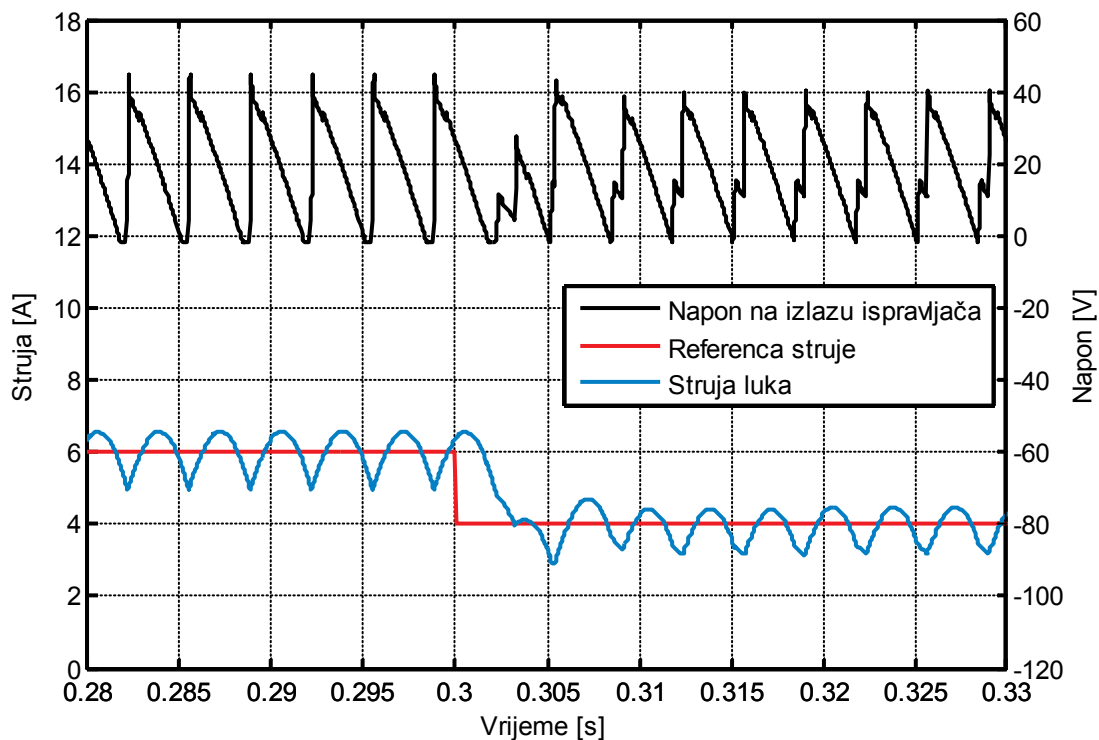
На Сликама 5.96, 5.97, 5.98 приказани су таласни облици напона на излазу исправљача и струје електричног лука, у случају када је предложени регулатор примијењен у систему са тиристорским исправљачем са двије замајне диоде, чија заједничка тачка је повезана са звјездиштем секундара енергетског трансформатора, као на Слици 4.3, на страни 134. На Слици 5.96 приказан је одзив система при повећању референце струје са 4 А на 10А, на Слици 5.97 приказан је одзив система при смањењу референце струје са 10 А на 6 А, док је на Слици 5.98 приказан одзив система при смањењу референце струје са 6 А на 4 А. И у овом случају је усвојено да је пад напона на проводној диоди једнак 1 V, а да је унутрашња отпорност диоде 5 mΩ. Такође, на Слици 5.96, прво помоћно коло је укључило тиристор при углу управљања 46.22°. На Сликама 5.96 и 5.98 може се уочити да је, при референци струје једнакој 4 А, утицај комутације у систему са двије диоде израженији него у систему са једном замајном диодом.



Слика 5.96. Одзив система са исправљачем са двије диоде при повећању референце струје са 4 А на 10 А.



Слика 5.97. Одзив система са исправљачем са двије диод при смањењу референце струје са 10 А на 6 А.



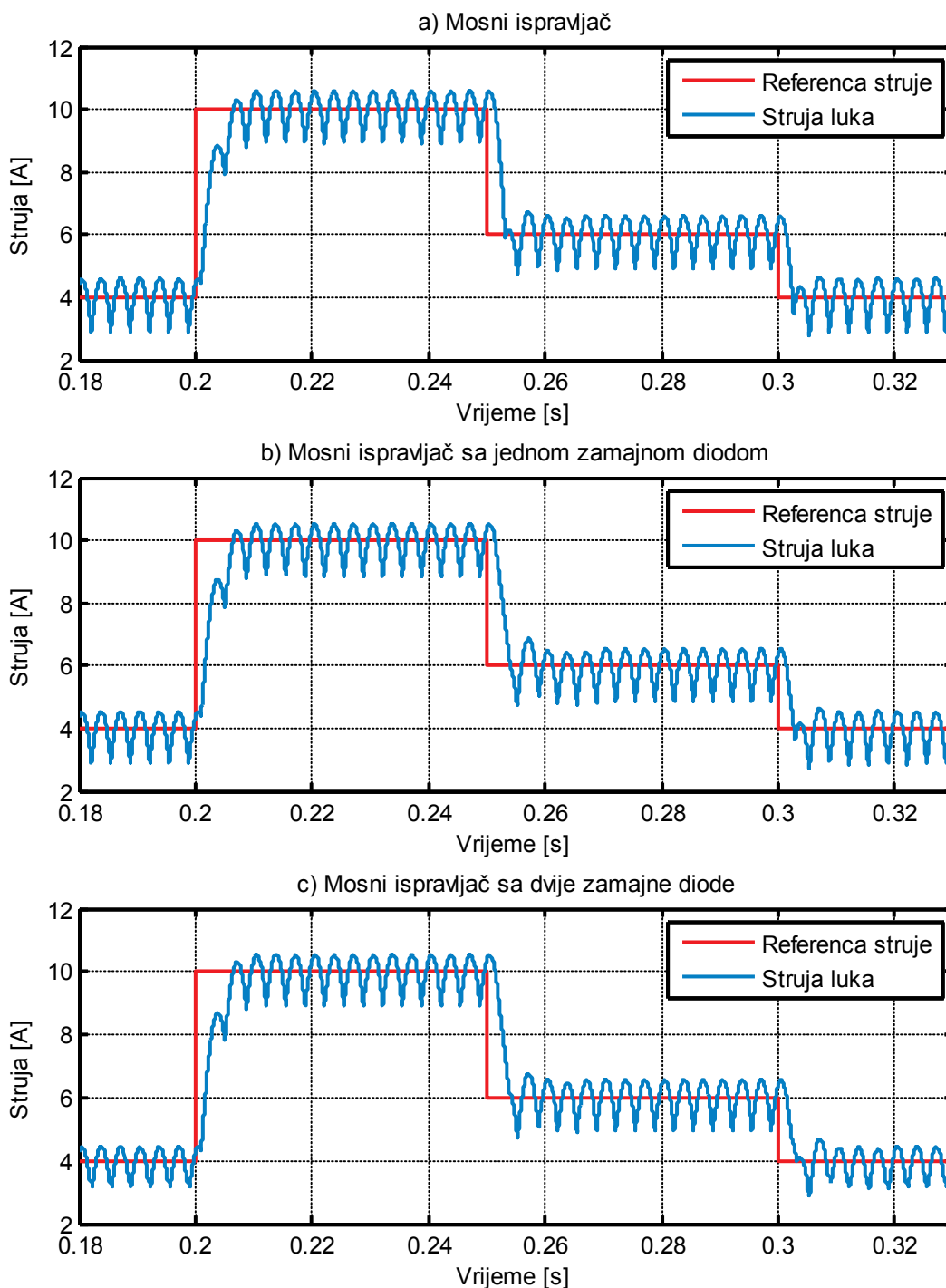
Слика 5.98. Одзив система са исправљачем са двије диоде при смањењу референце струје са 6 А на 4 А.

Као и у претходном случају, предложени модификовани предиктивни регулатор успјешно одржава струју лука на задатој вриједности и у систему са тиристорским мосним исправљачем са двије замајне диоде.

На Слици 5.99 су упоредно приказани одзиви система са мосним исправљачем, система са исправљачем са једном замајном диодом и система са исправљачем са двије замајне диоде, при промјени референце струје лука. На овој слици се види да у системима са замајним диодама, струја опада спорије након смањења референце. Разлог за то је што у овим системима напон на излазу исправљача не може да буде негативан.

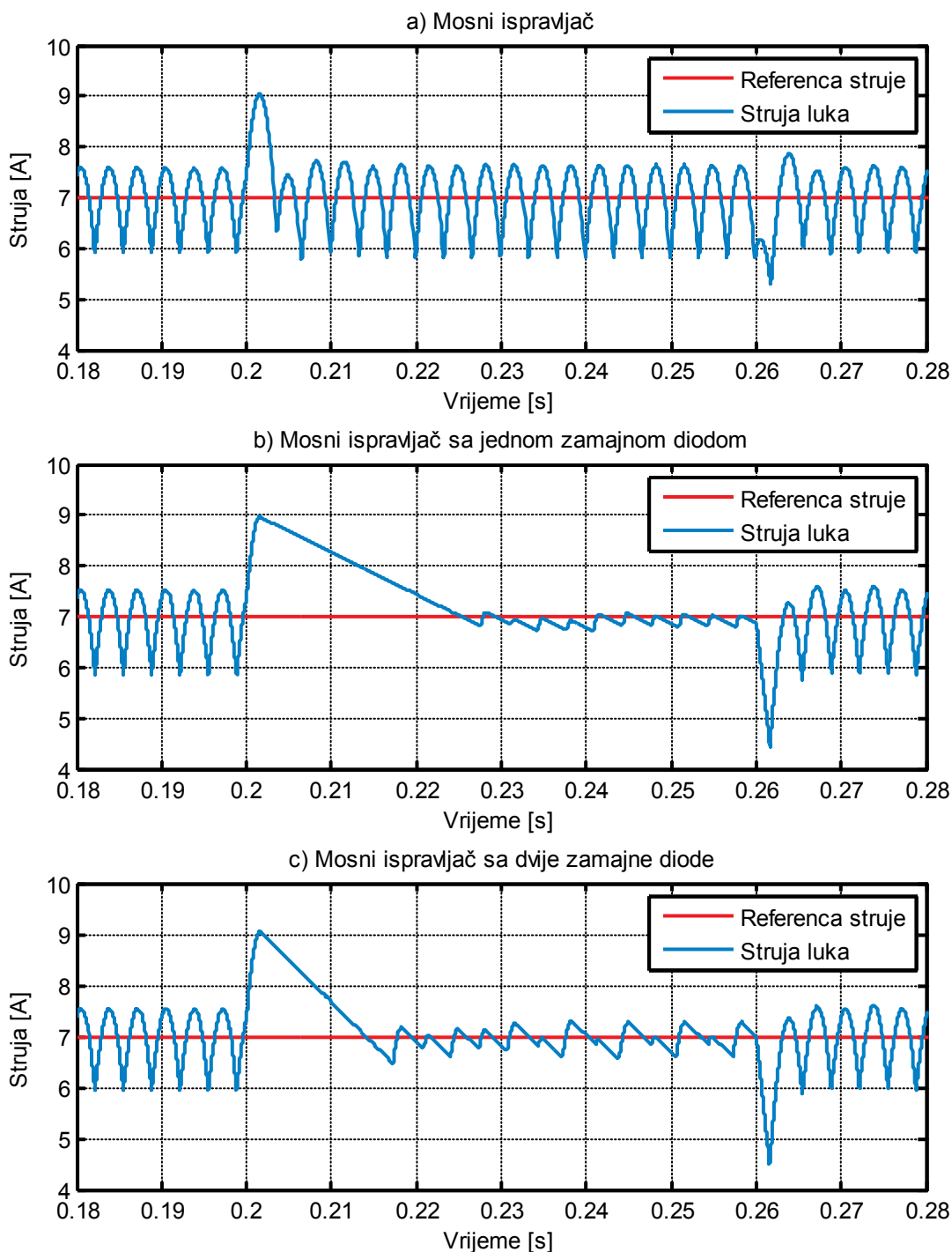
Интересантно је анализирати и понашање регулатора у системима са исправљачима са замајним диодама, при појави кратког споја електрода. Наиме, с обзиром на то да у овим системима напон на излазу исправљача не може да буде негативан (тј. не може да буде негативнији од негативне вриједности пада напона на проводној диоди), повећање струје лука услед кратког споја неће моћи брзо да се компензује, јер се смањење струје тада врши само под утицајем пада напона на диоди (тј. на двије диоде у случају исправљача са двије диоде). Ово ограничење је

искључиво посљедица постојања замајне диоде (или двију диода у случају исправљача са двије диоде). Због тога су при кратким спојевима електрода перформансе система са замајним диодама лошије од перформанси система без замајних диода.



Слика 5.99. Упоредни приказ одзива система без замајних диода и система са замајним диодама.

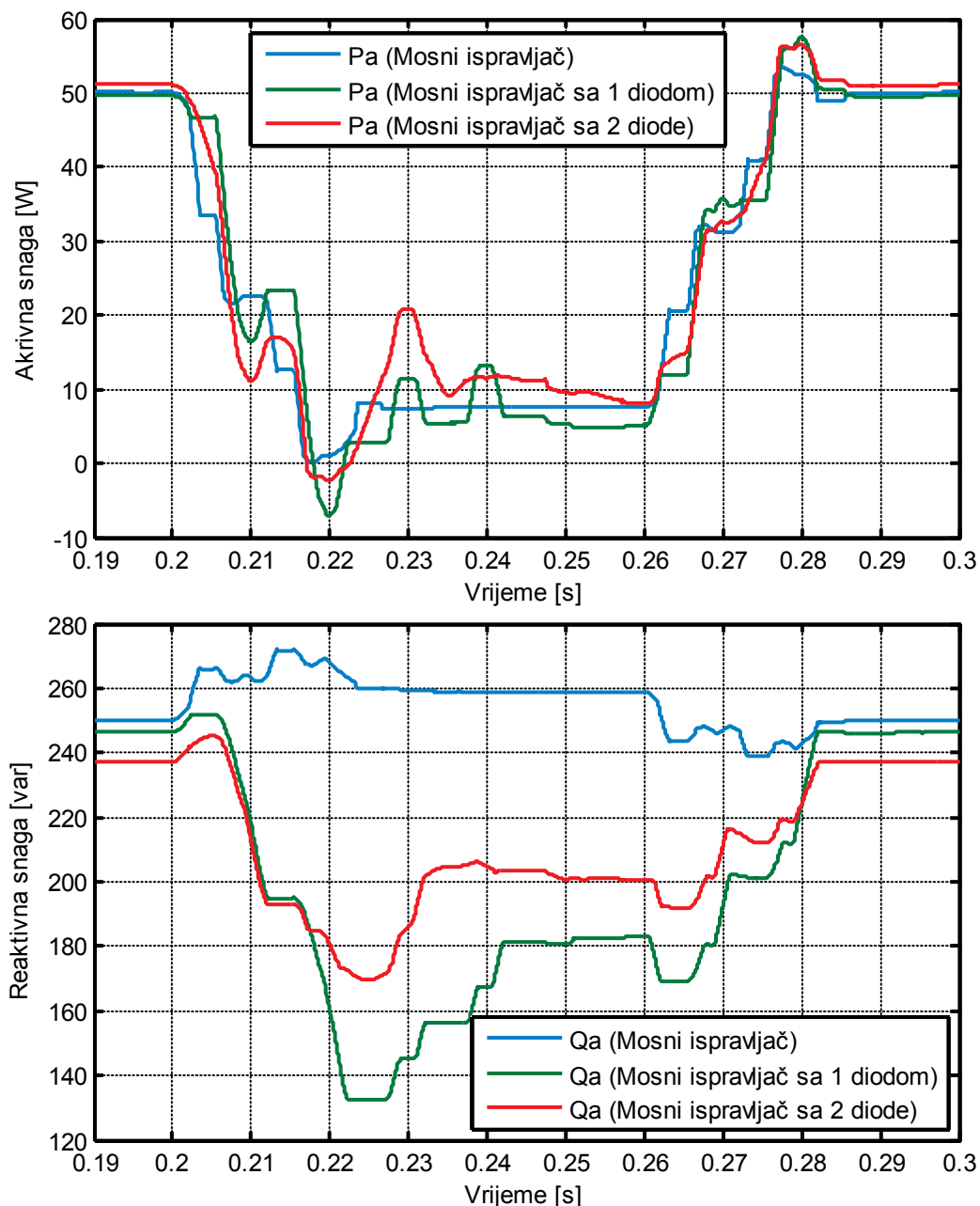
На Слици 5.100 упоредно су приказани одзиви система са и без замајних диода при појави пролазног кратког споја електрода, у трајању 60 ms, који настаје у тренутку $t = 0.2$ s. Симулације су извршене при слабој мрежи, чија снага кратког споја је износила 50 kVA, док је карактеристични однос X/R био једнак 15.



Слика 5.100. Упоредни приказ одзива система без замајних диода и системá са замајним диодама при пролазном кратког споју електрода.

На претходној слици се види да, у случају система са замајним диодама, након појаве кратког споја електрода струја лука опада приближно линеарно под утицајем пада напона на овим диодама. Након достизања задате референце, средња вриједност струје лука остаје приближно једнака задатој струји.

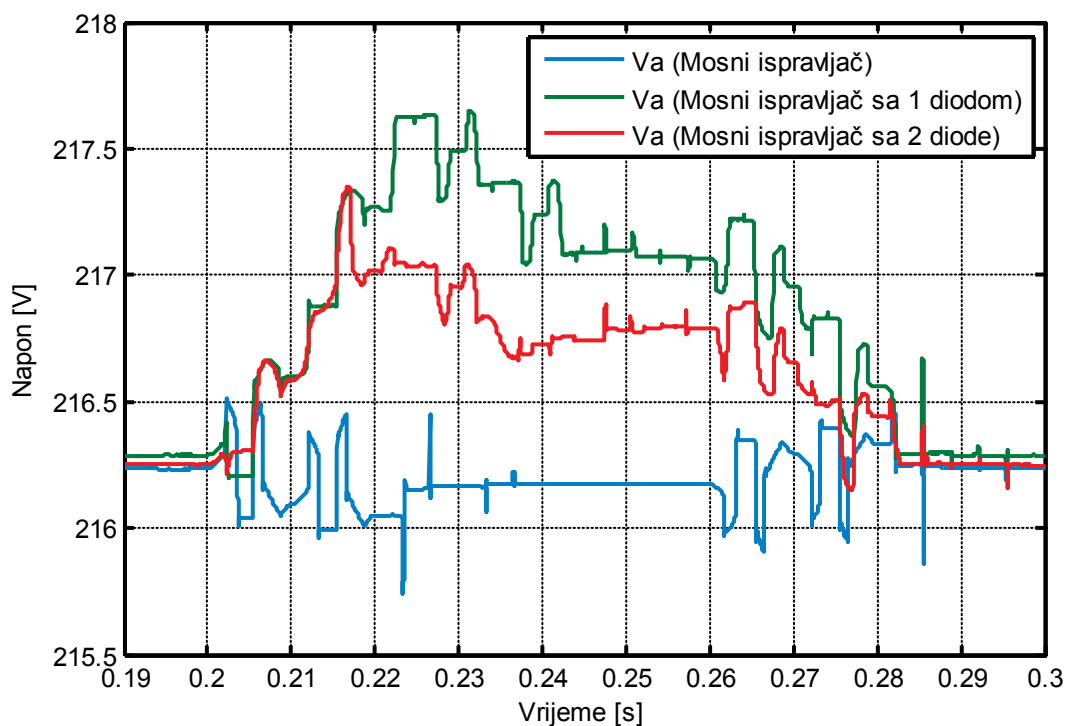
Промјене активне и реактивне снаге прве фазе, које се дешавају при кратким спојевима са претходне слике, приказане су на Слици 5.101.



Слика 5.101. Промјене активне и реактивне снаге у системима са и без замајних диода, које одговарају кратким спојевима са Слике 5.100.

На слици 5.101 се види да су промјене активне снаге приближно међусобно једнаке, с тим да су мало веће варијације уочљиве у системима са замајним диодама. Са друге стране, промјене реактивне снаге су много израженије у системима са замајним диодама. У случају честих кратких спојева електрода (нпр. током *bore-in* периода у циклусу пећи), ове промјене реактивне снаге могу потенцијално да умање добробити које се остварују раздијељеним управљањем тиристорима у топологијама са замајним диодама.

Промјене ефективне вриједности фазног напона прве фазе, које одговарају промјенама снага са Сlike 5.101, приказане су на Сlici 5.102. Као и у претходним случајевима, ефективна вриједност напона фазе *a* одређена је помоћу блока "RMS" из библиотеке *SimPowerSystems*.



Слика 5.102. Промјене ефективне вриједности напона прве фазе у системима са и без замајних диода, при пролазном кратком споју електрода и $X/R=15$.

На претходној слици се види да су промјене ефективне вриједности фазног напона прве фазе много веће у случају система са исправљачем са замајним диодама, у односу на систем са мосним исправљачем. Такође, види се да су промјене реактивне снаге веће у случају система са исправљачем са једном замајном диодом, у односу на систем са исправљачем са двије замајне диоде.

5.8 Одређивање краткорочне јачине фликера у тачки прикључења исправљача на мрежу

У овом поглављу извршена је анализа утицаја предложеног предиктивног регулатора струје електричног лука на генерисање нежељене појаве фликера у тачки прикључења система са предложеним регулатором на мрежу. Притом је извршено и поређење добијених резултата са резултатима који су добијени за систем са *PI* регулатором, који се данас искључиво користи за регулацију струје електричног лука у електролучним пећима за једносмјерну струју. У овом поглављу су, дакле, представљени резултати симулација исправљача са *PI* регулатором струје лука и *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје лука, *PI* регулатором са *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје лука, и предложеним немодификованим и модификованим предиктивним регулатором. Циљ симулација је да се на основу промјена ефективне вриједности фазног напона прве фазе, за све разматране системе одреди краткорочна јачина фликера, P_{st} , и да се затим изврши поређење добијених резултата.

Да би се извршило мјеродавно поређење перформанси система са аспекта генерисаног фликера, неопходно је најприје дефинисати скуп услова при којима ће поређење бити извршено. Наиме, услови при којима се врши поређење система треба приближно да осликавају услове који могу да се очекују у току експлоатације пећи. С обзиром на то да на појаву фликера може да утиче мноштво фактора (као што су и количина и специфична густина шарже, интензитет удубавања кисеоника, оперативна пракса, као и начин и интензитет урушавања шарже током њеног топљења), одређивање скупа мјеродавних услова при којима треба да се изврши поређење је веома отежано. Због тога је усвојено да се поређење перформанси система изврши на основу упрошћеног скупа услова који могу да се очекују током *bore-in* периода (који је најкритичнији са аспекта генерисања фликера) у уобичајеном циклусу пећи. Ти услови су промјена референце струје (која се врши због захтјева процеса топљења жељеза), и чести кратки спојеви електрода (који се појављују као нежељени поремећаји). На основу тога, утврђена је шема промјене референце струје и кратких спојева електрода,

која је примијењена на регулаторе у свим анализираним системима. Поред тога, извршене су и симулације рада системâ при условима који приближно одговарају условима који се имају у току процеса рафинације жељеза (када у систему долази до промјена референце струје, али не долази до кратких спојева електрода). Да би поређење било мјеродавно, симулације су вршене при истим условима мреже и идентичној референци струје за све анализираних системе за регулацију струје. Такође, приликом одређивања краткорочне јачине фликера у случају са кратким спојевима електрода, кратки спојеви су се догађали у истим тренуцима и имали исто трајање у свим анализираним случајевима.

За одређивање краткорочне јачине фликера коришћен је *FlickerSim* симулатор фликерметра, компаније *Solcept AG* [127]. *FlickerSim* симулатор реализован је у програмском пакету *MATLAB*[®], као *m*-функција три аргумента. Први аргумент је низ вриједности напона на основу којих се израчунава краткорочна јачина фликера. Други аргумент је учестаност одабирања напона (изражена у Hz), а трећи аргумент је учестаност напона мреже (изражена у Hz). *FlickerSim* симулатор је реализован у складу са стандардом *IEC 61000-4-15* [61]. Поред краткорочне јачине фликера, *FlickerSim* симулатор омогућава и посматрање тренутне вриједности фликера, као и излаза свих блокова имплементираних фликерметра. *FlickerSim* симулатор је тестиран према процедури одређеној у глави 5 и поглављу 6.1 стандарда *IEC 61000-4-15*, и његова тачност је у оквиру стандардом прописаних вриједности.

5.8.1 Одређивање краткорочне јачине фликера при учесталим промјенама референце струје и кратким спојевима електрода

Краткорочна јачина фликера при учесталим промјенама референце струје лука и кратким спојевима електрода, у свим анализираним случајевима је одређена на основу фазног напона прве фазе, добијеног симулацијом у трајању од једног минута. Одређивање краткорочне јачине фликера на једноминутном интервалу није у складу са стандардом *IEC 61000-4-15*, гдје је прописано да се одређивање краткорочне јачине фликера врши на 10-минутном интервалу. Одређивање краткорочне јачине фликера у току једног минута вршено је да би се скратило трајање симулација (симулација модела система са предложеним

регулатором у трајању 10 минута се извршава око 40 сати). Овај приступ је оправдан због тога што се ради о упоредном тесту системâ, тј. не одређује се усклађеност показатеља перформанси системâ са стандардом прописаним вриједностима. Оправданост оваквог приступа потврђена је и одређивањем краткорочне јачине фликера на 10-минутном интервалу за неке случајеве, при чему је утврђено да ове вриједности веома мало одступају од одговарајућих вриједности добијених на једноминутном интервалу. Као референца струје у свим анализираним случајевима, задаване су струје 5 А и 8 А, у укупном трајању 11 s, при чему се струја 5 А задаје у првих 5 s, а струја 8 А у преосталих 6 s. Након протеклих 11 s, наведене вриједности се задају поново, све до истека трајања симулације. Кратки спојеви имају трајање 300 ms, и понављају се са периодом 3.4 s, при чему први кратак спој настаје у тренутку 3.1 s након почетка симулације. На овај начин, обезбијеђено је да се кратки спојеви електрода дешавају асинхроно са промјеном референце струје лука. Симулације су вршене за шест различитих вриједности карактеристичног односа реактансе и отпорности кратког споја мреже: $X/R=1$, $X/R=5$, $X/R=10$, $X/R=15$, $X/R=20$, и $X/R=30$. Снага кратког споја мреже је у свим случајевима подешена на 50 kVA. Фазни напон прве фазе, струја електричног лука као и активна и реактивна снага које се узимају из мреже, одабирани су учестаношћу 10 kHz, у свим случајевима.

У циљу што мјеродавнијег поређења системâ са *PI* регулатором струје лука са системима са модификованим и немодификованим предложеним регулатором, неопходно је обезбиједити да појачања регулатора у системима са *PI* регулаторима буду подешена тако се да максимално потискују поремећаји који доводе до појаве фликера. У поглављу 5.4 су појачања *PI* регулатора одређена са циљем да се постигне добар компромис између што краћег времена успона, што мањег прескока струје и што краћег времена смирења регулатора, при скоковитој промјени референце струје. Овако подешена појачања не омогућавају, у општем случају, истовремено максимално потискивање поремећаја који доводе до појаве фликера. Због тога је било неопходно да се додатним симулацијама утврде појачања регулатора која обезбијеђују максимално потискивање поремећаја који доводе до појаве фликера. За сваки тестирани сет појачања, овим симулацијама је одређена краткорочна јачина фликера на једноминутном интервалу рада система,

P_{st1min} , при свим претходно наведеним карактеристичним односима, X/R , мреже. Као полазни случај усвојена су појачања регулатора која су добијена подешавањем за оптимални одзив на скоковиту промјену референце струје лука. Резултати симулација за систем са PI регулатором струје лука и *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје лука представљени су у Табели 5.5. У овом систему примијењен је *Butterworth* филтер другог реда, граничне учестаности 1256 rad/s.

Табела 5.5. Краткорочна јачина фликера при различитим појачањима PI регулатора у систему са *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје

PI Регулатор са <i>Butterworth</i> филтером	Краткорочна јачина фликера, P_{st1min}					
	$X/R=1$	$X/R=5$	$X/R=10$	$X/R=15$	$X/R=20$	$X/R=30$
$KP=1.5$ $KI=28$	1.0636	0.8875	1.0056	1.0125	1.0228	1.0406
$KP=1.3$ $KI=70$	1.0584	0.7018	0.7681	0.7913	0.8139	0.8111
$KP=1.4$ $KI=70$	1.1652	0.7706	0.6804	0.6593	0.7090	0.7153
$KP=1.5$ $KI=70$	1.1237	0.6799	0.6937	0.7561	0.7698	0.7778
$KP=1.6$ $KI=70$	1.1653	0.8321	0.8891	0.9159	0.9371	0.9546
$KP=1.5$ $KI=80$	1.0982	0.6767	0.6684	0.6677	0.6739	0.6815
$KP=1.5$ $KI=90$	1.0449	0.6395	0.6605	0.6968	0.7113	0.7154
$KP=1.5$ $KI=100$	0.9786	0.6241	0.7183	0.7467	0.7716	0.7980

На основу резултата из претходне табеле, за PI регулатор са *Butterworth* филтером одабрана су појачања $KP=1.5$ и $KI=80$. Ова појачања се не разликују много од појачања $KP=1.5$ и $KI=70$, која су претходно добијена за оптимални одзив на скоковиту промјену референце струје, али при већим односима X/R обезбјеђују много боље потискивање поремећаја који доводе до појаве фликера.

На сличан начин су одређена и појачања PI регулатора у систему са *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје лука. У овом систему, период усредњавања *Moving Average* филтера је 1/300 s. Такође, као полазни случај усвојена су појачања регулатора која су добијена подешавањем за оптимални одзив на скоковиту промјену референце струје лука. Резултати симулација за систем са PI регулатором струје лука и *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје лука представљени су у Табели 5.6.

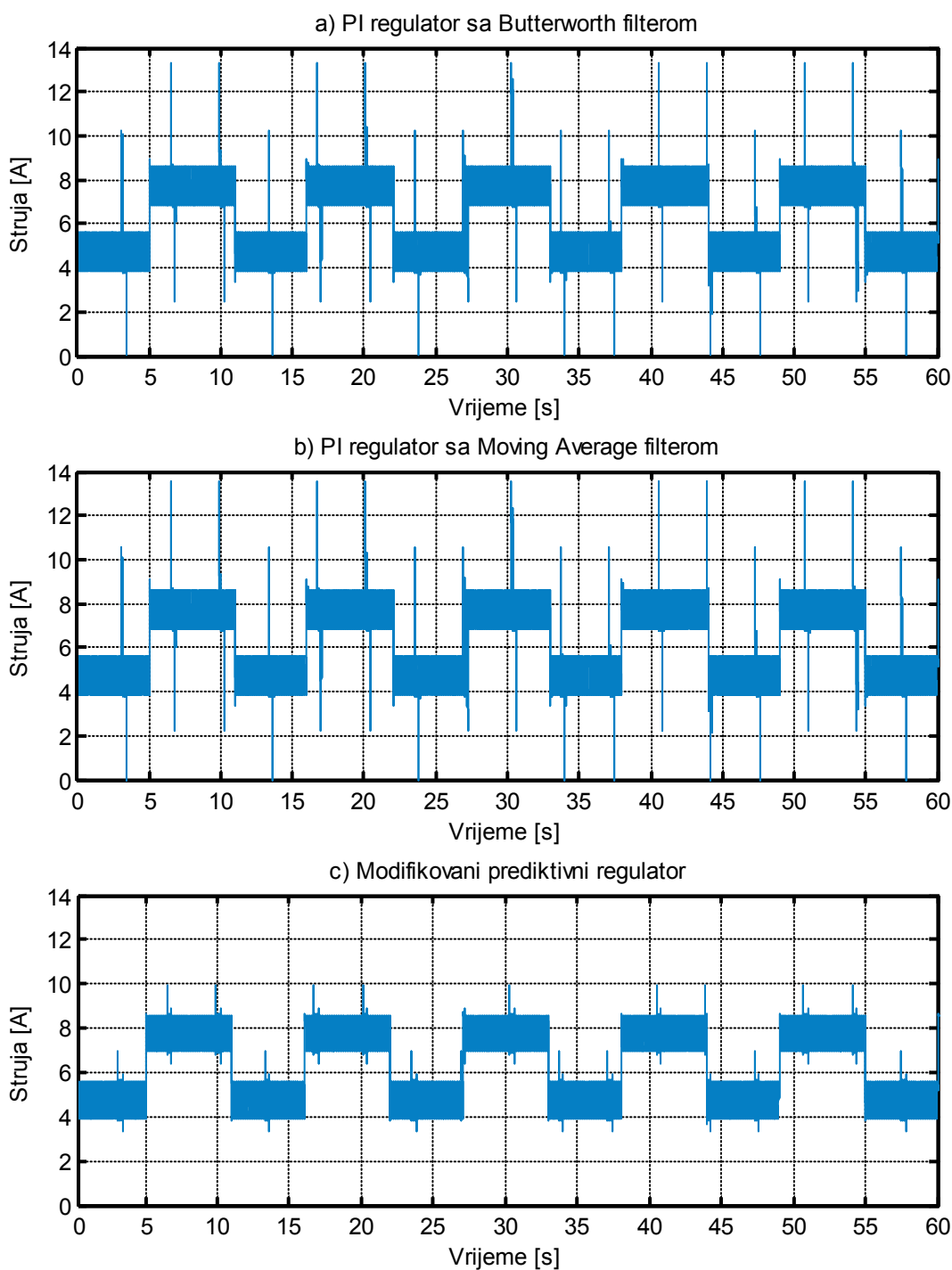
Табела 5.6. Краткорочна јачина фликера при различитим појачањима PI регулатора у систему са *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје

PI Регулатор са <i>Moving Average</i> филтером	Краткорочна јачина фликера, P_{st1min}					
	$X/R=1$	$X/R=5$	$X/R=10$	$X/R=15$	$X/R=20$	$X/R=30$
$KP=1.5$ $KI=28$	1.1144	0.8754	0.8948	0.9150	0.9510	1.0212
$KP=1.5$ $KI=80$	1.1385	0.6875	0.7666	0.7826	0.7878	0.7981
$KP=1.6$ $KI=80$	1.1577	0.6548	0.6854	0.6757	0.6750	0.6915
$KP=1.7$ $KI=80$	1.2002	0.7454	0.6798	0.6686	0.7180	0.7163
$KP=1.8$ $KI=80$	1.1723	0.7651	0.7416	0.6989	0.7286	0.7278
$KP=1.8$ $KI=90$	1.0387	0.7460	0.7200	0.7013	0.7002	0.6971

На основу резултата из претходне табеле, за PI регулатор са *Moving Average* филтером одабрана су појачања $KP=1.6$ и $KI=80$. Са аспекта потискивања поремећаја који доводе до појаве фликера, перформансе система са овим појачањима су много боље од перформанси система са појачањима $KP=1.8$ и $KI=80$, која су претходно подешена за оптималан одзив при скоковитој промјени референце струје.

На Слици 5.103 су приказани таласни облици струје електричног лука приликом одређивања краткорочне јачине фликера за систем са PI регулатором струје лука и *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје лука, систем са PI регулатором струје лука и *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје лука, и систем са модификованим предиктивним регулатором струје лука (са модификацијом понашања при кратком споју електрода и модификацијом за смањење прескока првог импулса струје лука множењем расположивог прираштаја коефицијентом 1.3), при $X/R=1$.

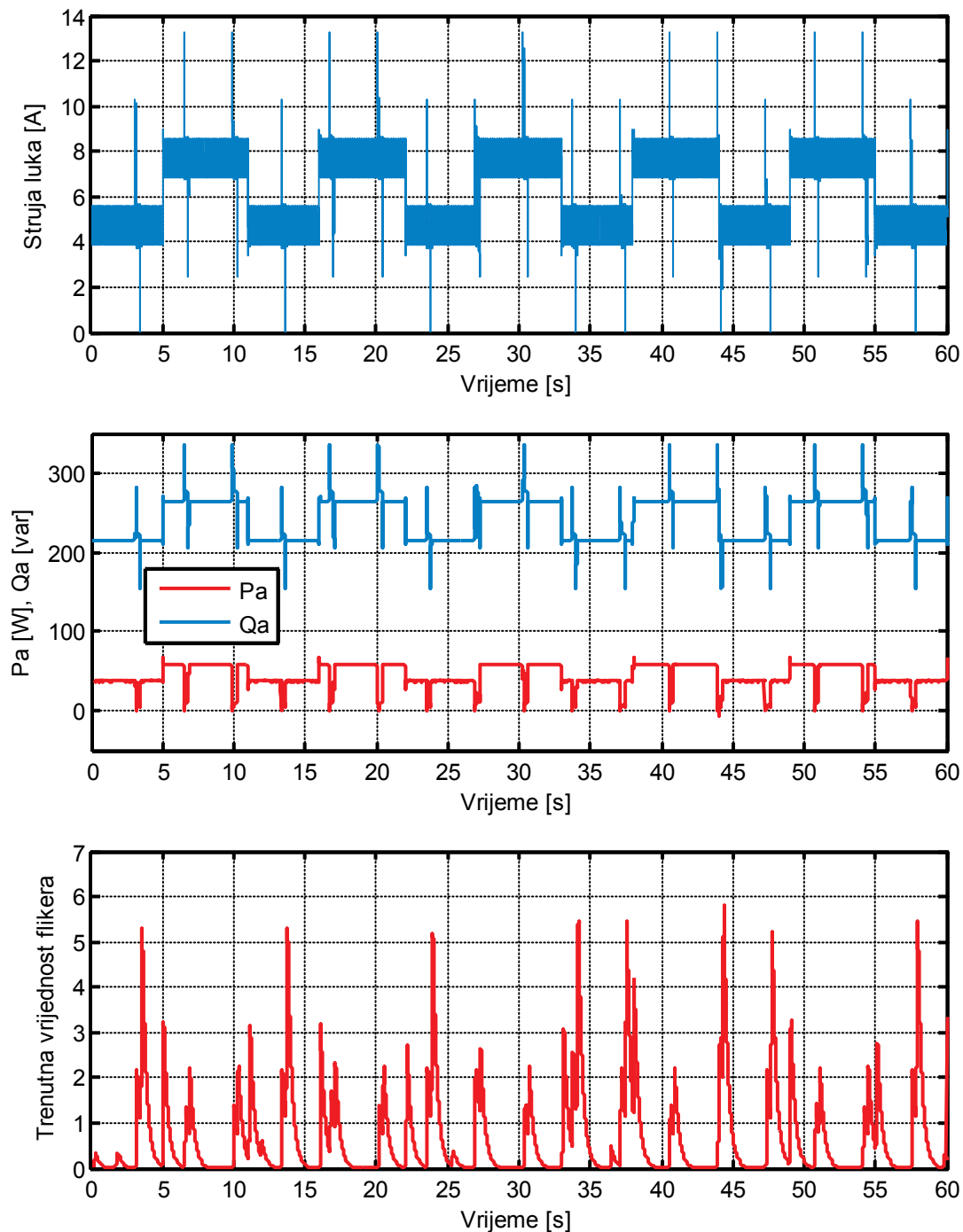
На Слици 5.103 се може уочити да су промјене струје лука након појаве кратког споја (и приликом поновног успостављања лука), веће у случају системâ са PI регулатором, у односу на систем са модификованим предиктивним регулатором. Максимуми струје лука након повећања референце струје су такође већи у случају системâ са PI регулатором. Минимуми струје након смањења референце струје, су мањи (тј. већи по апсолутној вриједности) у случају системâ са PI регулатором.



Слика 5.103. Струја електричног лука приликом одређивања фликера у систему са PI регулатором и Butterworth филтером, PI регулатором и Moving Average филтером, и модификованим предложеним предиктивним регулатором, при $X/R = 1$.

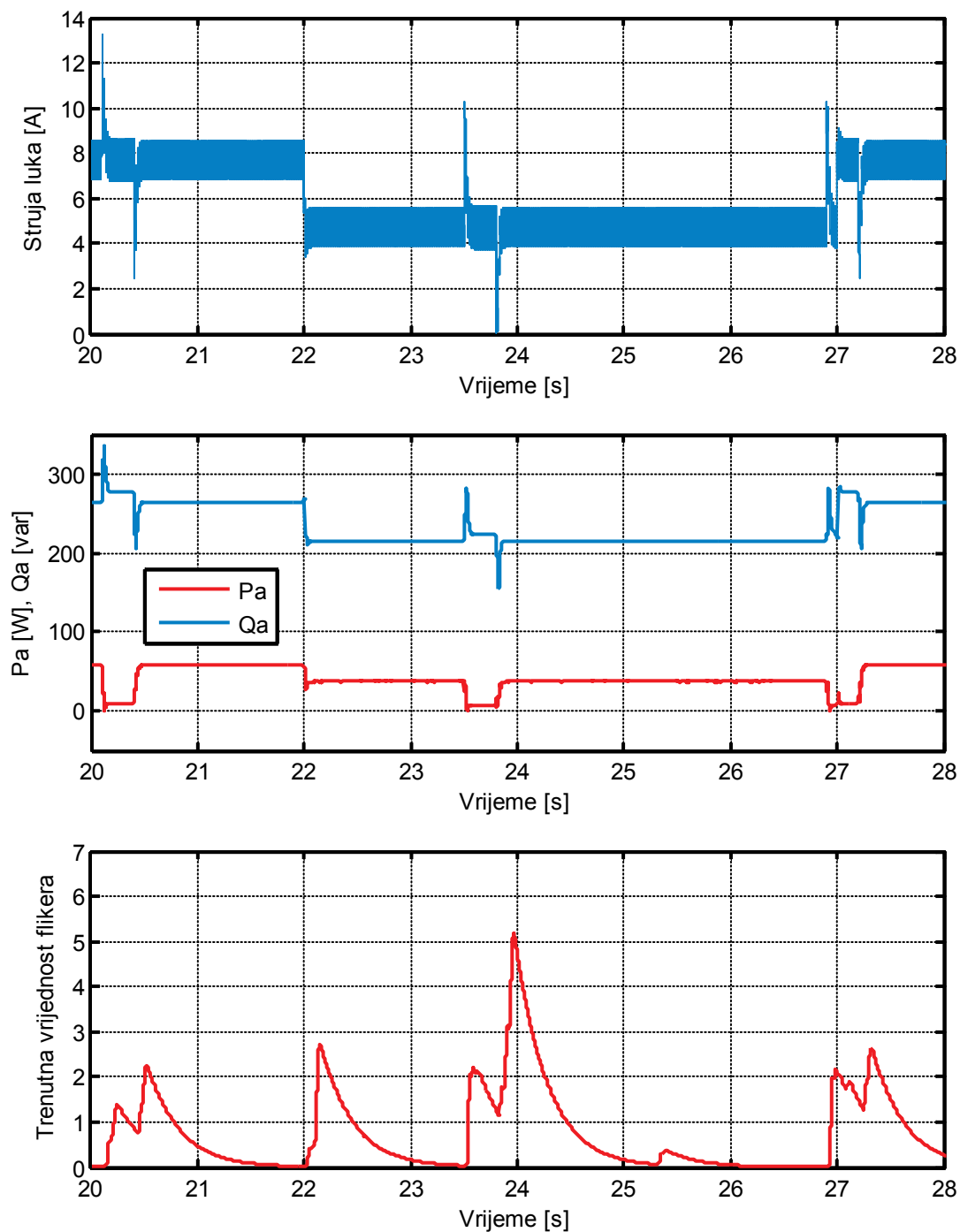
На Слици 5.104 су приказани таласни облици струје електричног лука са Слике 5.103 а) и одговарајуће вриједности активне и реактивне снаге и тренутне

вриједности фликера. На овој слици се види да се максимуми тренутне вриједности фликера достижу приликом кратких спојева електрода који се дешавају при мањој референци струје лука. Поред тога, велике тренутне вриједности фликера се достижу и при промјенама референце струје лука.



Слика 5.104. Струја лука, активна и реактивна снага и тренутна вриједност фликера у систему са PI регулатором и Butterworth филтером.

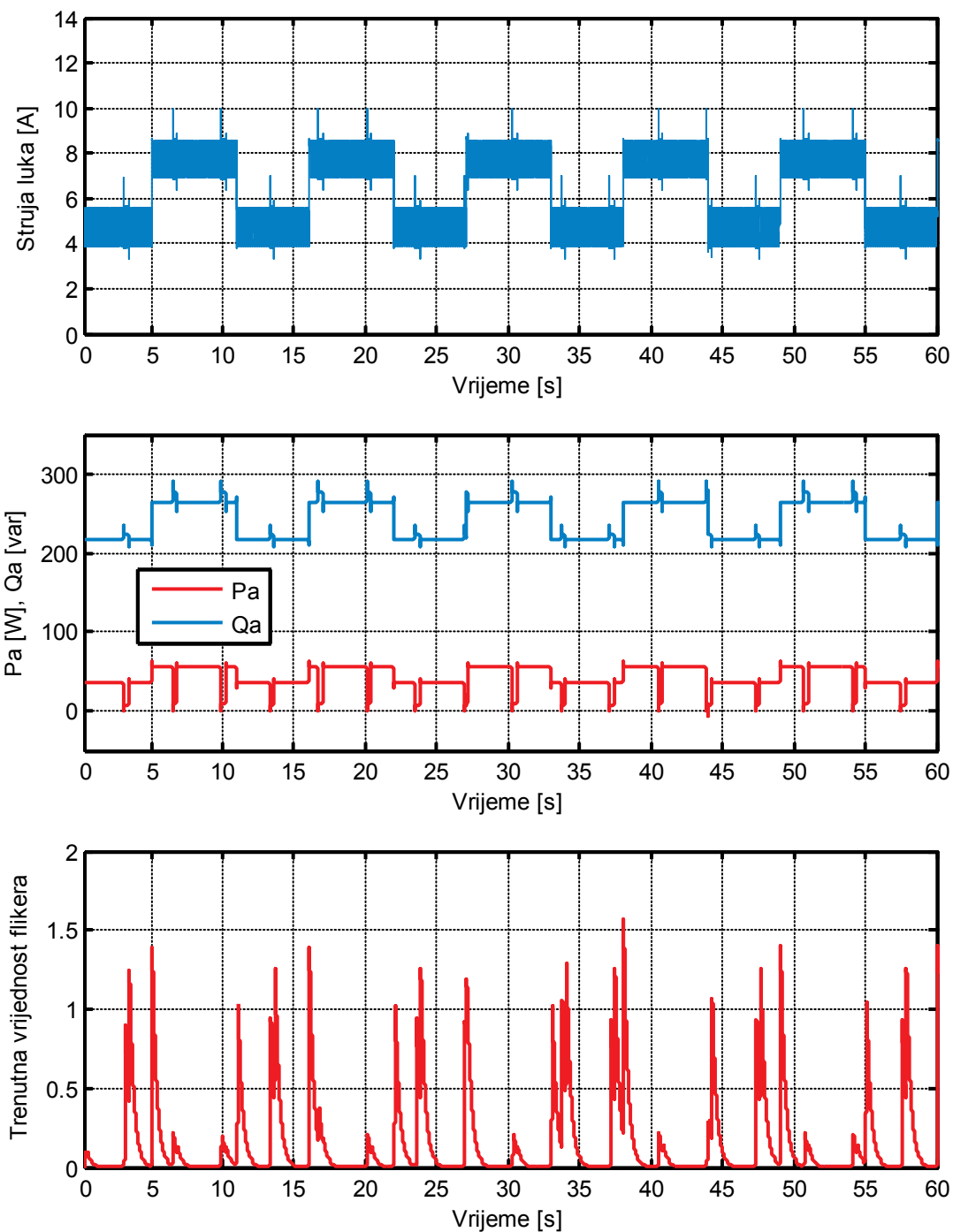
На Слици 5.105 су ради боље прегледности приказани таласни облици са претходне слике, у интервалу од 20. до 28. секунде.



Слика 5.105. Струја лука, активна и реактивна снага и тренутна вриједност фликера у систему са PI регулатором и Butterworth филтером, у интервалу од 20. до 28. секунде.

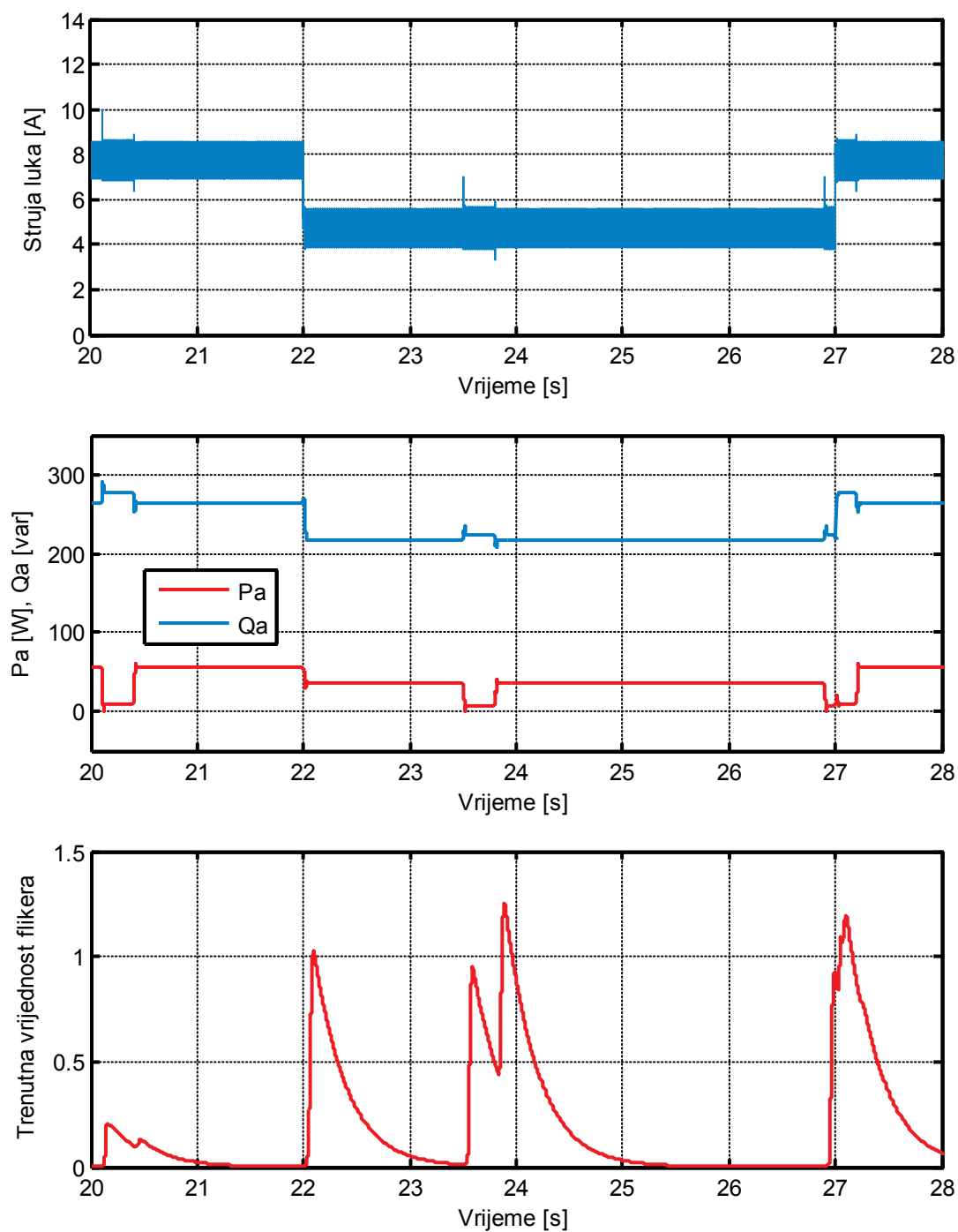
На Слици 5.106 су приказани таласни облици струје електричног лука са Слике 5.103 c) и одговарајуће вриједности активне и реактивне снаге и тренутне

вриједности фликера. И у овом случају, максимуми тренутне вриједности фликера се достижу при кратким спојевима електрода и при промјенама референце струје.



Слика 5.106. Струја лука, активна и реактивна снага и тренутна вриједност фликера у систему са модификованим предиктивним регулатором.

На Слици 5.107 су ради боље прегледности приказани таласни облици са претходне слике, у интервалу од 20. до 28. секунде.

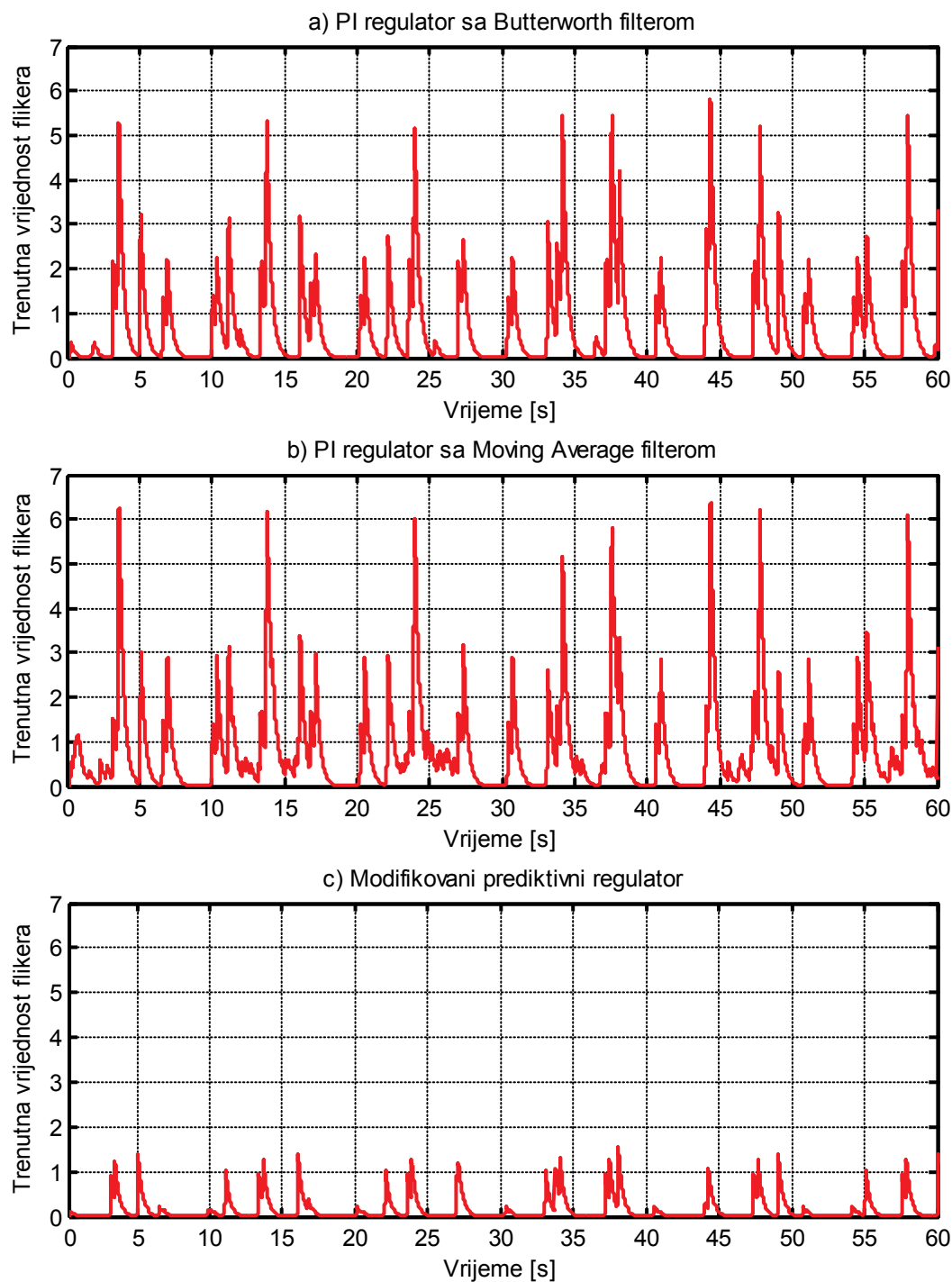


Слика 5.107. Струја лука, активна и реактивна снага и тренутна вриједност фликера у систему са модификованим предиктивним регулатором, у интервалу од 20. до 28. секунде.

На Сликама 5.105 и 5.107 се види да су промјене реактивне снаге при кратком споју електрода, много мање у систему са модификованим предиктивним

регулатором, у односу на систем са PI регулатором. Самим тим, мања је и тренутна вриједност фликера.

На Слици 5.108 су упоредно приказане тренутне вриједности фликера које одговарају таласним облицима струја приказаним на Слици 5.103.



Слика 5.108. Тренутне вриједности фликера које одговарају таласним облицима струја приказаним на Слици 5.103.

На овој слици се види да су тренутне вриједности фликера вишеструко мање у систему са предложеним модификованим предиктивним регулатором, у односу на системе са *PI* регулатором струје лука. Ово је нарочито изражено непосредно након појаве кратких спојева електрода, када је тренутна вриједност фликера и до 6 пута мања у систему са предложеним модификованим предиктивним регулатором.

Краткорочна јачина фликера, P_{st} , при учесталим промјенама референце струје и кратким спојевима електрода, одређена је за десет система за регулацију струје електричног лука. За сваки од ових система, краткорочна јачина фликера одређена је за шест различитих вриједности карактеристичног односа реактансе и отпорности кратког споја мреже: $X/R=1$, $X/R=5$, $X/R=10$, $X/R=15$, $X/R=20$, и $X/R=30$. Добијени резултати представљени су у Табели 5.7. Осим вриједности које су одређене на једноминутном интервалу, у Табели 5.7 су дате и вриједности краткорочне јачине фликера које су при $X/R=15$ одређене на 10-минутном интервалу (што је у складу са стандардом *IEC 61000-4-15*). Ове вриједности не одступају значајно од одговарајућих вриједности добијених на једноминутном интервалу, што додатно оправдава поређење системâ на основу краткорочне јачине фликера добијене на једноминутном интервалу.

У Табели 5.7 су дати скраћени називи за поједине регулаторе. Ознака "Модификација понашања при КС" значи да је примијењена модификација регулатора у циљу смањења промјена реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода. Ова модификација је детаљније анализирана у одјељку 5.5.1, на страни 244. Ознака "Q контрола" значи да је примијењена модификација регулатора у циљу смањења промјена нивоа реактивне снаге усљед промјене угла управљања тиристорима при настанку и престанку кратког споја електрода. Ова модификација је детаљније анализирана у одјељку 5.5.3, на страни 263. Ознаке "Модификација првог импулса $\pi/2 \cdot \Delta i$ " и "Модификација првог импулса $1.3 \cdot \Delta i$ " значе да је примијењена модификација предиктивног регулатора у циљу елиминације прскока првог импулса струје лука након повећања референце струје, при чему је расположиви прираштај струје множен фактором $\pi/2$, тј. фактором 1.3, респективно. Ове модификације су детаљније анализирани у поглављу 5.6, на страни 269. Ознака

"модификација референце 10%" значи да је примијењена модификација регулатора промјеном референце у току прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода. Ова модификација детаљно је анализирана у одјељку 5.52, на страни 258.

Табела 5.7. Краткорочна јачина фликера при промјени референце струје и кратким спојевима електрода

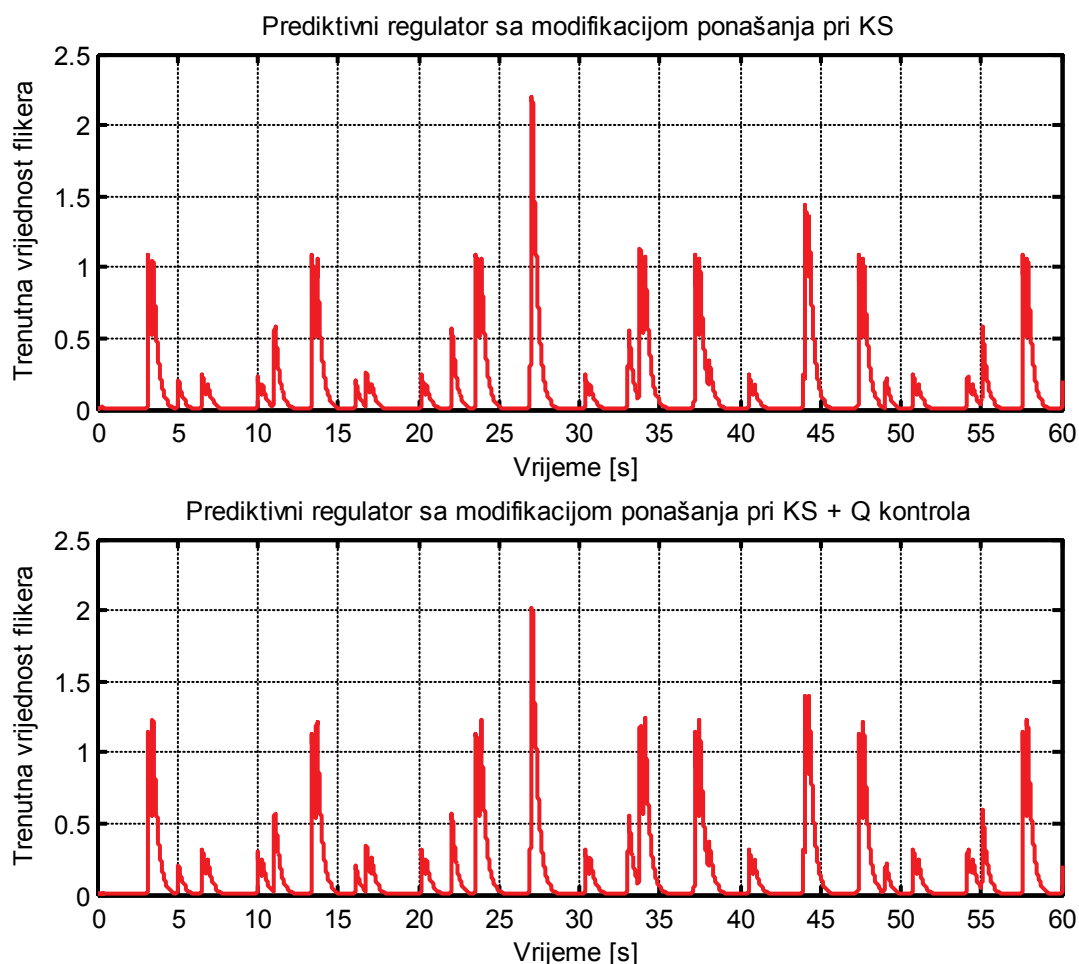
Регулатор	Краткорочна јачина фликера, P_{st1min}						$P_{st10min}$
	$X/R=1$	$X/R=5$	$X/R=10$	$X/R=15$	$X/R=20$	$X/R=30$	$X/R=15$
PI регулатор са Butterworth филтером	1.0982	0.6767	0.6684	0.6677	0.6739	0.6815	0.6740
PI регулатор са Moving Average филтером	1.1577	0.6548	0.6854	0.6757	0.6750	0.6915	0.6708
Немодификовани предиктивни регулатор	0.5610	0.4144	0.6238	0.6225	0.6180	0.6098	0.6043
Модификација понашања при КС	0.5618	0.4014	0.5616	0.5480	0.5410	0.5338	0.5400
Q контрола	0.5855	0.6434	0.6416	0.6078	0.6046	0.5994	0.5939
Модификација понашања при КС + Q контрола	0.5629	0.5363	0.5713	0.5607	0.5532	0.5484	0.5523
Модификација понашања при КС + модификација првог импулса $\pi/2 \cdot \Delta i$	0.5687	0.4057	0.5548	0.5430	0.5372	0.5304	0.5336
Модификација понашања при КС + модификација првог импулса $1.3 \cdot \Delta i$	0.5811	0.4045	0.5658	0.5549	0.5492	0.5409	0.5395
Модификација понашања при КС + Q контрола + модификација првог импулса $\pi/2 \cdot \Delta i$	0.5677	0.5136	0.5659	0.5540	0.5481	0.5445	0.5506
Модификација референце 10%	0.5435	0.3880	0.4880	0.4788	0.4752	0.4711	0.4660

На основу резултата представљених у Табели 5.7, може се закључити да највеће потискивање фликера омогућава модификација регулатора промјеном референце у току прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода. Такође, на основу представљених резултата може се закључити да системи са предиктивним регулатором (без обзира на то да ли је регулатор модификован или не) у свим разматраним случајевима имају боље перформансе са аспекта фликера, у односу на системе са PI регулатором струје лука. Највећа разлика у корист предиктивног регулатора је у случају када је мјесто прикључења енергетског (и синхронизационог) трансформатора напајано дугачким водовима (тј. гдје је однос X/R мали). При малим вриједностима односа X/R , краткорочна јачина фликера је приближно дупло мања код система са предиктивним регулатором струје лука, у односу на анализирани системе са PI регулатором струје лука. Најмања разлика у корист модификованог предиктивног регулатора, у односу на анализирани системе са PI регулатором, има се у случају модификације регулатора при кратком споју електрода и модификације у циљу елиминације промјена нивоа реактивне снаге, при $X/R=10$, и износи 14.53% од вриједности P_{st} у систему са PI регулатором струје лука и *Butterworth* филтером. Највећа разлика у корист модификованог предиктивног регулатора, у односу на анализирани системе са PI регулатором, има се при упрошћеној модификацији са промјеном референце за 10% и при $X/R=1$, и износи 53.05% од вриједности P_{st} у систему са PI регулатором струје лука и *Moving Average* филтером. Вриједности краткорочне јачине фликера приближно су једнаке за оба разматрана система са PI регулатором.

Највећа разлика у корист модификованог предиктивног регулатора, у односу на немодификовани регулатор, има се при упрошћеној модификацији са промјеном референце за 10% и при $X/R=15$, и износи 23.08% од вриједности P_{st} за немодификовани регулатор. При $X/R=1$, немодификовани регулатор има боље перформансе од свих модификованих регулатора, изузев регулатора са модификацијом са промјеном референце за 10% при кратким спојевима електрода. Резултати из Табеле 5.7 показују да модификација регулатора у циљу смањења варијација нивоа реактивне снаге усљед промјене угла управљања тиристорима при настанку и престанку кратког споја електрода, доводи до благог

повећања краткорочне јачине фликера. Овај резултат, иако можда неочекиван, може да се објасни чињеницом да су варијације реактивне снаге веће при контроли нивоа реактивне снаге након настанка кратког споја електрода, јер се након кратког споја ниво реактивне снаге смањи (у односу на случај без контроле реактивне снаге), па је самим тим промјена реактивне снаге након прелазног процеса већа. Ово је илустровано сликом 5.82, на страни 267.

На Слици 5.109 упоредно су приказане тренутне вриједности фликера за системе са модификацијом регулатора у циљу смањења варијација реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода, са и без модификације за контролу реактивне снаге, при $X/R=15$.



Слика 5.109. Утицај модификације за смањење промјена нивоа реактивне снаге при кратком споју електрода, на тренутну вриједност фликера.

Резултати из Табеле 5.7, показују да краткорочна јачина фликера зависи и од карактеристичног односа реактансе и отпорности кратког споја мреже, X/R , без обзира на примјене регулатор струје.

5.8.2 Одређивање краткорочне јачине фликера при учесталим промјенама референце струје, без кратких спојева електрода

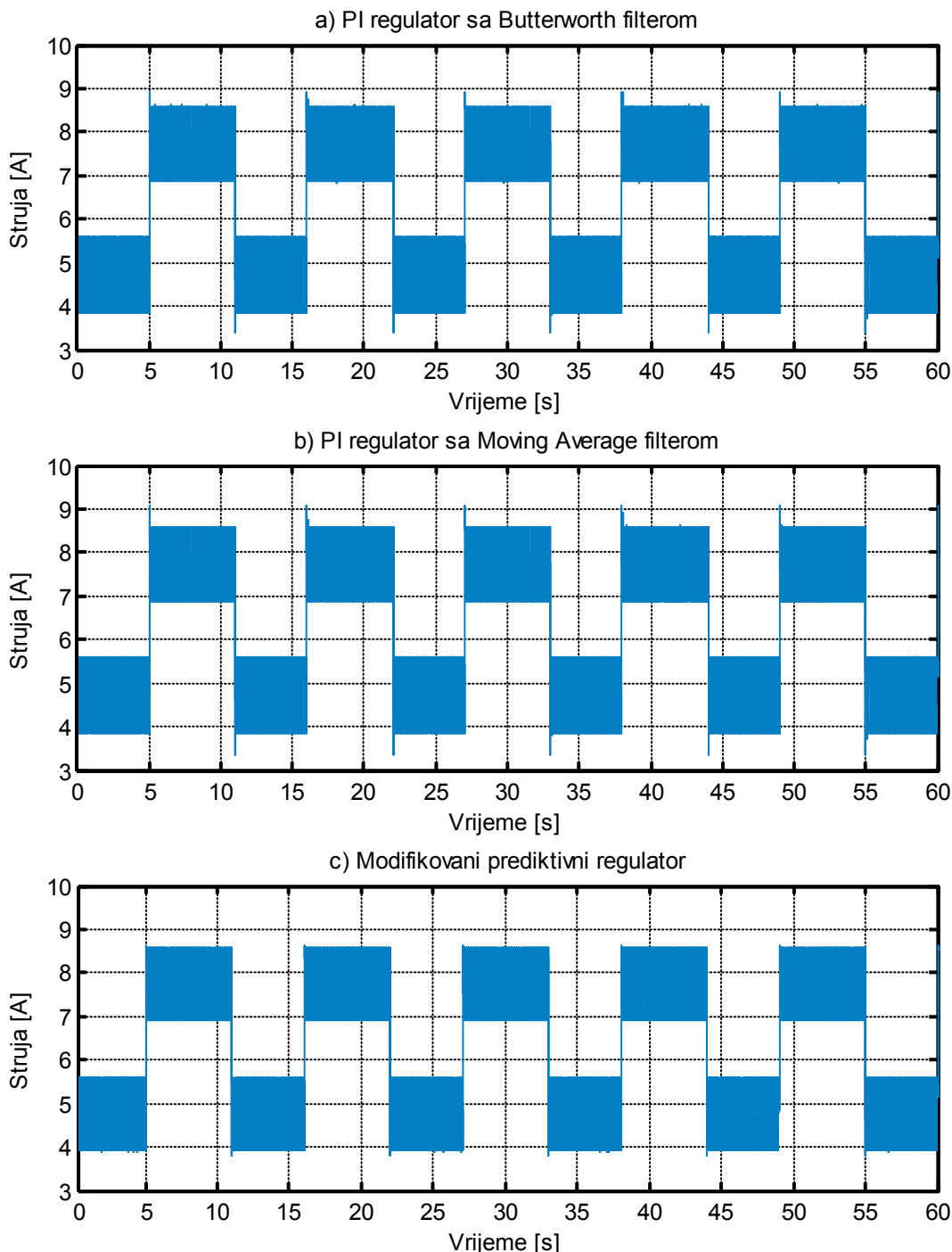
Осим учесталих кратких спојева електрода, на фликер може да утиче и начин на који се мијења струја електричног лука приликом промјене референце струје. Претходно је наведено да у току процеса рафинације жељеза долази до промјена референце струје, али да не долази до кратких спојева електрода. Због тога је неопходно анализирати понашање система са модификованим предложеним предиктивним регулатором, у односу на системе са PI регулатором, и у случају када не долази до кратких спојева електрода, тј. када је генерисани фликер посљедица само наглих промјена референце струје лука.

Као и у претходном случају, симулације су вршене за шест различитих вриједности карактеристичног односа реактансе и отпорности кратког споја мреже: $X/R=1$, $X/R=5$, $X/R=10$, $X/R=15$, $X/R=20$, и $X/R=30$, а снага кратког споја мреже је у свим случајевима подешена на 50 kVA. Фазни напон прве фазе, струја електричног лука као и активна и реактивна снага које се узимају из мреже, одабирани су учестаношћу 10 kHz, у свим случајевима. Као и приликом одређивања фликера при кратким спојевима електрода, појачања PI регулатора су и у овом случају подешена тако да обезбјеђују највеће потискивање поремећаја који доводе до појаве фликера.

На Слици 5.110 приказани су таласни облици струје електричног лука приликом одређивања краткорочне јачине фликера за систем са PI регулатором струје лука и *Butterworth* филтером сигнала мјерене струје лука, систем са PI регулатором струје лука и *Moving Average* филтером сигнала мјерене струје лука, и систем са модификованим предиктивним регулатором струје лука (са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје лука множењем расположивог прираштаја коефицијентом 1.3), при $X/R=1$.

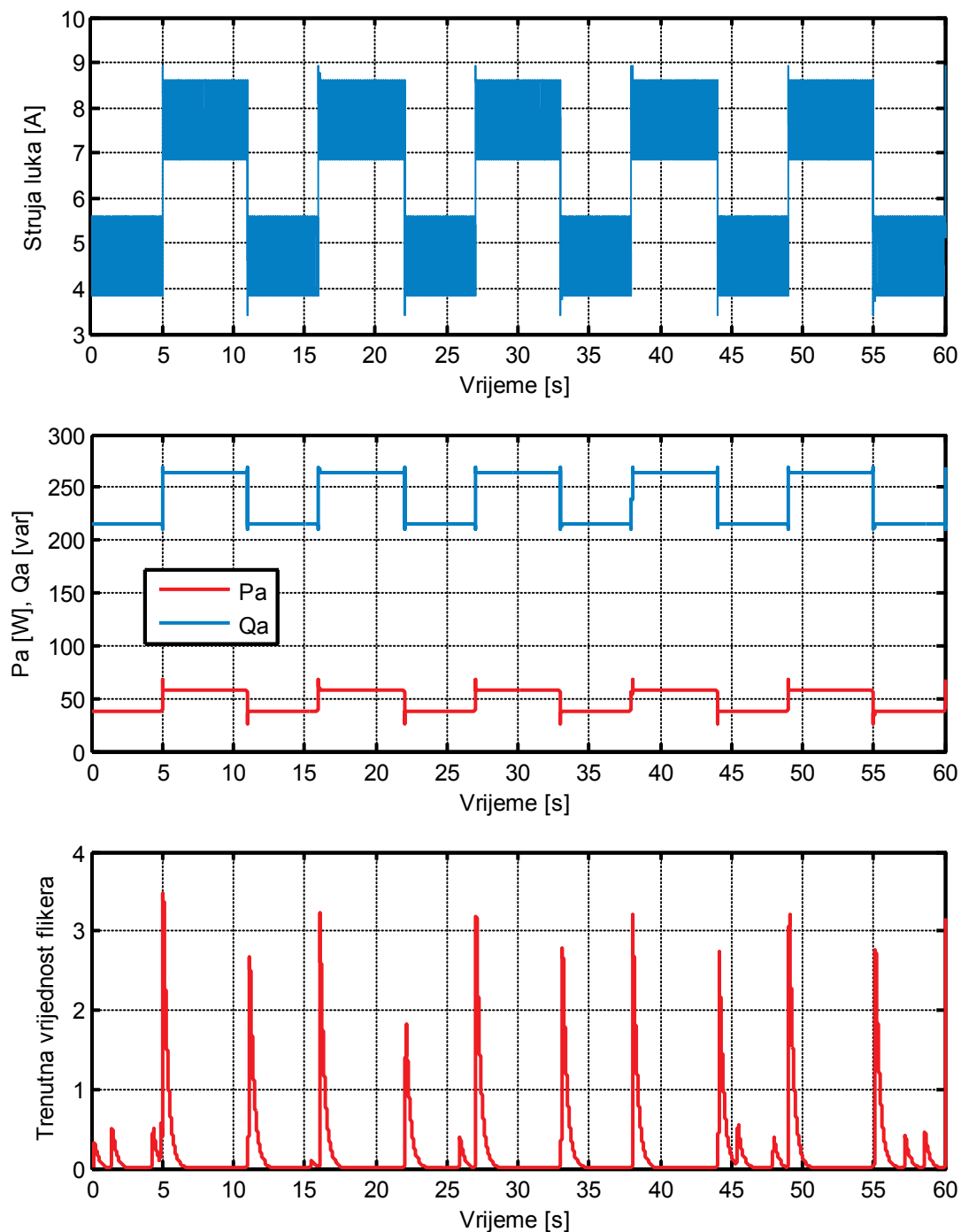
На Слици 5.110 може се уочити да су максимуми струје лука након повећања референце струје, већи у случају системâ са PI регулатором струје лука,

у односу на систем са модификованим предиктивним регулатором. Такође, минимуми струје након смањења референце струје, су мањи (тј. већи по апсолутној вриједности) у случају система са PI регулатором струје лука.



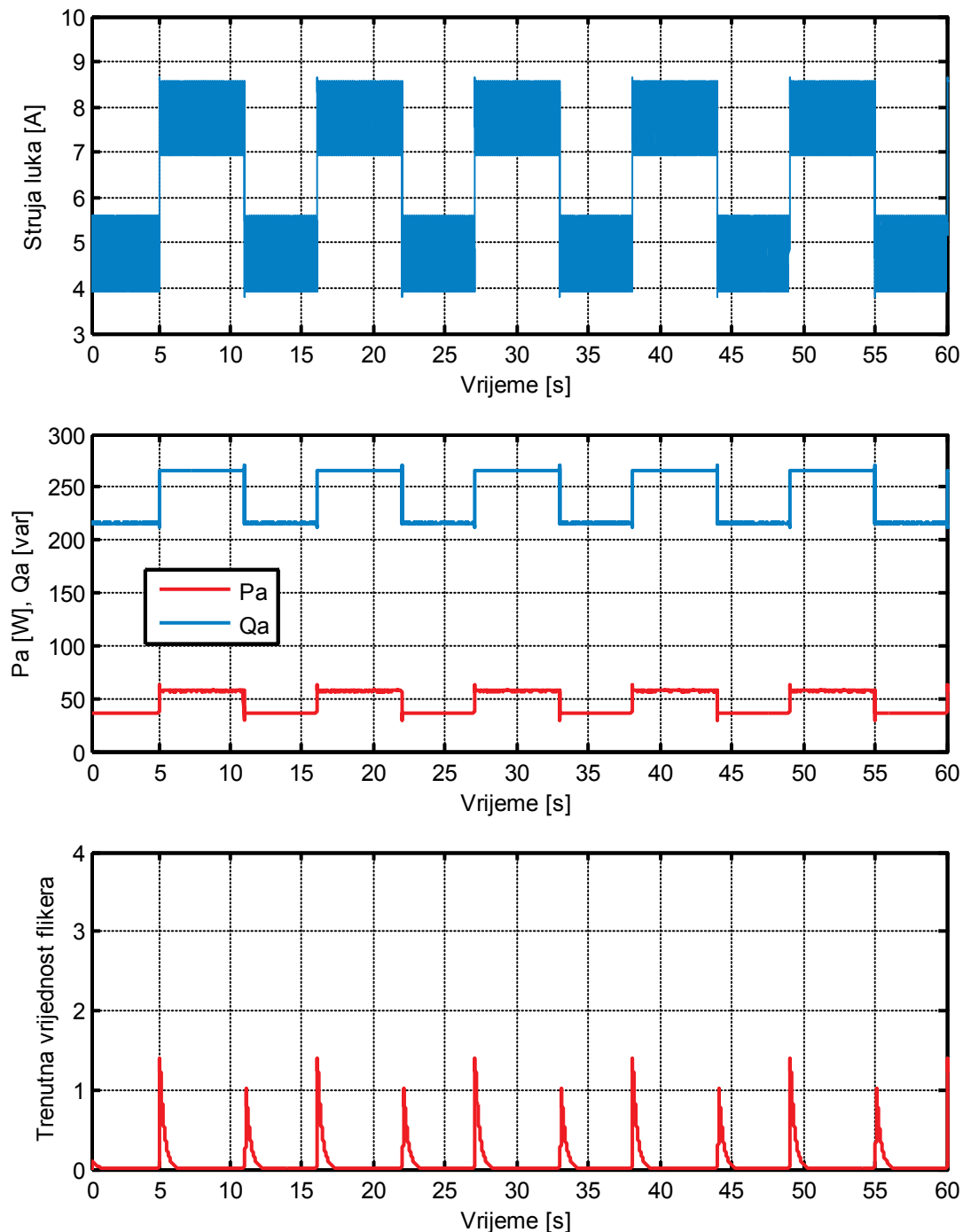
Слика 5.110. Струја електричног лука приликом одређивања фликера у систему са PI регулатором и Butterworth филтером, PI регулатором и Moving Average филтером, и модификованим предложеним предиктивним регулатором, без кратких спојева електрода, при $X/R=1$.

На Слици 5.111 су приказани таласни облици струје електричног лука са Сликe 5.110 а) и одговарајуће вриједности активне и реактивне снаге и тренутне вриједности фликера. На овој слици се види да се максимуми тренутне вриједности фликера достижу при промјенама референце струје лука.



Слика 5.111. Струја лука, активна и реактивна снага и тренутна вриједност фликера у систему са PI регулатором и Butterworth филтером, без кратких спојева електрода.

На Слици 5.112 су приказани таласни облици струје електричног лука за модификовани предиктивни регулатор и одговарајуће вриједности активне и реактивне снаге и тренутне вриједности фликера.



Слика 5.112. Струја лука, активна и реактивна снага и тренутна вриједност фликера у систему са модификованим предиктивним регулатором, без кратких спојева електрода.

Максимуми тренутне вриједности фликера, који се у систему са модификованим предиктивним регулатором достижу при промјенама референце струје лука, су мањи у односу на максимуме који се достижу у систему са PI регулатором. Разлог за то је мањи прескок струје и краће трајање прелазног процеса након промјене референце у систему са модификованим предиктивним регулатором.

Краткорочна јачина фликера, P_{st} , при учесталим промјенама референце струје без кратких спојева електрода, одређена је за пет система за регулацију струје електричног лука. За сваки од ових система, краткорочна јачина фликера одређена је за шест различитих вриједности карактеристичног односа реактансе и отпорности кратког споја мреже: $X/R=1$, $X/R=5$, $X/R=10$, $X/R=15$, $X/R=20$, и $X/R=30$. Добијени резултати представљени су у Табели 5.8.

Табела 5.8. Краткорочна јачина фликера при промјени референце струје, без кратких спојева електрода

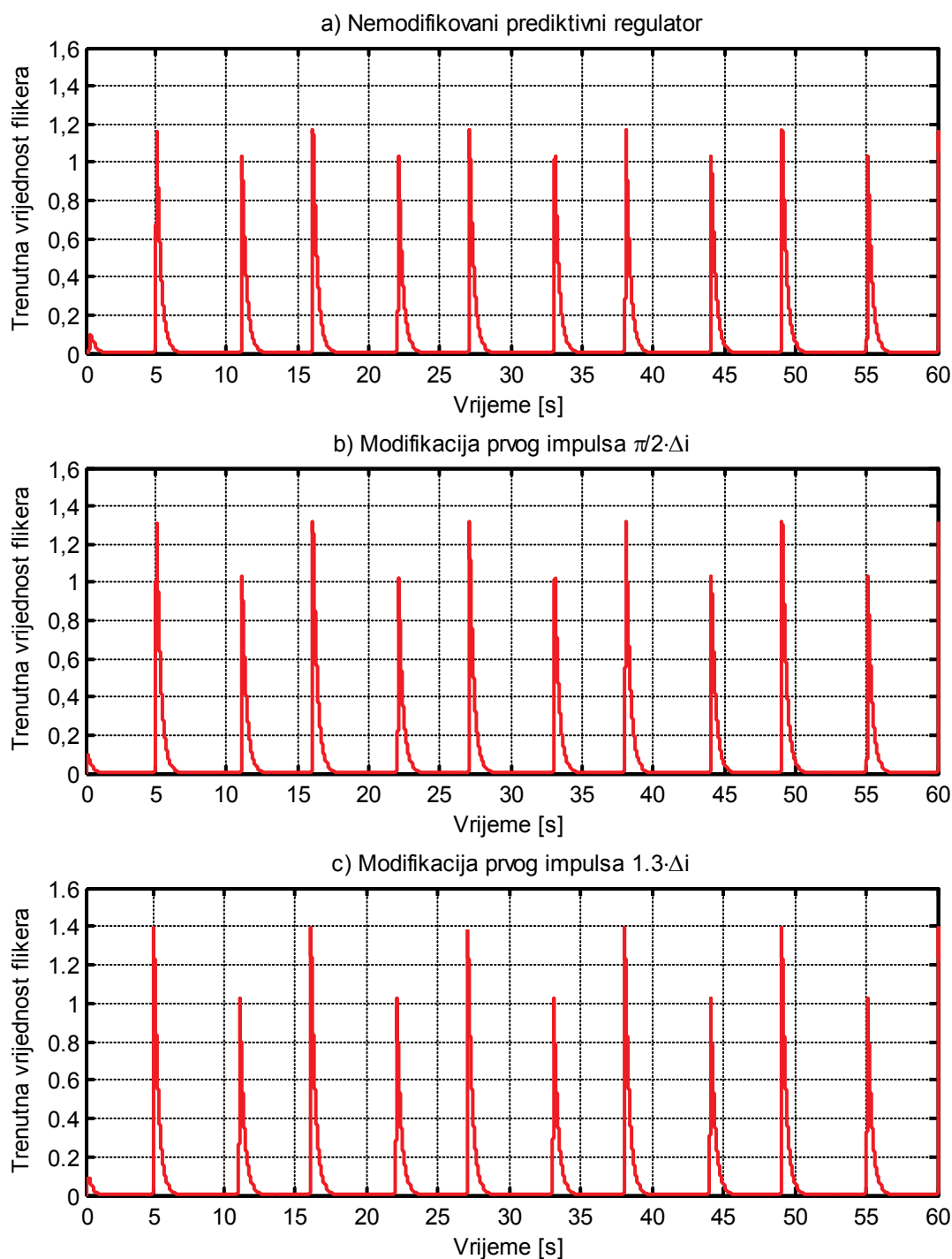
Регулатор	Краткорочна јачина фликера, P_{st1min}					
	$X/R=1$	$X/R=5$	$X/R=10$	$X/R=15$	$X/R=20$	$X/R=30$
PI регулатор са <i>Butterworth</i> филтером	0.7202	0.2850	0.2645	0.2616	0.2692	0.2749
PI регулатор са <i>Moving Average</i> филтером	0.7479	0.2849	0.3083	0.3226	0.3247	0.3151
Немодификовани предиктивни регулатор	0.4416	0.3391	0.2863	0.2714	0.2670	0.2547
Модификација првог импулса $\pi/2 \cdot \Delta i$	0.4501	0.3385	0.2838	0.2703	0.2646	0.2580
Модификација првог импулса $1.3 \cdot \Delta i$	0.4669	0.3423	0.2869	0.2736	0.2673	0.2578

На основу резултата из Табеле 5.8 може се закључити да брзе и нагле промјене струје у систему са модификованим предиктивним регулатором не доводе до значајније деградације перформанси система, са аспекта проузрокованог фликера. Наиме, из претходне табеле се види да је при $X/R=5$, $X/R=10$, $X/R=15$, краткорочна јачина фликера већа у системима са модификованим

предиктивним регулатором (за 20% при $X/R=5$ и за 8.5% при $X/R=10$), у односу на систем са PI регулатором и *Butterworth* филтером. Међутим, у оба случаја краткорочна јачина фликера је мала, тако да велика процентуална разлика у краткорочној јачини фликера при $X/R=5$ не значи истовремено и велику деградацију перформанси. Ова разлика у краткорочној јачини фликера је последица споријих и постепенијих промјена струје лука у систему са PI регулатором и *Butterworth* филтером (у односу на систем са предложеним предиктивним регулатором (Слика 5.32, на страни 206)), усљед чега су у систему са PI регулатором и *Butterworth* филтером и промјене активне и реактивне снаге спорије и постепеније (иако су амплитуде њихових промјена веће). При $X/R=1$ до изражаја долазе амплитуде промјена активне снаге, док при $X/R=20$ и $X/R=30$ до изражаја долазе амплитуде промјена реактивне снаге. За ове вриједности односа X/R , системи са предиктивним регулатором (немодификовани и модификовани) имају боље перформансе са аспекта фликера у односу на системе са PI регулатором струје лука. Поред тога, системи са предиктивним регулатором имају боље перформансе са аспекта фликера, у односу на систем са PI регулатором и *Moving Average* филтером, при свим анализираним односима реактансе и отпорности кратког споја мреже (изузев при $X/R=5$).

Систем са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје множењем расположивог прираштаја са 1.3 има мало лошије перформансе у односу на систем код којег се расположиви прираштај струје множи са $\pi/2$. Ово је последица чињенице да се код система код којег се прираштај множи са $\pi/2$ струја лука успоставља постепеније, па су и варијације активне снаге у овом систему мање (што је приказано на Слици 5.91, на страни 277). Истовремено, варијације реактивне снаге у овом систему су мало веће, што се манифестује у незнатно већој краткорочној јачини фликера у овом систему при $X/R=30$. На Слици 5.113 су упоредно приказане тренутне вриједности фликера за систем са немодификованим предиктивним регулатором, систем са модификацијом првог импулса множењем расположивог прираштаја фактором $\pi/2$, и систем са модификацијом првог импулса множењем расположивог прираштаја фактором 1.3, при $X/R=1$. На овој слици се види да се тренутне вриједности фликера у ова

три система разликују једино у тренуцима када долази до повећања струје лука, и највеће су у случају када се расположиви прираштај струје множи фактором 1.3.



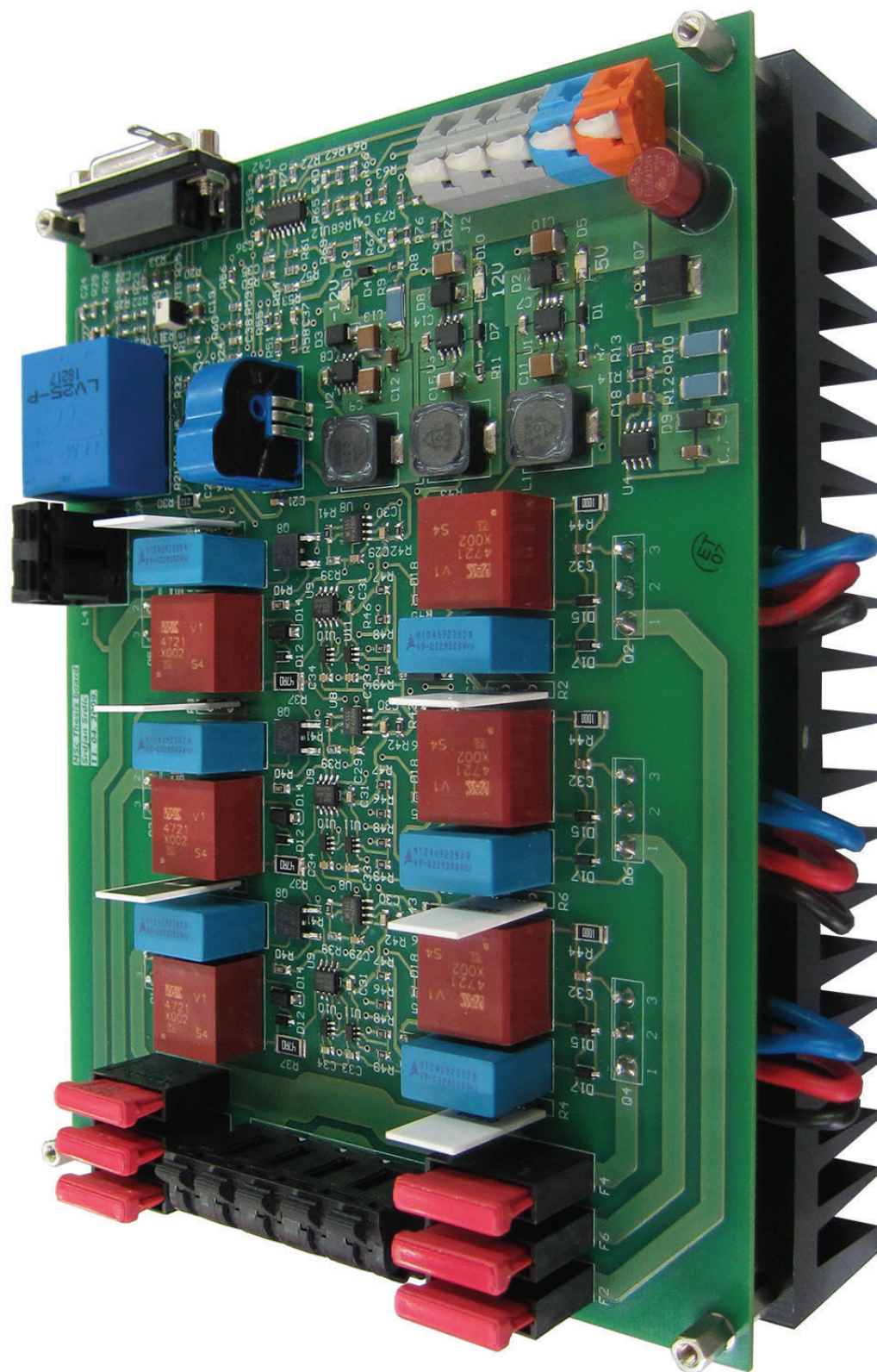
Слика 5.113. Тренутна вриједности фликера за систем са немодификованим предиктивним регулатором, систем са модификацијом првог импулса $\pi/2 \cdot \Delta i$, и систем са модификацијом првог импулса $1.3 \cdot \Delta i$, при $X/R=1$.

На основу претходно извршених симулација и анализа добијених резултата, може се закључити да се у систему са предложеним предиктивним регулатором (модификованим и немодификованим) референца струје достиже брже и са мањим прескоком, као и да је смирење одзива краће, у односу на систем са PI регулатором. Такође, показано је да систем са предложеним предиктивним регулатором (модификованим и немодификованим) има бољи одзив при наглим промјенама напона мреже, као и да је практично неосјетљив на несиметрије напона мреже. Поред тога, показано је да модификовани предложени предиктивни регулатор у скоро свим анализираним случајевима има боље перформансе са аспекта генерисања нежељеног фликера, у односу на систем са PI регулатором. Ово је посебно изражено у случају када долази до честих кратких спојева електрода, када су перформансе предиктивног регулатора значајно боље. Предност модификованог предложеног предиктивног регулатора у случајевима када долази до честих кратких спојева електрода (што одговара условима током *bore-in* периода у току циклуса пећи) је веома значајна, јер су управо ови случајеви означени као критични са аспекта генерисања фликера. Такође, веома је битно да се највећа разлика у корист модификованог предложеног предиктивног регулатора (у односу на PI регулатор) има при малим вриједностима односа X/R , тј. у случају када је постројење удаљено од јаке мреже, јер је у овим случајевима утицај промјена активне и реактивне снаге пећи на остатак мреже највећи.

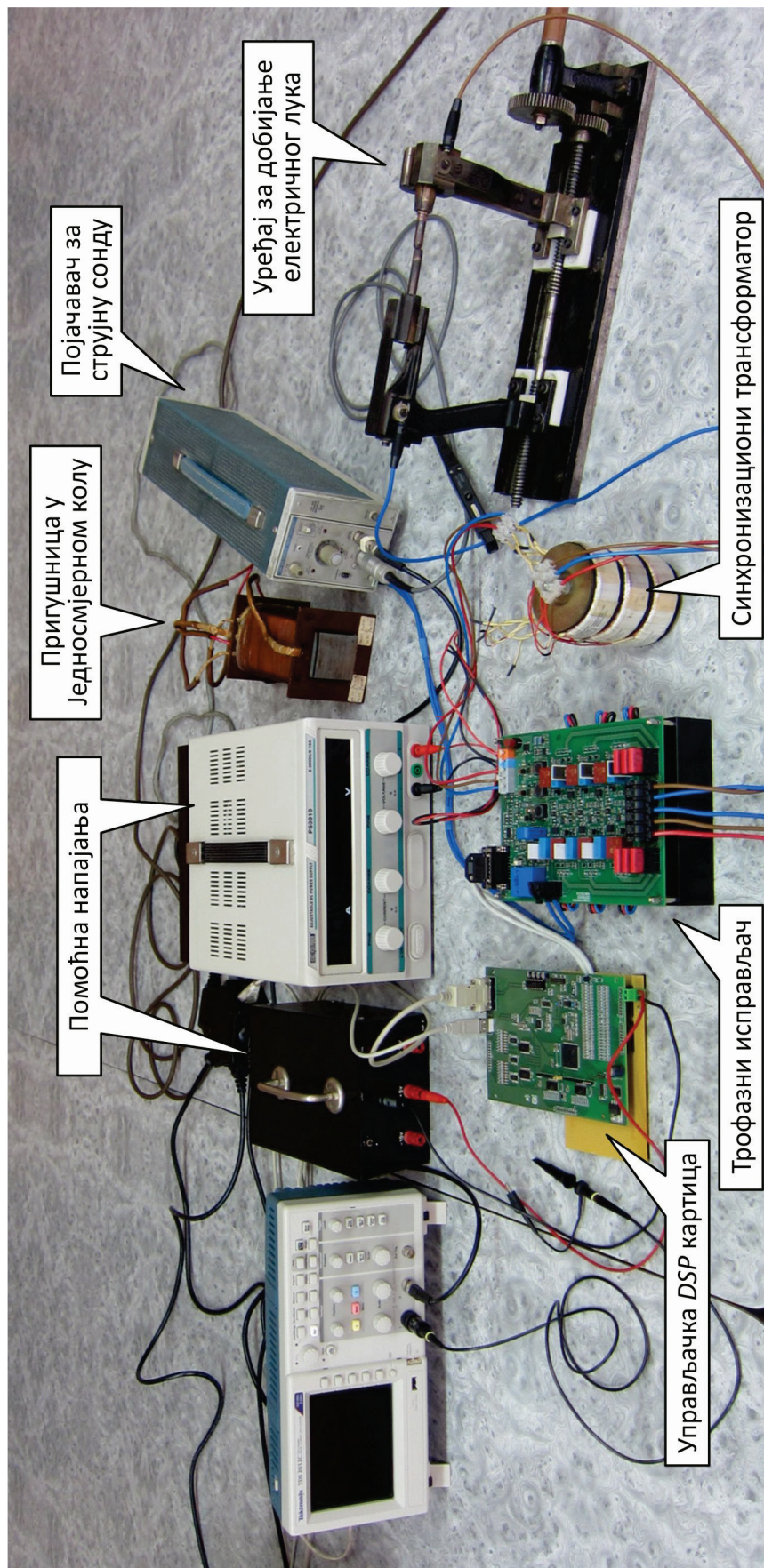
6 Експериментална верификација предложене предиктивне методе за регулацију струје електричног лука

У овом поглављу представљени су резултати експерименталне верификације резултата добијених симулацијом система са немодификованим и модификованим предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука. У циљу експерименталне верификације резултата добијених симулацијом, реализован је лабораторијски прототип трофазног тиристорског мосног исправљача са немодификованим и модификованим предложеним предиктивним регулатором струје електричног лука. Поступак пројектовања, као и критеријуми на основу којих је извршен избор појединих компонената уређаја, представљени су у [120]. Такође, у [120] су представљене и шеме појединих функционалних цјелина исправљача, при чему је објашњено функционисање сваке од ових цјелина. Прототип уређаја приказан је на Слици 6.1, а главни дио експерименталне поставке са мјерним уређајима и помоћним напајањима (нису приказани енергетски трансформатор и рачунар), приказан је на Слици 6.2. Шеме уређаја дате су у прилогу П1.

У овом поглављу прво је представљен алгоритам на основу којег се врши управљање укључењем тиристора. Алгоритам је реализован помоћу дигиталног сигнал процесора *TMS320LF2407A*, компаније *Texas Instruments* (који се налази на *DSP* картици чије битне карактеристике су детаљније описане у прилогу П2), а формиран је на основу претходно анализираног *Simulink*[®] модела предложеног предиктивног регулатора. Затим су представљени експериментални резултати, који су добијени мјерењем струје и напона електричног лука, и напона на излазу лабораторијског прототипа исправљача. Параметри енергетског и синхронизационог трансформатора, параметри тиристора и параметри пригушнице у једносмјерном колу исправљача, представљени су у Табели 5.2, на страни 184.



Слика 6.1. Лабораторијски прототип трофазног тиристорског мосног исправљача са предиктивним регулатором.



Слика 6.2. Део експерименталне поставке (нису приказани енергетски трансформатор и рачунар).

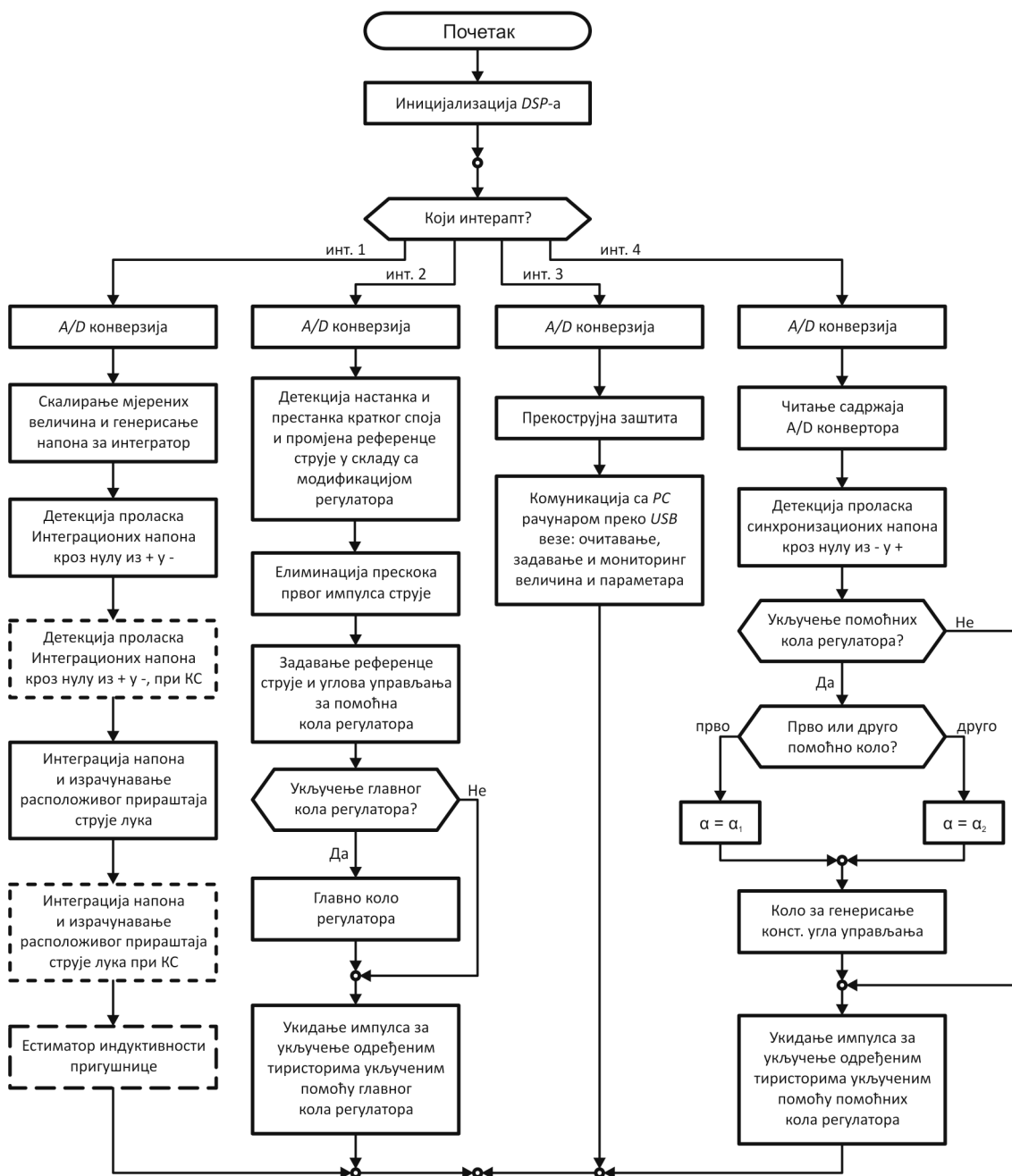
Таласни облици струје и напона су снимани осцилоскопима *TDS 2012C*, и *MSO 5034*, компаније *Tektronix*[®]. Сва мјерења струје извршена су помоћу струјне сонде *A6302*, и појачавача за струјну сонду *AM503*, компаније *Tektronix*[®].

6.1 Алгоритам за управљање укључењем тиристора

Алгоритам на основу којег се врши управљање укључењем тиристора представљен је помоћу стандардног дијаграма тока на Слици 6.3. Рутине које се извршавају у оквиру алгоритма су груписане тако да се извршавају у току једног од четири интерапта. Интерапте генерише тајмер 1 опште намјене (*GP timer 1*) [128]. Тајмер 1 опште намјене је подешен да ради у *continuous up/-down-counting* режиму, са периодом 100 μs . Ознаком инт. 1 на Слици 6.3 означен је *Timer 1 compare interrupt (first compare)*. Ознаком инт. 2 означен је *Timer 1 period interrupt*. Ознаком инт. 3 означен је *Timer 1 compare interrupt (second compare)*. Ознаком инт. 4 означен је *Timer 1 underflow interrupt*. Због обимности програмског кода одабрано је да се интерапти генеришу на сваких 25 μs . Овим је омогућено да све функције које се извршавају у оквиру једног интерапта могу да се изврше у току тог интерапта, а да њихово извршавање не буде прекинуто другим интераптом. Дијелове кода којима се врши иницијализација *DSP*-а у цјелости је написао колега Милан Вуков, сарадник у Лабораторији за микропроцесорско управљање енергетским претварачима и погонима [129]. Са дијаграма тока може се уочити да ће се, у зависности од генерисаног интерапта, након иницијализације *DSP*-а извршавати одређена група блокова који садрже одређене функције.

У првом интерапту, као и у преостала три, најприје се извршава *A/D* конверзија. Величине које се одабирају и конвертују у дигитални облик су: сигнали који представљају сва три синхронизациона напона (који се након прилагођења доводе на улаз *A/D* конвертора), сигнал који представља напон звјездишта синхронизационог трансформатора, као и сигнали који представљају напон и струју електричног лука. Након извршене *A/D* конверзије врши се скалирање мјерених величина, израчунавање падова напона на укљученим тиристорима, и генерисање напона чијом интеграцијом ће бити добијени

очекивани расположиви прираштаји струје лука (као што је објашњено на странама 190-192 и илустровано блок дијаграмом на Слици 5.19).



Слика 6.3. Дијаграм тока алгоритма за управљање укључењем тиристора.

Затим се врши детекција проласка кроз нулу (из позитивних ка негативним вриједностима) претходно генерисаних напона (Слика 5.19, на страни 191), да би се одредили периоди рада појединих интегратора и интервали унутар којих могу да се укључе одговарајући тиристори (Слика 5.20, на страни 192). Исти

генерисани напони се затим уводе у интеграторе, на чијем излазу се након скалирања добија очекивани расположиви прираштај струје лука (у форми како је то представљено на Сликама 5.21 и 5.23, на странама 193 и 196, респективно). Приликом израчунавања очекиваног расположивог прираштаја струје лука сматра се да је индуктивност пригушнице константна. У овом интерапту врши се и детекција проласка кроз нулу (из позитивних ка негативним вриједностима) напона чијим интеграљењем ће бити одређен расположиви прираштај струје који се има у току кратког споја електрода. Одређивање овог расположивог прираштаја је илустровано Сликама 5.64, на страни 245, и неопходно је за правилно функционисање модификације регулатора при појави и престанку кратког споја електрода (која је анализирана у одјељку 5.5.1, на страни 244). Блоком "Интеграција напона и израчунавање расположивог прираштаја струје лука при КС" је означена функција којом се врши одређивање очекиваног расположивог прираштаја струје лука при појави и престанку кратког споја електрода. Ова функција реализована је на основу блок дијаграма на Сликама 5.67 и 5.68, на странама 251 и 252, респективно. Блок "Естиматор индуктивности пригушнице" представља функцију којом је реализован естиматор индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача, који је детаљно анализиран у одјељку 5.42, на страни 214. Блок дијаграм реализованог подсистема естиматора индуктивности пригушнице је представљен на Слици 5.45, на страни 221. Због ограничења у *RAM* меморији дигиталног сигнал процесора *TMS320LF2407A* (тј. због ограниченог броја расположивих меморијских локација за смјештање промјењивих), све наведене функције у првом интерапту нису могле бити имплементирани истовремено. Због тога је посебно имплементиран естиматор индуктивности пригушнице, а посебно модификација регулатора при појави и престанку кратког споја електрода. Имплементација модификације регулатора при појави и престанку кратког споја електрода подразумијева имплементацију функције за детекцију проласка интеграционих напона кроз нулу из позитивних ка негативним вриједностима при кратком споју електрода, и имплементацију функције за интеграцију напона и израчунавање расположивог прираштаја струје лука при кратком споју електрода. Због тога су на Слици 6.3 блокови који

представљају функције за модификацију регулатора означени другачије од блока естиматора индуктивности пригушнице.

На почетку другог интерапта врши се A/D конверзија, при чему се за сваку конвертовану величину, претходном одбирку додаје нови одбирак, тј. врши се акумулација одбирака. Након извршене A/D конверзије врши се детекција настанка и престанка кратког споја електрода и промјена референце струје у складу са модификацијом регулатора са промјеном референце струје за 10%, објашњеном у одјелку 5.52, на страни 258. Ова модификација може по потреби да се деактивира. Затим се извршава рутина за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце. Ова модификација регулатора анализирана је у поглављу 5.6, на страни 269. Након тога се врши задавање референце струје и одређивање углова управљања, који ће се задавати првим и другим помоћним колом регулатора. Потом се одређује да ли треба да се укључи главно коло регулатора, и ако треба, извршава се рутина главног кола регулатора, чији блок дијаграм је приказан на Слици 5.24, на страни 198. На крају се извршава рутина за укидање управљачких импулса оним тиристорима који су укључени главним колом регулатора, а након истеклог предвиђеног трајања ових импулса.

У трећем интерапту, као и у претходна два, извршава се A/D конверзија, и нови одбирак се додаје претходним одбирцима. Затим се извршава рутина прекострујне заштите. Ова заштита функционише тако што се, у случају када тренутна вриједност струје електричног лука постане већа од максимално дозвољене, укудају импулси за паљење свим тиристорима. Након ове рутине извршава се рутина за комуникацију са PC рачунаром преко USB везе [129]. У оквиру ове рутине омогућено је довођење и укидање импулса за укључење свим тиристорима истовремено; истовремено надгледање осам промјењивих и/или величина система у реалном времену са исписивањем одговарајућих таласних облика на монитору рачунара и логовањем одбирака посматраних величина, као и могућност *online* промјене унапријед дефинисаног параметра (или групе параметара).

И у четвртом интерапту најприје се извршава A/D конверзија, при чему се врши и акумулација одбирака. Након тога се врши читање акумулисаних одбирака свих мјерених величина. На овај начин се на сваких 100 μs добија

одбирак свих мјерених величина. Акумулацијом 4 узастопна одбирка (по један из сваког интерапта) извршена је и филтрација нежељених пропада напона приликом комутације тиристора. Ови пропади напона могу да изазову лажно окидање кола за детекцију проласка синхронизационих напона кроз нулу, као и кола за детекцију проласка кроз нулу разлике синхронизационих напона и напона који је једнак збиру напона лука и пада напона на проводним тиристорима. С обзиром на то да се одбирци мјерених величина добијају на сваких 100 μs , постојаће грешка у детекцији проласка напона кроз нулу. Ова грешка се креће у границама од 37.5 μs до 137.5 μs , тј. од 0.675° до 2.475° . Ова грешка доводи до неуједначености амплитуда импулса струје лука у устаљеном стању, што ће касније бити илустровано одговарајућим таласним облицима. Након читања A/D конвертора врши се детекција проласка кроз нулу (из негативних ка позитивним вриједностима) синхронизационих напона. Затим се одређује да ли је потребно да се укључе помоћна кола регулатора. Ако је потребно, онда се одређује које помоћно коло треба да се укључи, након чега се одговарајући угао управљања задаје колу за генерисање константног угла управљања. На крају се извршава рутину за укидање управљачких импулса оним тиристорима који су укључени колом за генерисање константног угла управљања, а након истеклог предвиђеног трајања ових импулса.

6.2 Експериментална верификација резултата добијених симулацијом модела исправљача

У овом поглављу су представљени резултати експерименталне верификације резултата добијених симулацијом модела исправљача са немодификованим предложеним предиктивним регулатором, моделâ са модификованим регулатором са модификацијом понашања при кратком споју електрода, као и моделâ исправљача са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце. Верификација је у свим случајевима најприје извршена тако што је извршено поређење резултата симулације при промјени референце струје лука са одговарајућим резултатима

мјерења. Мјерења су вршена при различитим дужинама електричног лука (растојање међу електродама ја подешавано ручно), који се успостављао између графитних електрода.

Осим експерименталне верификације резултата симулација при промјени референце струје лука, у овом поглављу су представљени и резултати експерименталне верификације одзива система при појави кратког споја електрода, и одзива приликом поновног успостављања електричног лука након кратког споја електрода. Извршена је и експериментална верификација одзива система при наглим промјенама индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача, као и верификација рада естиматора индуктивности пригушнице. Такође, представљени су и резултати експерименталне верификације одзива система при наглим промјенама напона мреже, као и одзива при наглој појави несиметрије напона мреже.

Све измјерене величине представљене у овом поглављу добијене су при успостављању електричног лука између графитних електрода пречника 8 mm. Врхови електрода су равни, што омогућава да тачке у којима долази до контакта између лука и електроде могу да се крећу по површини електроде. Растојање између електрода подешавано је ручно, и није одржавано једнаким током мјерења. У току експерименталне верификације долазило је и до промјене стања површине електрода (тј. до трошења врхова електрода). У свим разматрањима се под "напоном лука" подразумијева напон који је измјерен на крајевима електрода. Самим тим, у овај напон укључени су и падови напона на електродама, који зависе и од стања врхова електрода.

С обзиром на то да је током експеримената растојање између електрода подешавано ручно, директну експерименталну верификацију вриједности краткорочне јачине фликера, добијених симулацијом, практично није било могуће извршити на мјеродаван и поуздан начин. Наиме, због ручног подешавања растојања између електрода, практично није могуће обезбиједити да се на идентичан начин (истом брзином у истим тренуцима и у истом трајању) успоставља лук исте дужине, при свим неопходним мјерењима. Самим тим, практично је немогуће обезбиједити да се неопходна мјерења изврше под истим условима. Због тога је експериментална верификација понашања система са

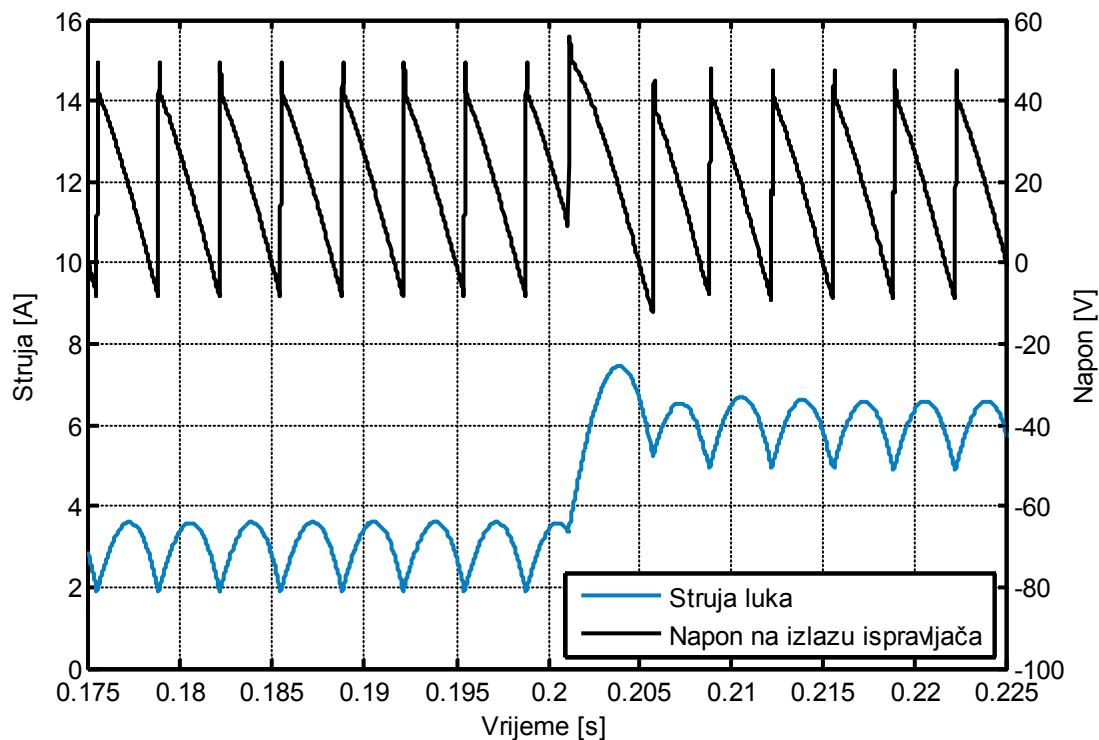
предложеним регулатором, са аспекта генерисаног фликера при промјени референце струје и при кратким спојевима електрода, извршена посредно: на основу експериментално добијених одзива система при промјени референце струје и одзива система при појави кратких спојева електрода. Наиме, на основу ових одзива, могуће је утврдити усаглашеност експерименталних резултата са одговарајућим резултатима симулација при промјени референце струје и при кратким спојевима електрода. Односно, може се утврдити да ли је лабораторијски прототип добро представљен моделом при промјени референце струје и при кратким спојевима електрода. Самим тим, могуће је утврдити и да ли је лабораторијски прототип добро представљен моделом система, са аспекта генерисаног фликера при промјени референце струје и при кратким спојевима електрода.

Сви експериментално добијени резултати сачувани су као слике екрана осцилоскопа и као низови одбирака измјерених величина. Ради боље прегледности и лакше упоредљивости резултата мјерења са одговарајућим резултатима симулације, таласни облици измјерених величина, који су представљени у овом раду, нацртани су на основу добијених бројних вриједности одбирака, помоћу *MATLAB*-ове *plot()* функције.

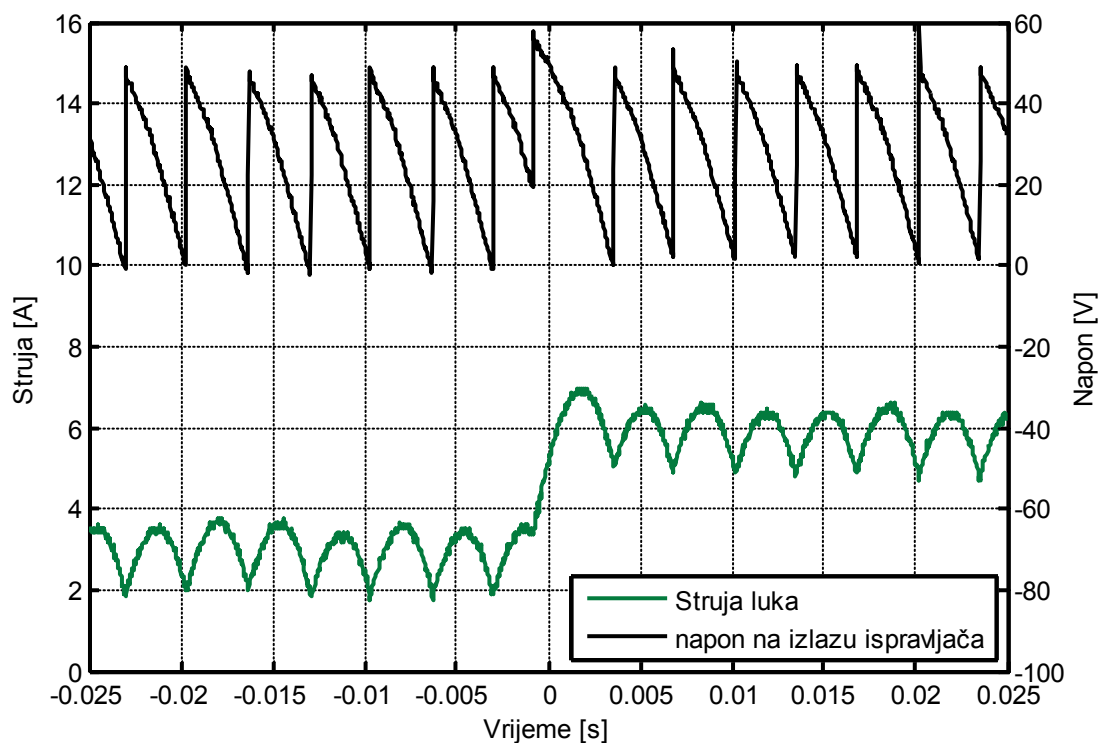
6.2.1 Експериментална верификација резултата симулације при промјени референце струје у систему са немодификованим и системима са модификованим предиктивним регулатором

У овом одјелу представљени су резултати експерименталне верификације резултата симулације при промјени референце струје у систему са немодификованим и системима са модификованим предложеним предиктивним регулатором.

На Слици 6.4 је приказан одзив Simulink® модела система са немодификованим предиктивним регулатором (предложеним у [120]), након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А. На Слици 6.5 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача.



Слика 6.4. Одзив модела система са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



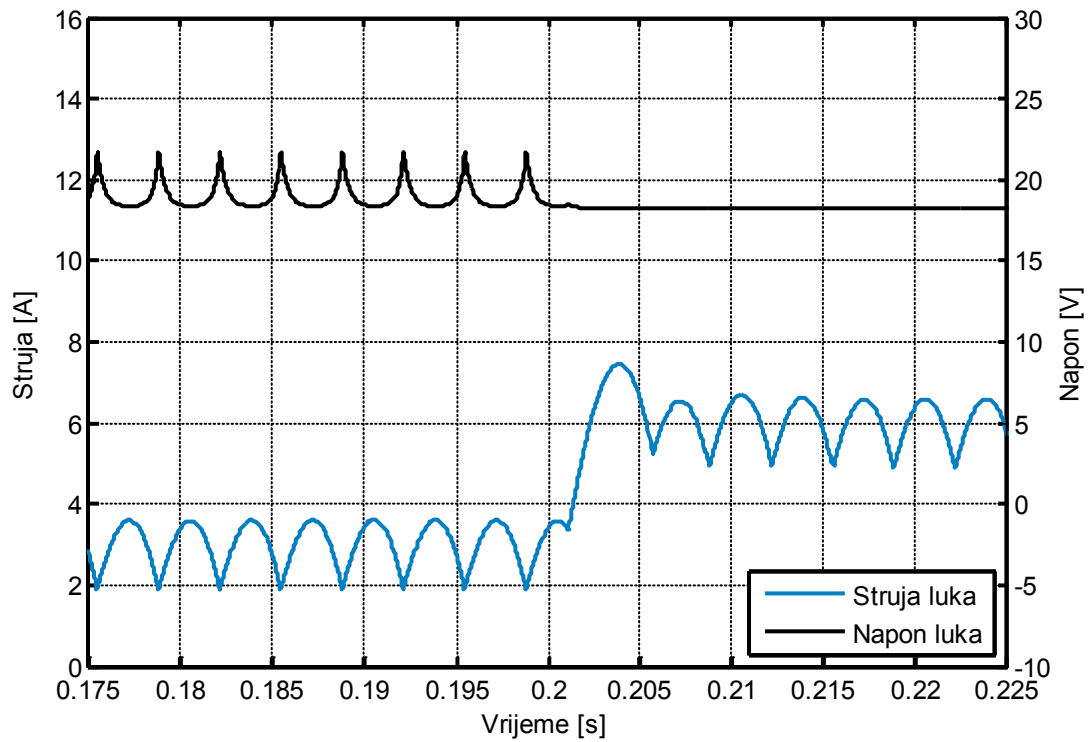
Слика 6.5. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.

У случају са претходних слика, прво помоћно коло се није активирало, јер је очекивани расположиви прираштај струје лука био већи од промјене референце струје.

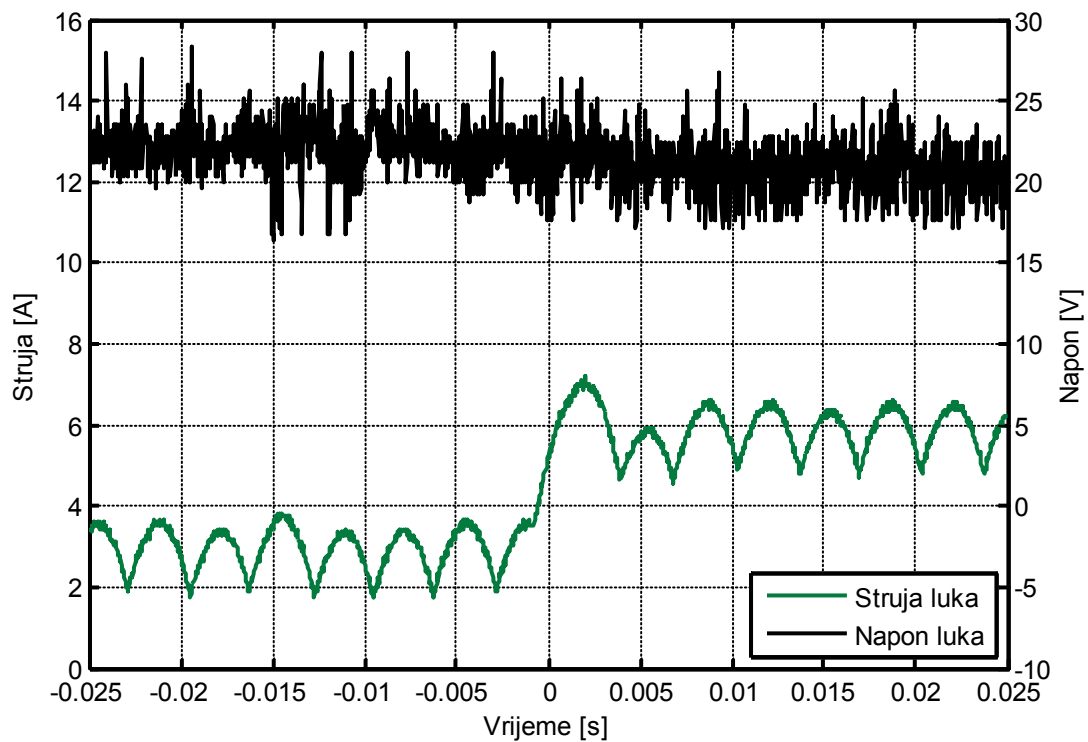
На Сликама 6.6 и 6.7 приказани су одзиви *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором и лабораторијског прототипа, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А, при чему је умјесто напона на излазу исправљача на овим сликама приказан напон електричног лука. Са Сlike 6.7 је евидентно да у посматраном случају примијењени модел електричног лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику лука. Такође, на основу средње вредности напона лука, са Слика 6.6 и 6.7 се може закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука (Слика 6.7) било мало веће од растојања при којем су одређени параметри модела лука.

На основу Слика 6.4–6.7, може се закључити да су одзиви модела система са немодификованим регулатором и лабораторијског прототипа скоро идентични, тј. да се моделовани систем са немодификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на исти начин након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.

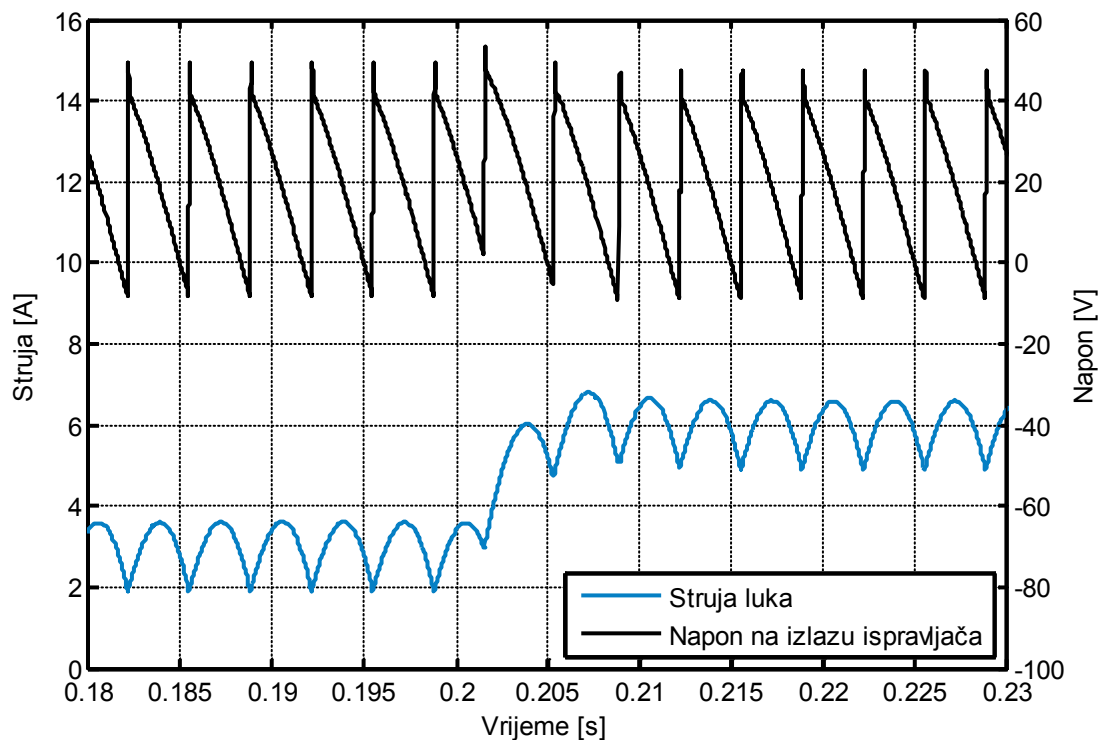
На Слици 6.8 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификованим предиктивним регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце. Примијењена је модификација којом се након повећања референце струје расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$. Као и у претходном случају, поређени су одзиви након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А. На Слици 6.9 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача. На Сликама 6.10 и 6.11 приказани су таласни облици за исти регулатор као на Сликама 6.8 и 6.9, при чему је умјесто напона на излазу исправљача приказан напон електричног лука. Као у претходном случају, модел лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику лука. Такође, на основу средње вредности напона лука, са Слика 6.10 и 6.11 се може закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука (Слика 6.11) било приближно једнако растојању при којем су одређени параметри модела лука.



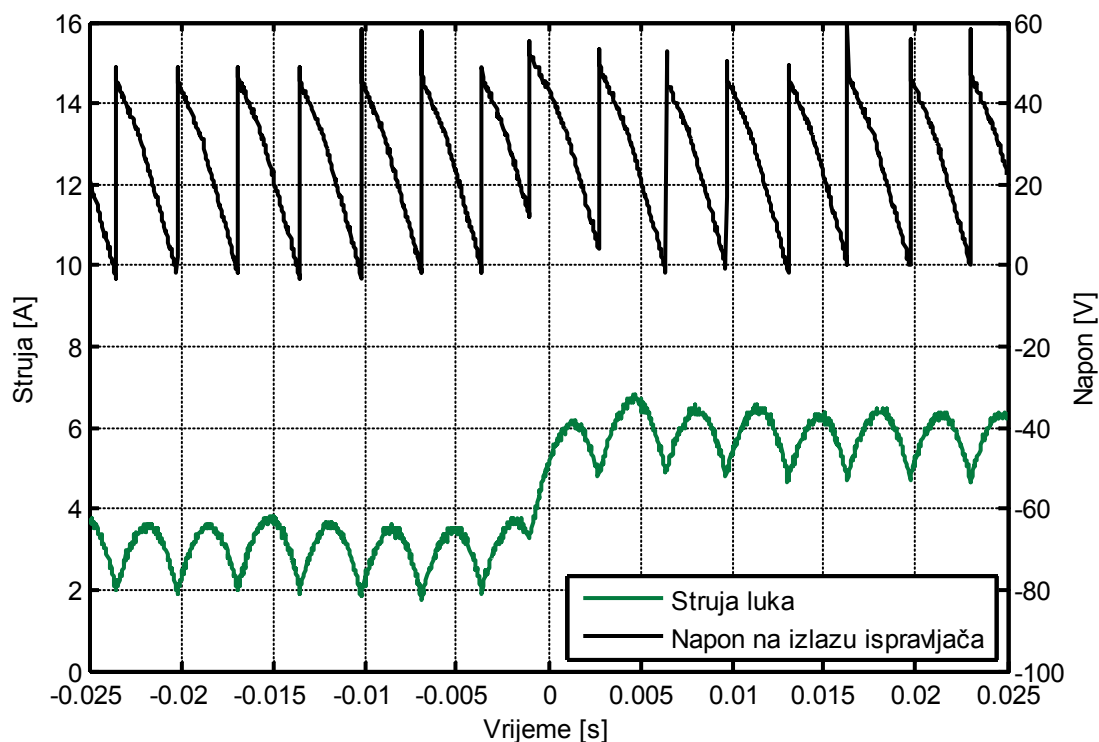
Слика 6.6. Струја и напон лука у моделу система са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



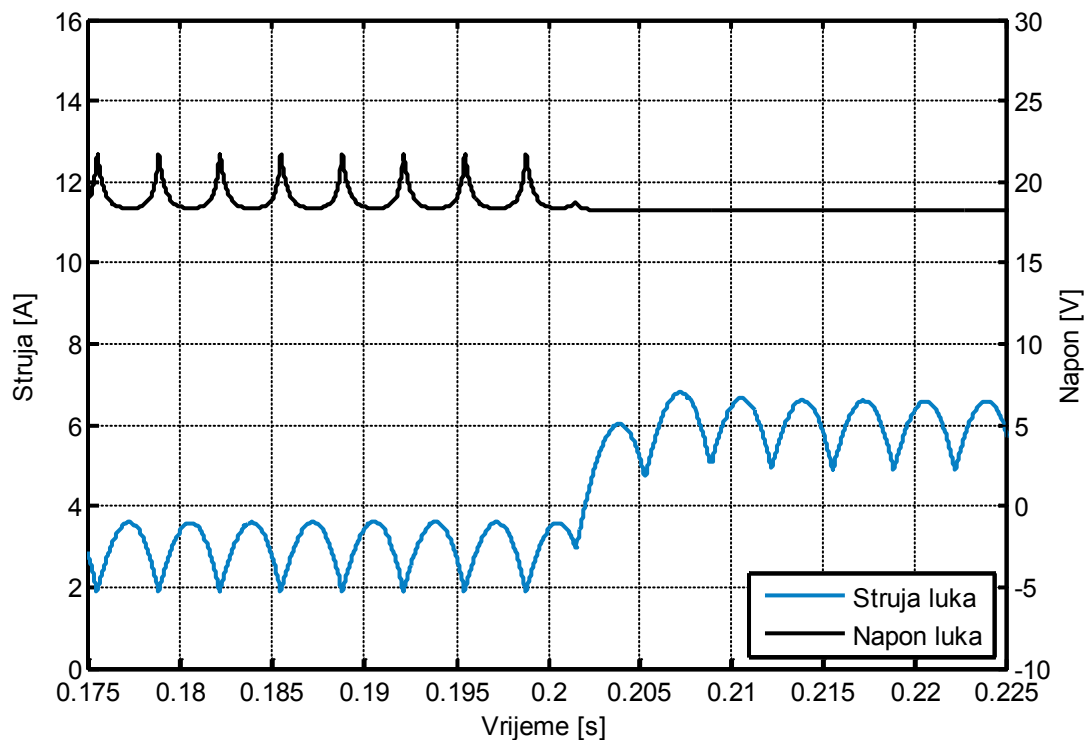
Слика 6.7. Струја и напон лука у прототипу система са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



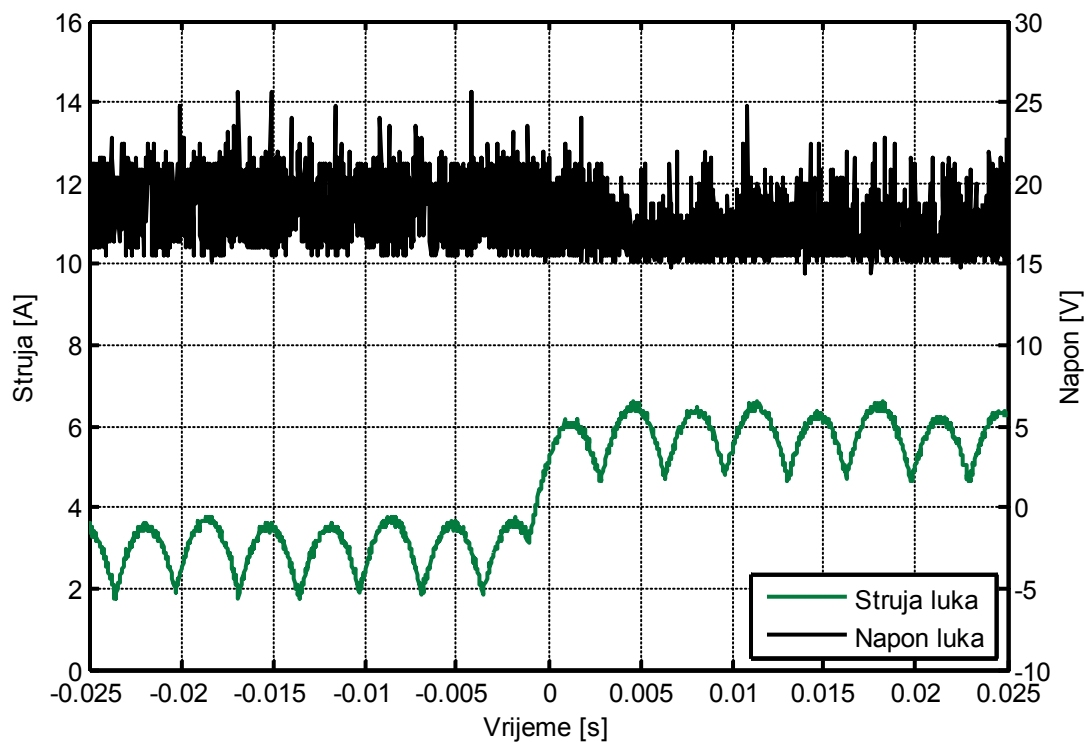
Слика 6.8. Одзив модела система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



Слика 6.9. Одзив прототипа исправљача са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



Слика 6.10. Струја и напон лука у систему са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.

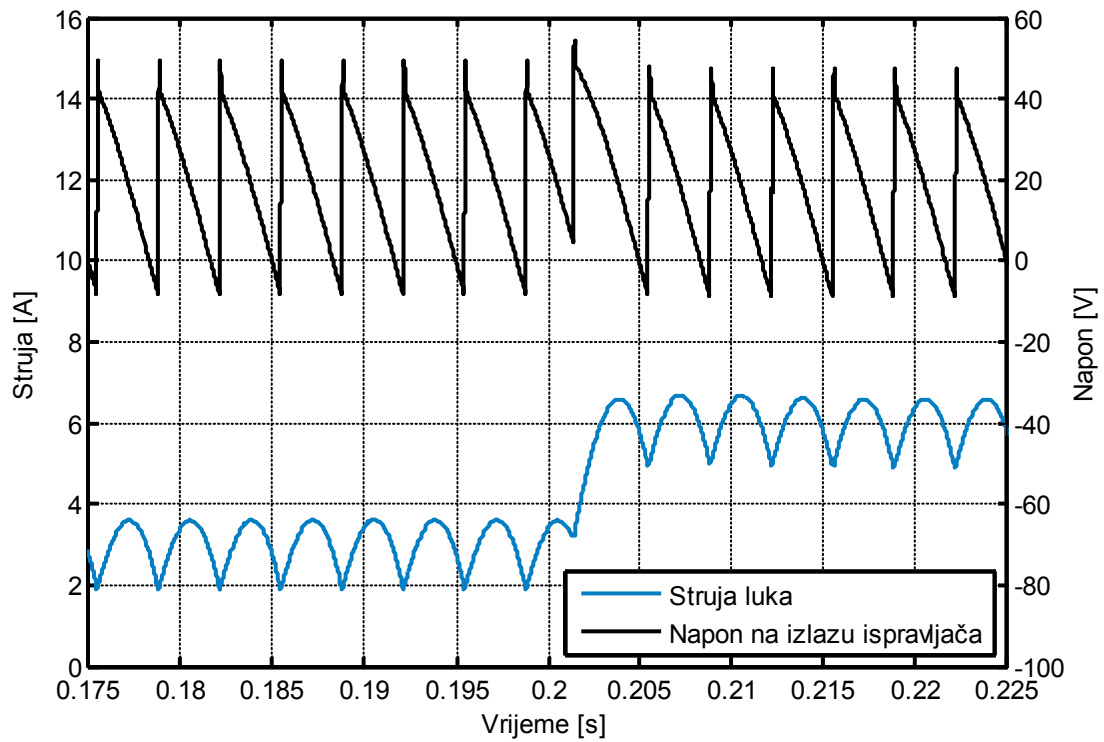


Слика 6.11. Струја и напон лука у прототипу система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.

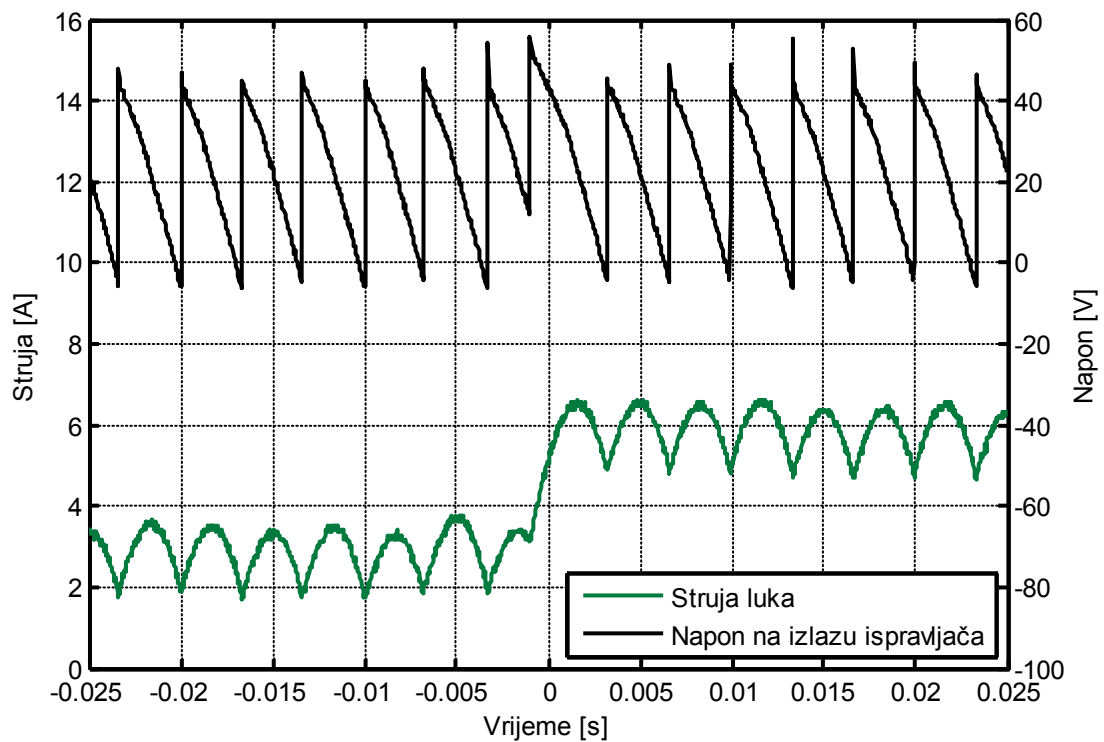
На основу Слика 6.8–6.11, може се закључити да су одзиви модела система са регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце (множењем прираштаја струје коефицијентом $\pi/2$) и лабораторијског прототипа скоро идентични, тј. да се моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на исти начин након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.

На Слици 6.12 је приказан одзив Simulink® модела система са модификованим предиктивним регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце. Примењена је модификација којом се након повећања референце струје расположиви прираштај струје множи коефицијентом 1.3. Као и у претходном случају, поређени су одзиви након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А. На Слици 6.13 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача. На Сликама 6.14 и 6.15 приказани су таласни облици за исти регулатор као на Сликама 6.12 и 6.13, при чему је уместо напона на излазу исправљача приказан напон електричног лука. Као у претходном случају, модел лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику лука. Такође, на основу средње вредности напона лука, са Слика 6.14 и 6.15 се може закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука (Слика 6.15) било мало веће од растојања при којем су одређени параметри модела лука. У односу на претходне случајеве, на Сликама 6.12–6.15 се види да модификација регулатора у циљу елиминације прескока импулса струје након повећања референце струје, која је реализована множењем очекиваног расположивог прираштаја струје коефицијентом 1.3, даје најпрецизнији одзив система.

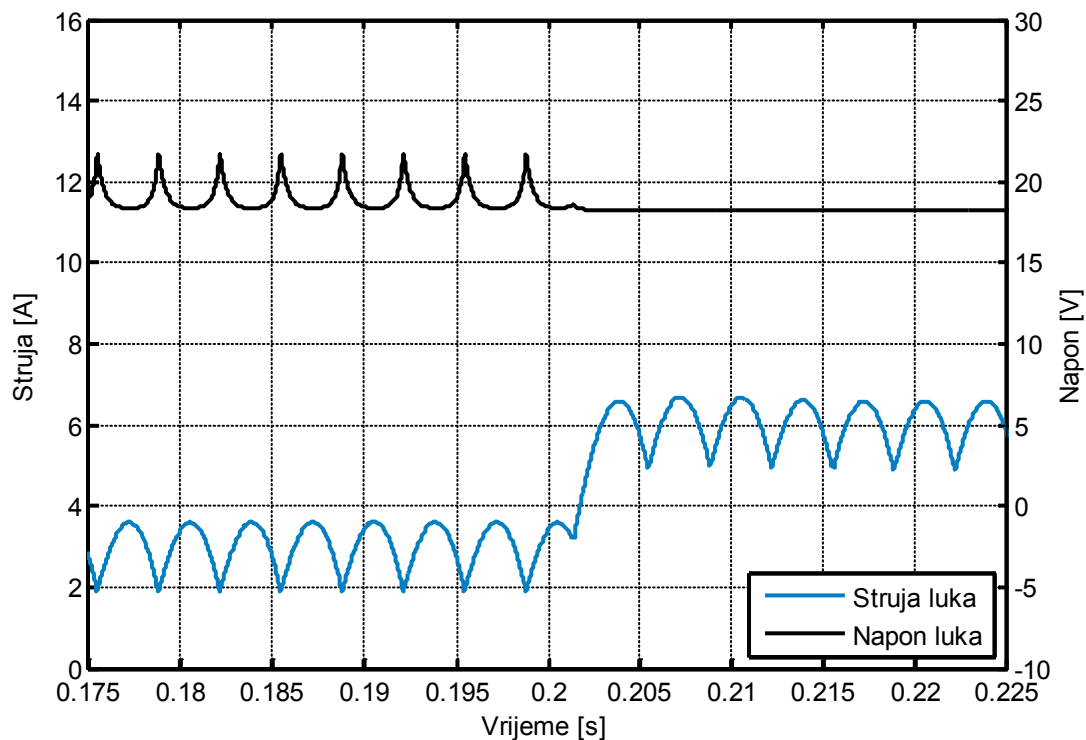
На основу Слика 6.12–6.15, може се закључити да су одзиви модела система са регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце (множењем прираштаја струје коефицијентом 1.3) и лабораторијског прототипа скоро идентични, тј. да се моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на исти начин након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



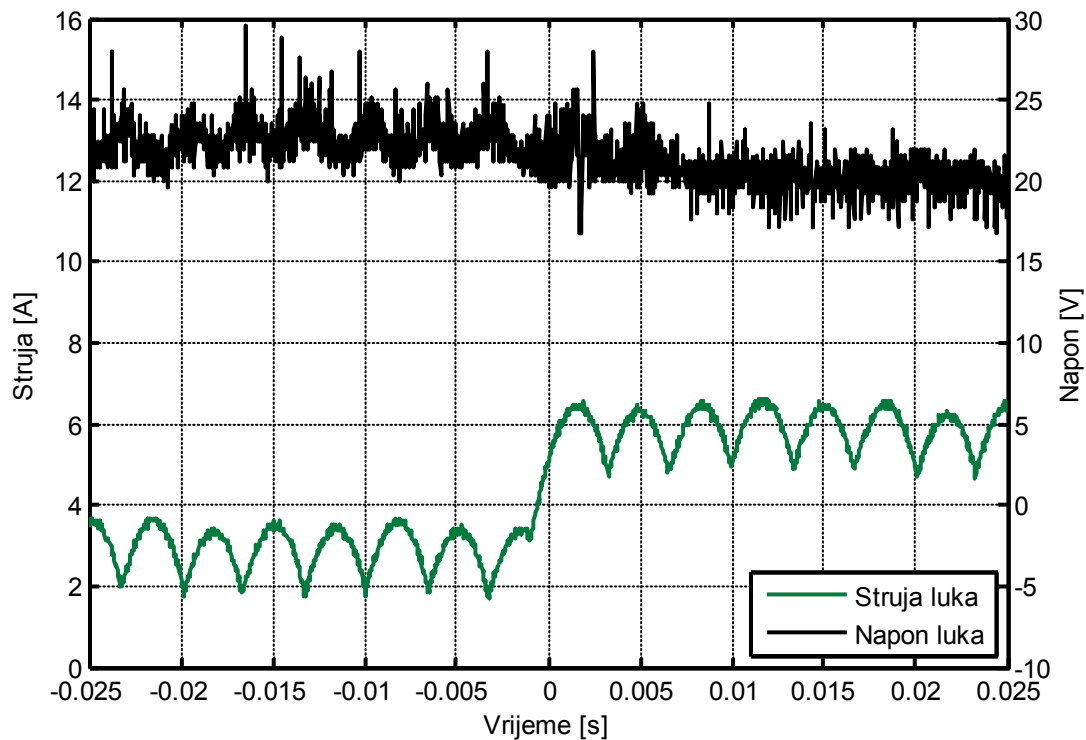
Слика 6.12. Одзив модела система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



Слика 6.13. Одзив прототипа исправљача са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



Слика 6.14. Струја и напон лука у систему са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.



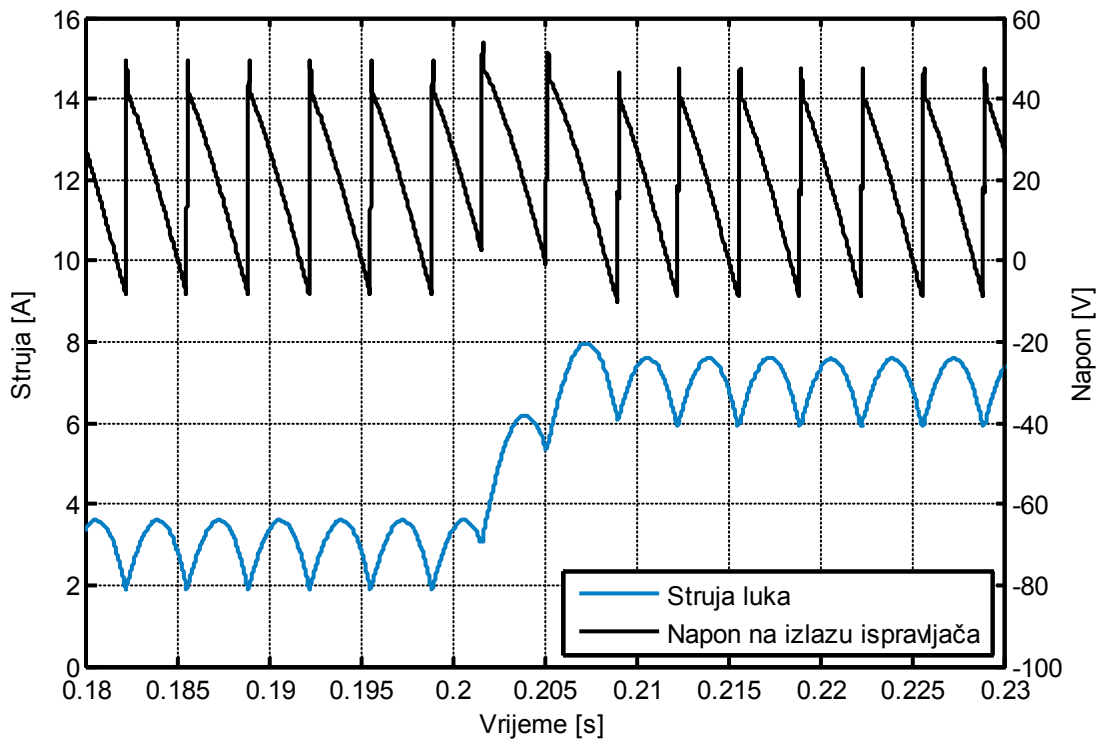
Слика 6.15. Струја и напон лука у прототипу система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 6 А.

На Слици 6.16 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором (предложеним у [120]), након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А. На Слици 6.17 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача. С обзиром на то да је у посматраном случају расположиви прираштај струје мањи од промјене референце струје, активирало се прво помоћно коло регулатора. Угао управљања тиристорима који генерише прво помоћно коло регулатора одређен је *offline* према процедури која је објашњена у одјелку 5.2.2, на страни 174, и износи 56°. Овај угао управљања одговара прираштају струје лука од 2 А.

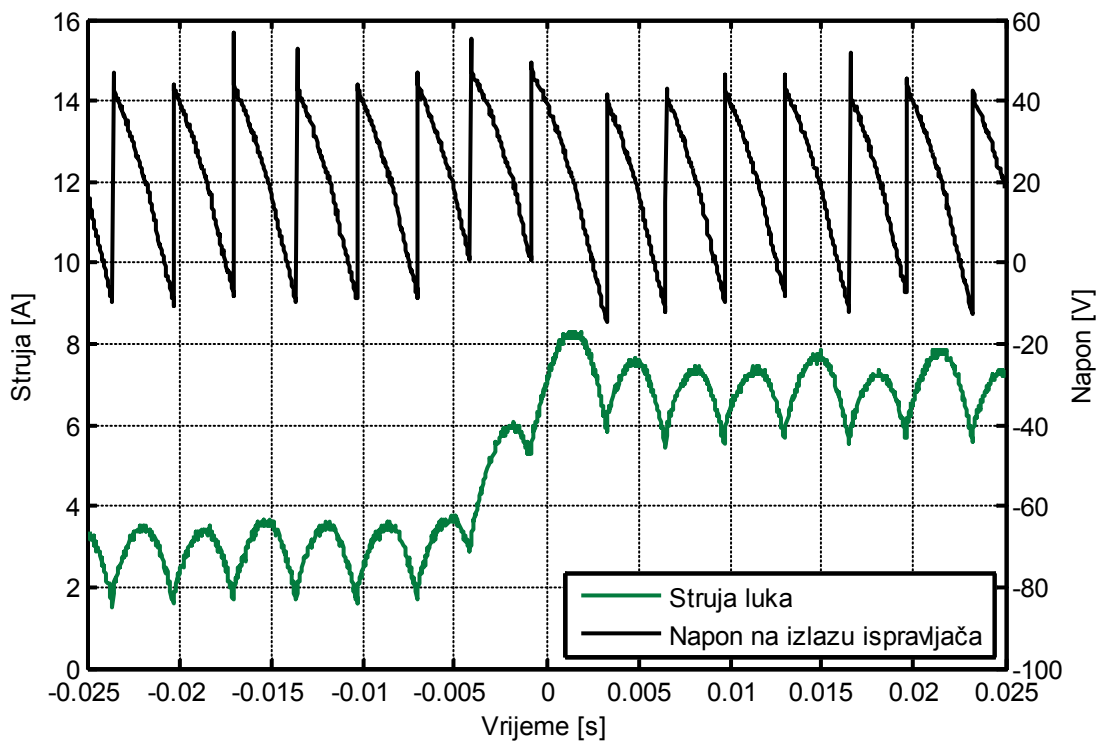
На Сликама 6.18 и 6.19 приказани су одзиви *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором и лабораторијског прототипа, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А, при чему је умјесто напона на излазу исправљача на овим сликама приказан напон електричног лука. На Слици 6.19 се види да у посматраном случају примијењени модел електричног лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику лука. Такође, на основу средње вредности напона лука, са Слика 6.18 и 6.19 се може закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука (Слика 6.7) било приближно једнако растојању при којем су одређени параметри модела лука.

На основу Слика 6.16–6.19, може се закључити да су одзиви модела система са немодификованим регулатором и лабораторијског прототипа скоро идентични, тј. да се моделовани систем са немодификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на исти начин након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.

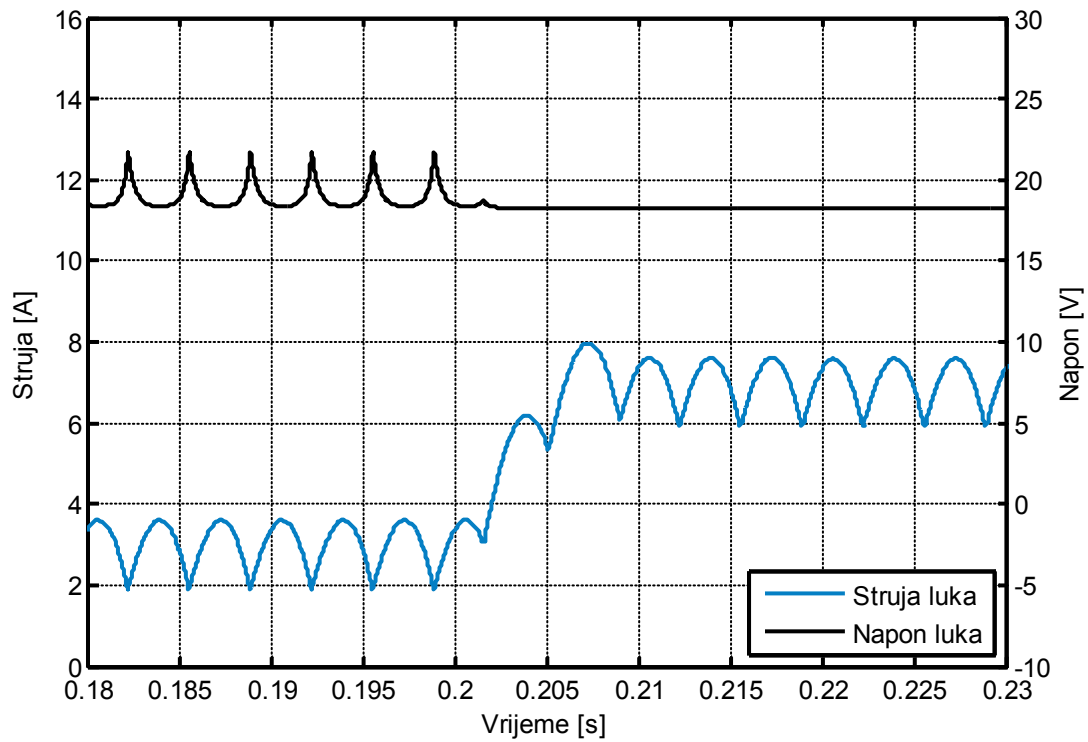
На Слици 6.20 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификованим предиктивним регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце. Примијењена је модификација којом се након повећања референце струје расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$. Као и у претходном случају, поређени су одзиви након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А. На Слици 6.21 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача.



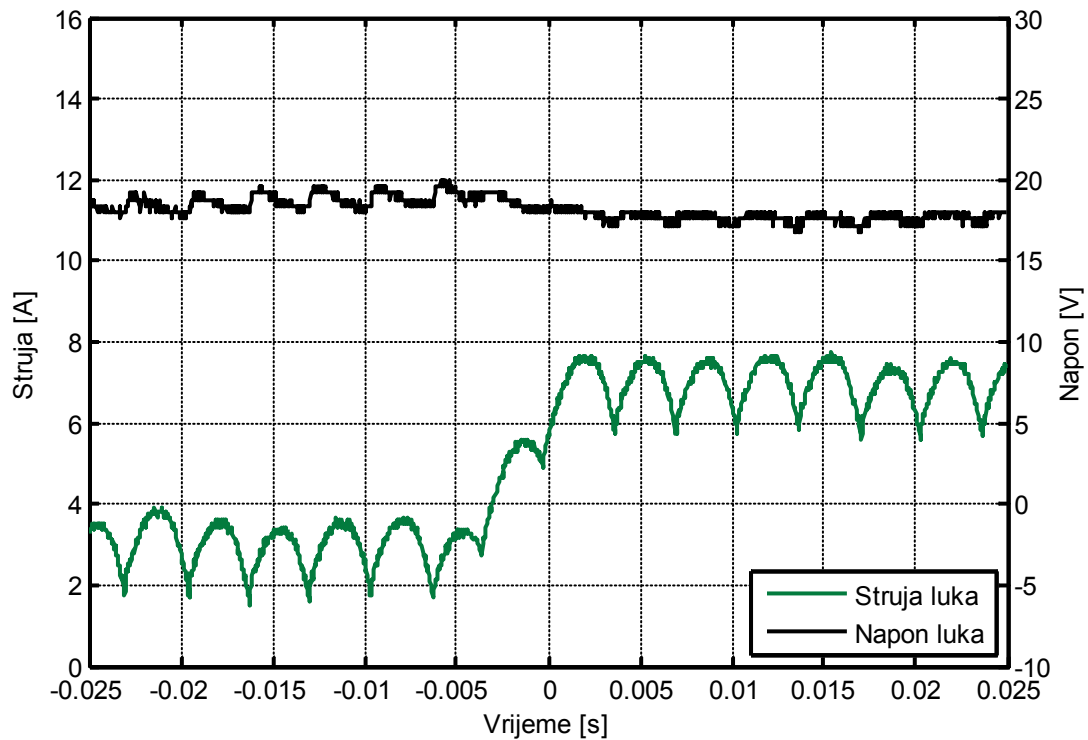
Слика 6.16. Одзив модела система са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



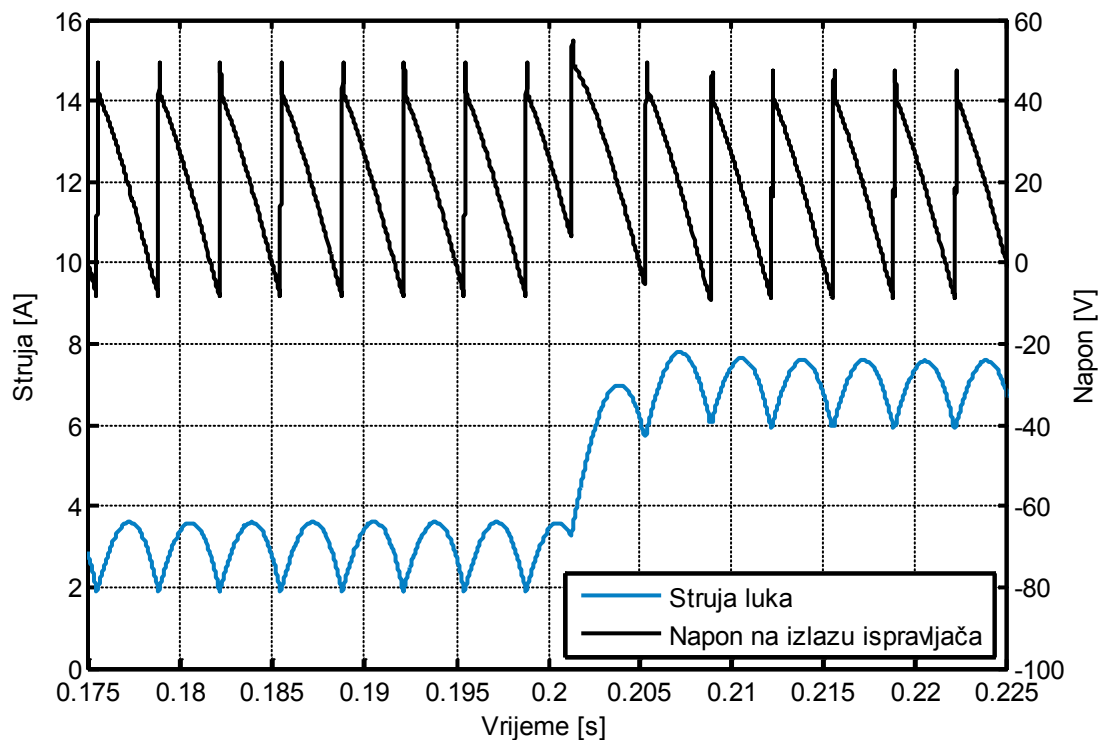
Слика 6.17. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



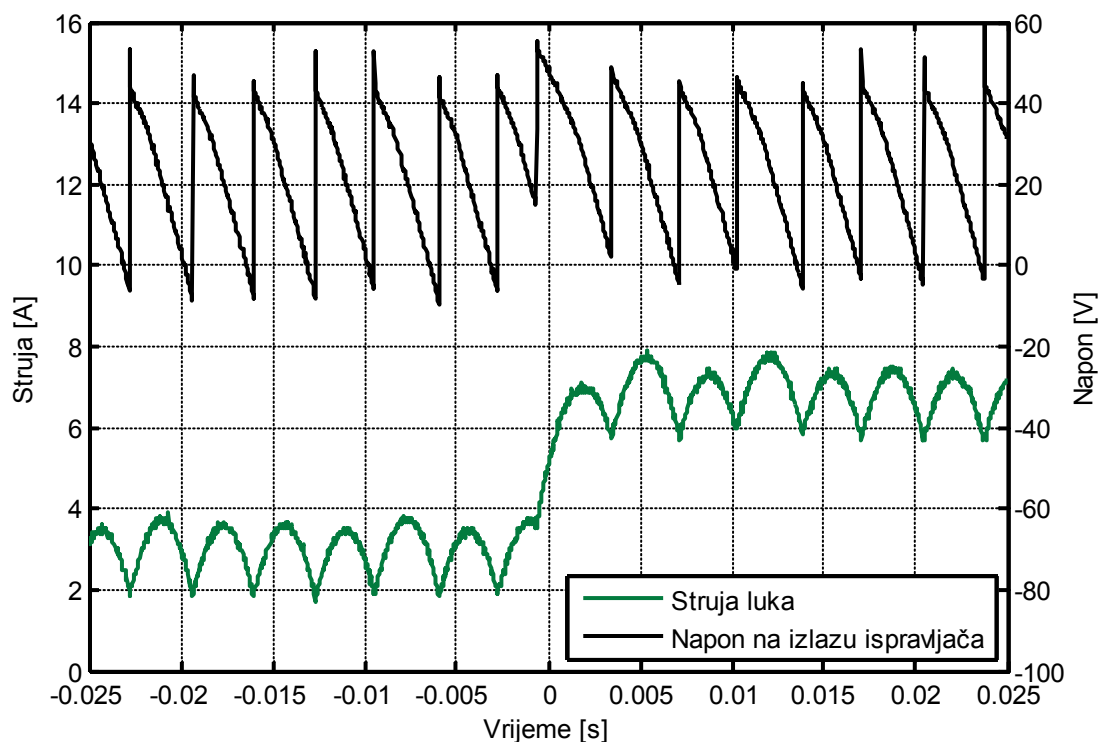
Слика 6.18. Струја и напон лука у моделу система са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



Слика 6.19. Струја и напон лука у прототипу система са немодификованим регулатором, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



Слика 6.20. Одзив модела система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



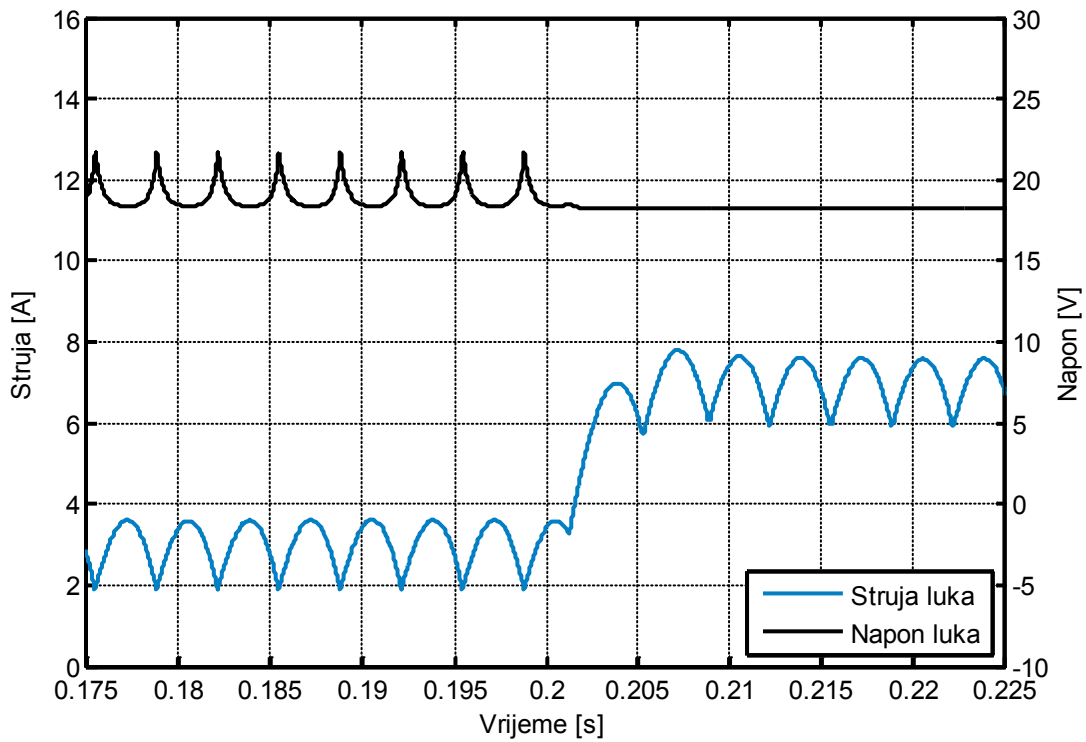
Слика 6.21. Одзив прототипа исправљача са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.

На Сликама 6.20 и 6.21 се може уочити да у систему са модификованим регулатором не долази до активирања првог помоћног кола регулатора, након промјене референце струје лука са 3 А на 7 А. Ово је последица чињенице да се након повећања референце струје очекивани расположиви прираштај струје множи коефицијентом $\pi/2$, и на тај начин постаје већи од промјене референце струје. Према томе, није испуњен услов за укључење првог помоћног кола. Такође, са Слика 6.20 и 6.21 се види да је максимална вриједност првог импулса струје након повећања референце једнака 7 А, тј. да због множења прираштаја струје коефицијентом $\pi/2$, систем регулише вршну вриједност струје лука, што је и очекивано.

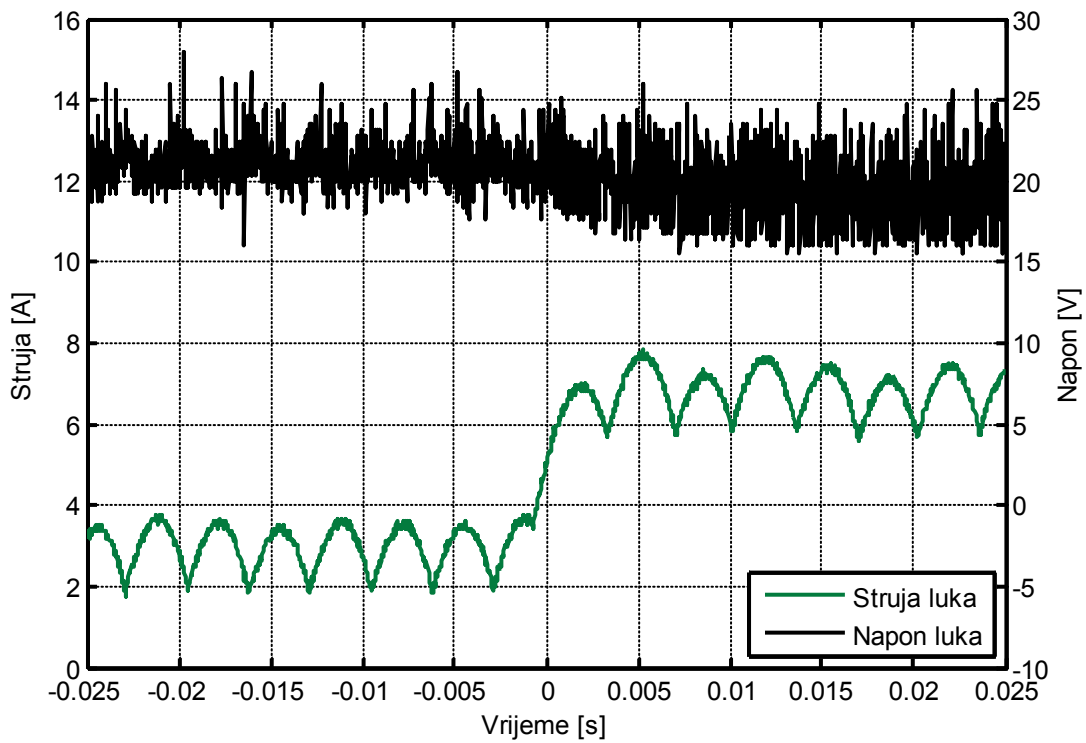
На Сликама 6.22 и 6.23 приказани су таласни облици за исти регулатор као на Сликама 6.20 и 6.21, при чему је умјесто напона на излазу исправљача приказан напон електричног лука. Као у претходном случају, модел лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику лука. Такође, на основу средње вредности напона лука, са Слика 6.22 и 6.23 се може закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука (Слика 6.23) било мало веће од растојања при којем су одређени параметри модела лука.

На основу Слика 6.20–6.23, може се закључити да су одзиви модела система са регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце (множењем прираштаја струје коефицијентом $\pi/2$) и лабораторијског прототипа скоро идентични, тј. да се моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на исти начин након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.

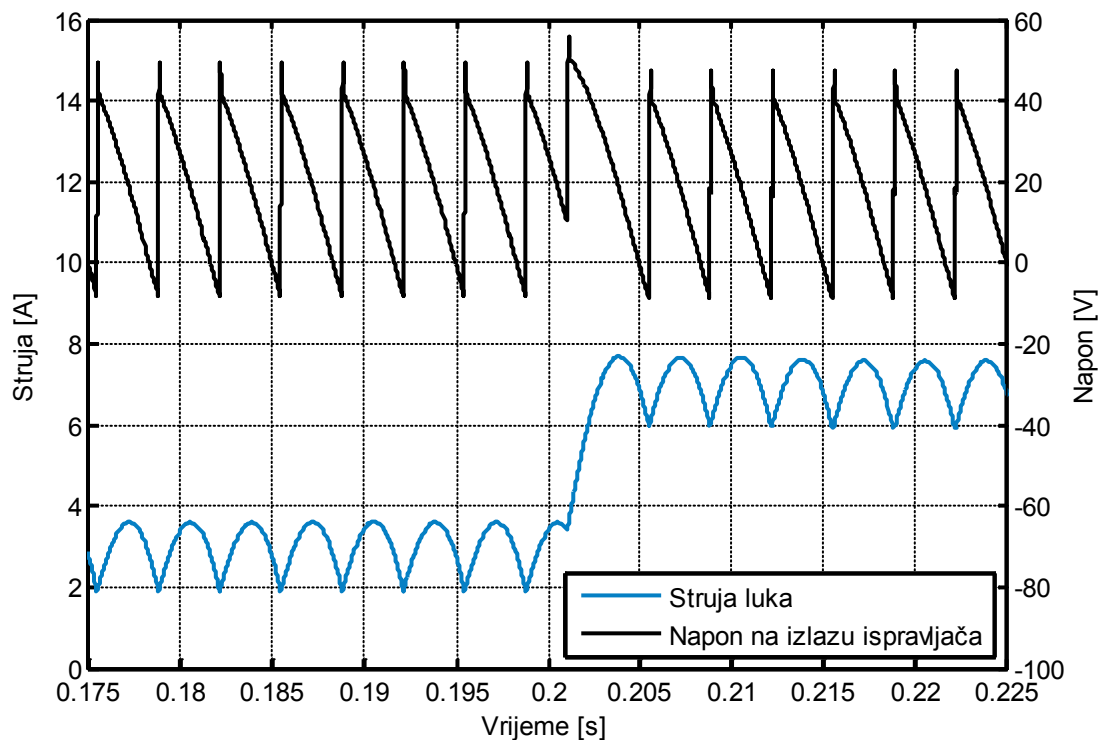
На Слици 6.24 је приказан одзив Simulink® модела система са модификованим предиктивним регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце. Примичена је модификација којом се након повећања референце струје расположиви прираштај струје множи коефицијентом 1.3. Као и у претходном случају, поређени су одзиви након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А. На Слици 6.25 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача.



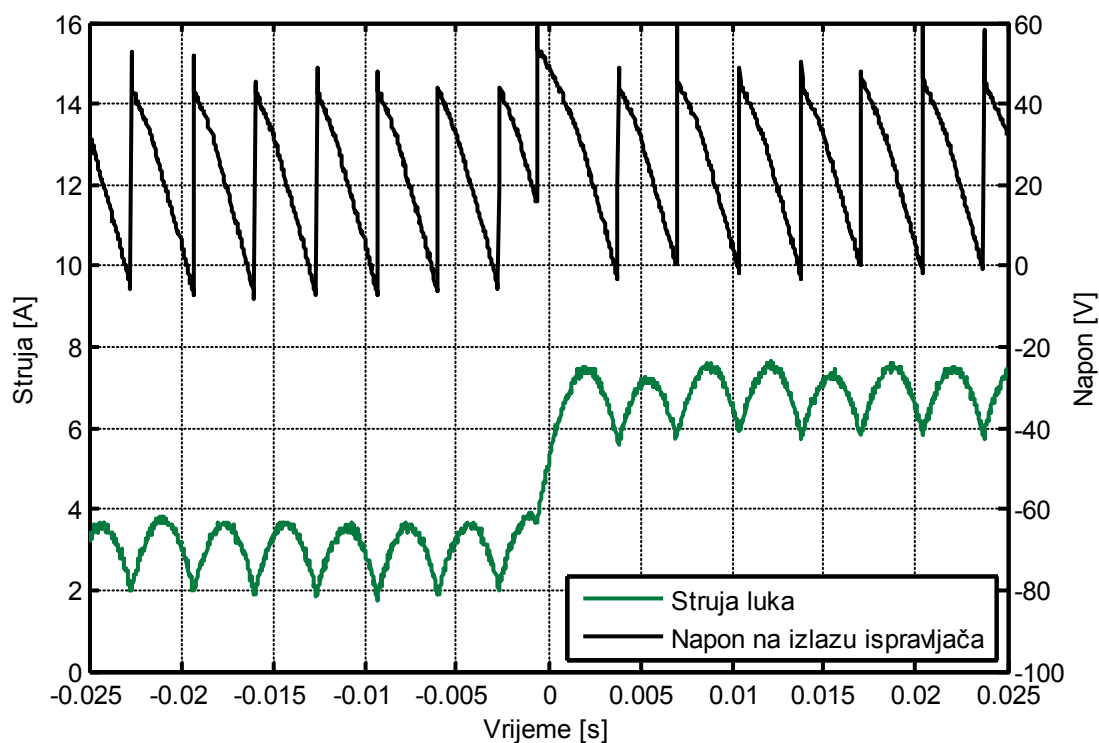
Слика 6.22. Струја и напон лука у систему са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



Слика 6.23. Струја и напон лука у прототипу система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са $\pi/2$, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



Слика 6.24. Одзив модела система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



Слика 6.25. Одзив прототипа исправљача са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.

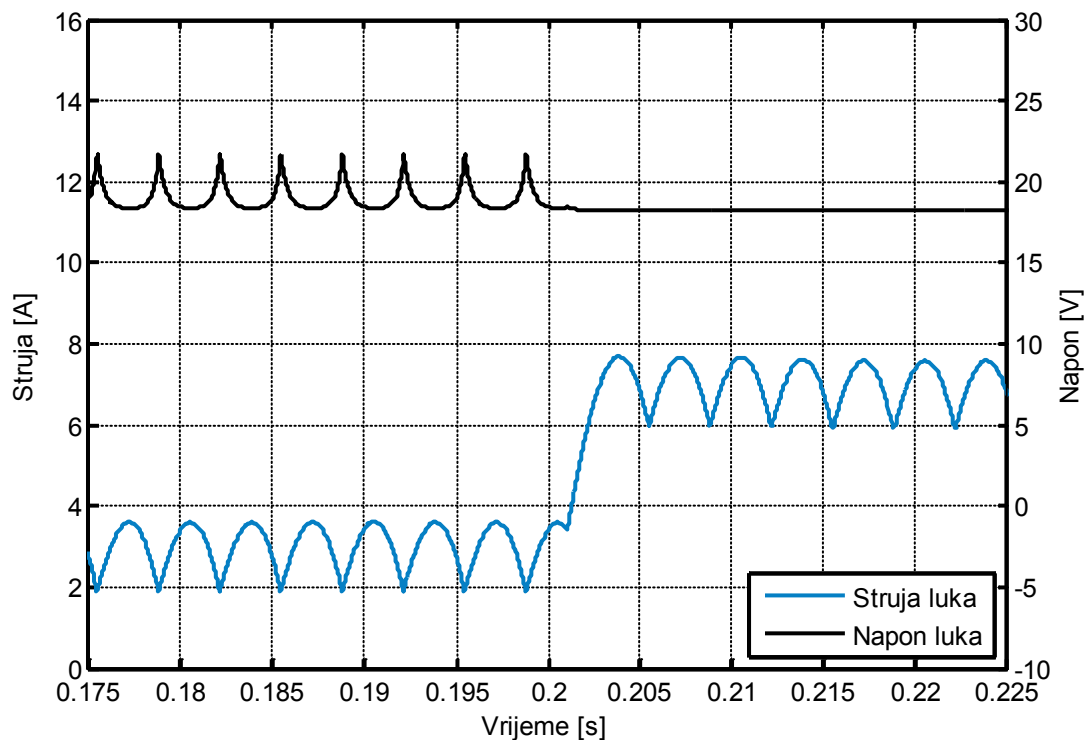
На Сликама 6.24 и 6.25 се може уочити да и при модификацији са множењем расположивог прираштаја коефицијентом 1.3, не долази до активирања првог помоћног кола регулатора, након промјене референце струје лука са 3 А на 7 А. Ово је последица чињенице да се након повећања референце струје очекивани расположиви прираштај (помножен коефицијентом 1.3) постаје већи од промјене референце струје. Према томе, није испуњен услов за укључење првог помоћног кола.

На Сликама 6.26 и 6.27 су приказани таласни облици за исти регулатор као на Сликама 6.24 и 6.25, при чему је умјесто напона на излазу исправљача приказан напон електричног лука. Као у претходним случајевима, модел лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику лука. Такође, на основу средње вредности напона лука, са Слика 6.26 и 6.27 се може закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука (Слика 6.27) било мало веће од растојања при којем су одређени параметри модела лука.

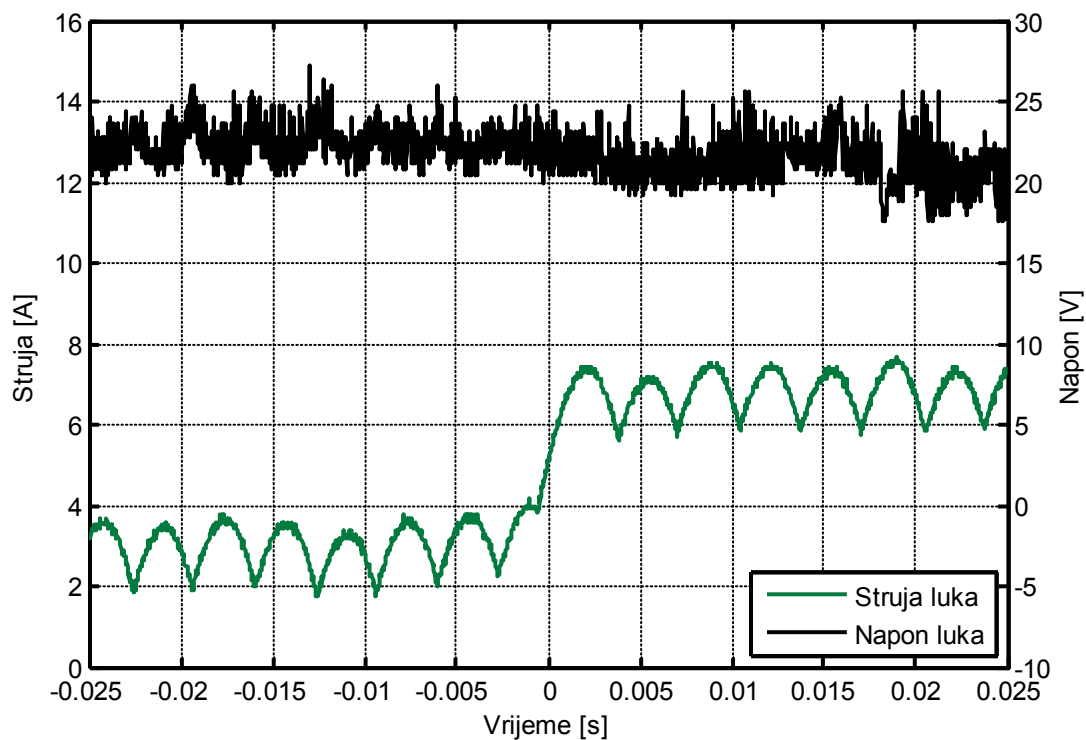
На основу Слика 6.24–6.27, може се закључити да су одзиви модела система са регулатором са модификацијом за елиминацију прескока првог импулса струје након повећања референце (множењем прираштаја струје коефицијентом 1.3) и лабораторијског прототипа скоро идентични, тј. да се моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на исти начин након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.

Као и приликом повећања референце струје са 3 А на 6 А, и у случају повећања референце струје са 3 А на 7 А (Слике 6.24–6.27) се види да модификација регулатора у циљу елиминације прескока импулса струје након повећања референце струје, која је реализована множењем очекиваног расположивог прираштаја струје коефицијентом 1.3, даје најпрецизнији одзив система.

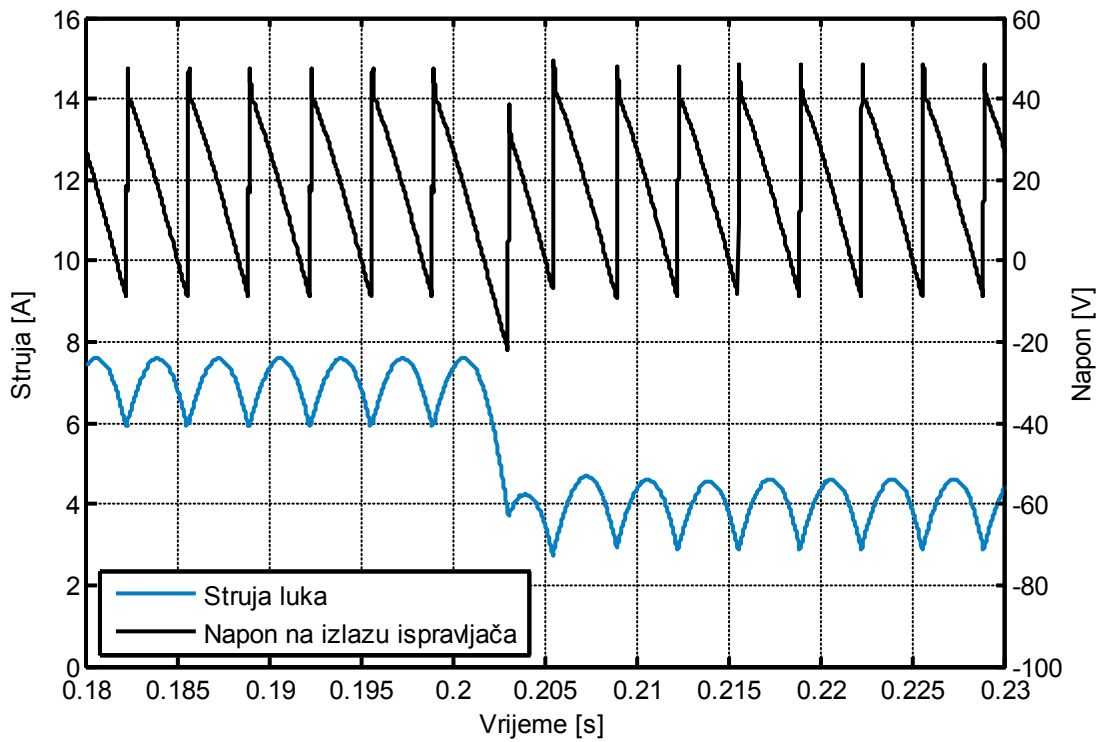
На Слици 6.28 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 4 А. На Слици 6.29 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су измјерени на лабораторијском прототипу исправљача.



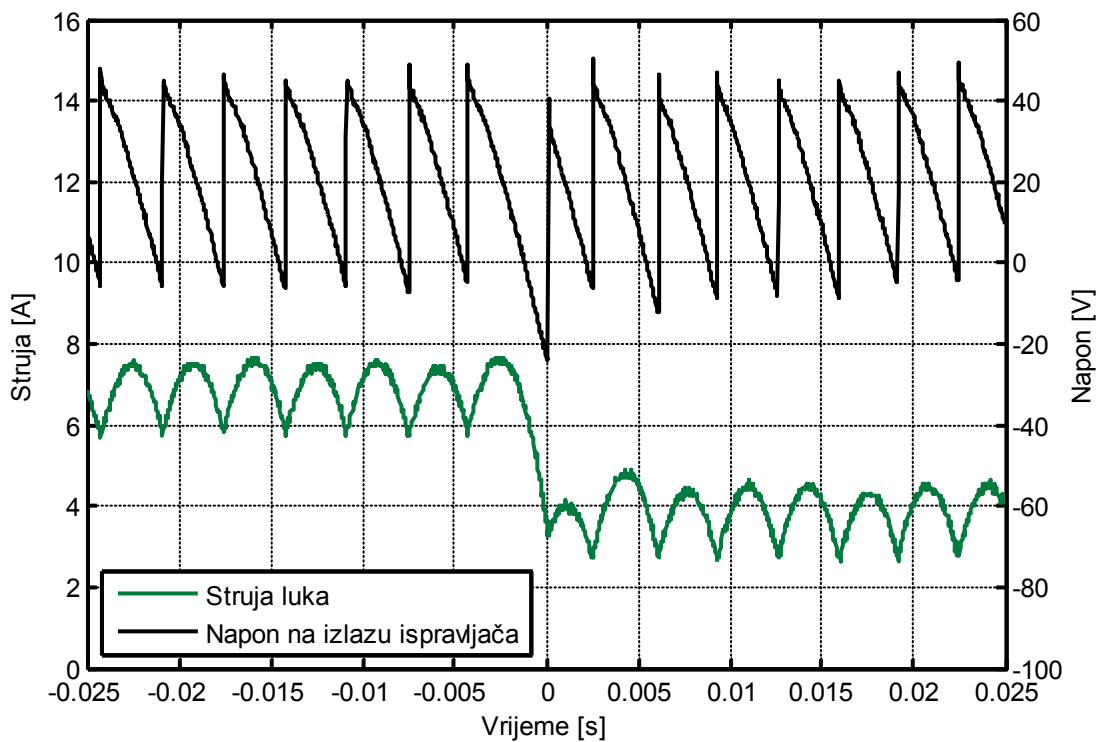
Слика 6.26. Струја и напон лука у систему са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



Слика 6.27. Струја и напон лука у прототипу система са елиминацијом прескока струје множењем прираштаја струје са 1.3, након повећања референце струје лука са 3 А на 7 А.



Слика 6.28. Одзив модела система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 4 А.



Слика 6.29. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 4 А.

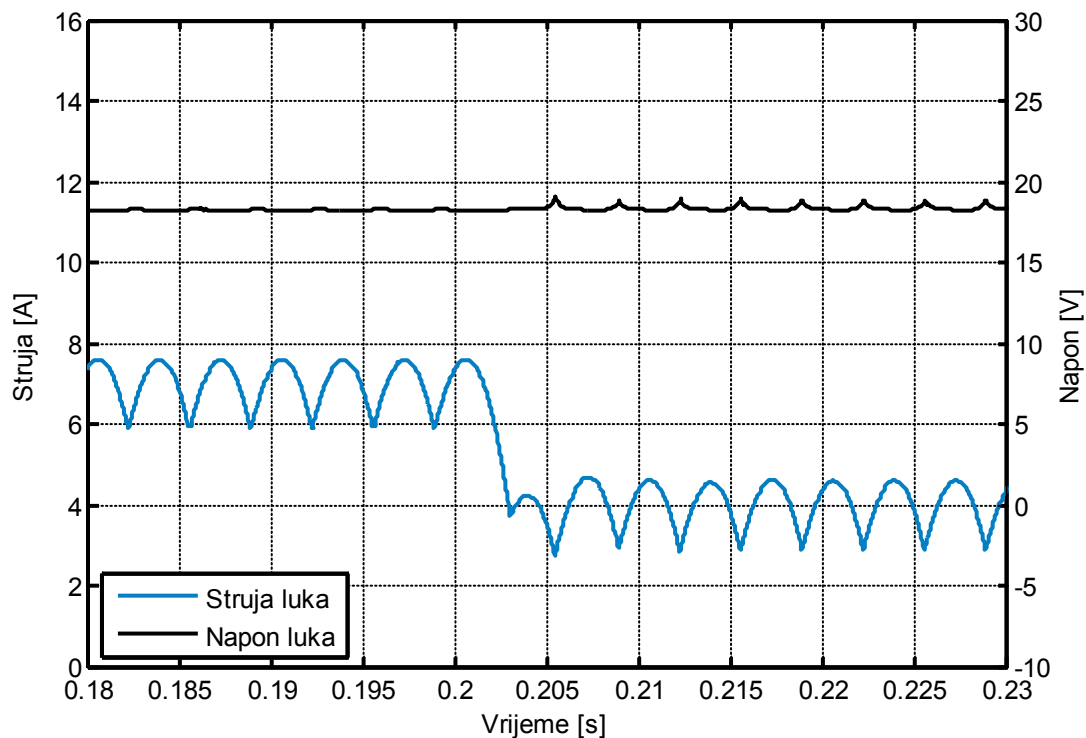
Приликом смањења референце, активирало се друго помоћно коло регулатора, које генерише угао управљања од 110° . Одабран је угао управљања од 110° , јер је овим углом управљања омогућено брже смањење струје, у односу на угао од 100° који је усвојен приликом анализе модела исправљача.

Слици 6.30 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система, након смањења референце струје лука са 7 А на 4 А. Умјесто напона на излазу исправљача, на Слици 6.30 је приказан напон електричног лука. На Слици 6.31 су приказани одговарајући таласни облици који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача. И на основу Сlike 6.31, евидентно је да у посматраном случају примијењени модел електричног лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику електричног лука. Такође, на основу средње вриједности напона лука, може се закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука било веће од растојања при којем су одређени параметри модела лука.

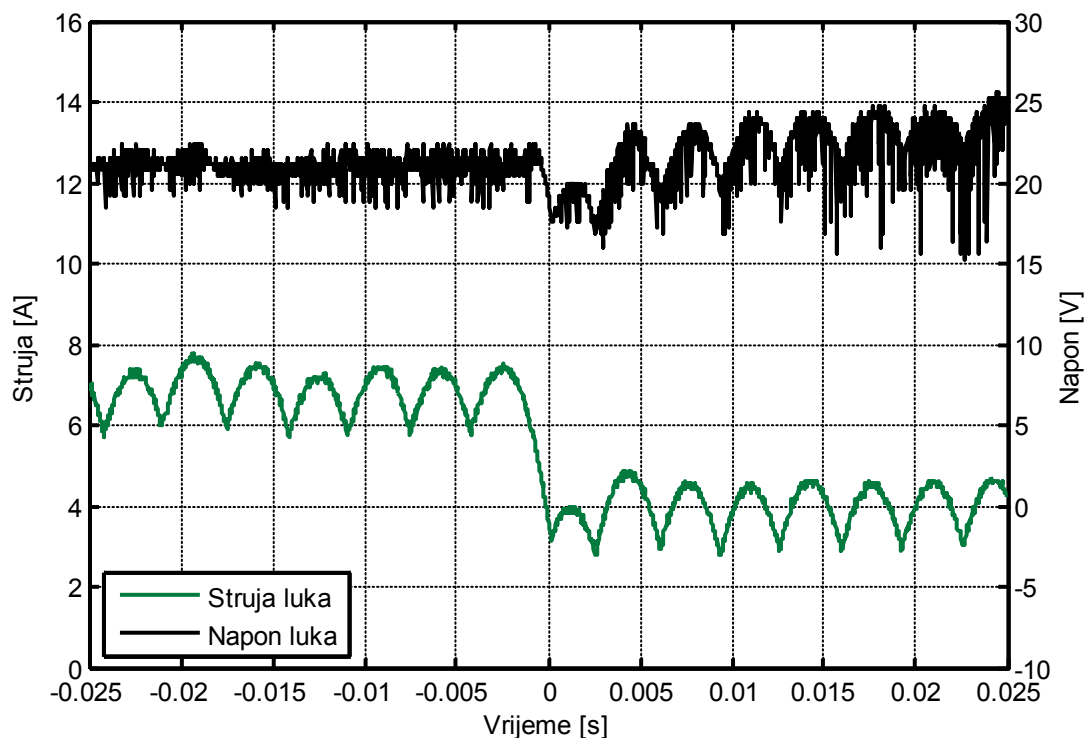
На основу Слика 6.28–6.31, може се закључити да се, након смањења референце струје лука са 7А на 4А, моделовани систем и реализовани прототип понашају практично на исти начин.

На Слици 6.32 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 3 А. На Слици 6.33 су приказани одговарајући таласни облици струје лука и напона на излазу исправљача, који су измјерени на лабораторијском прототипу исправљача.

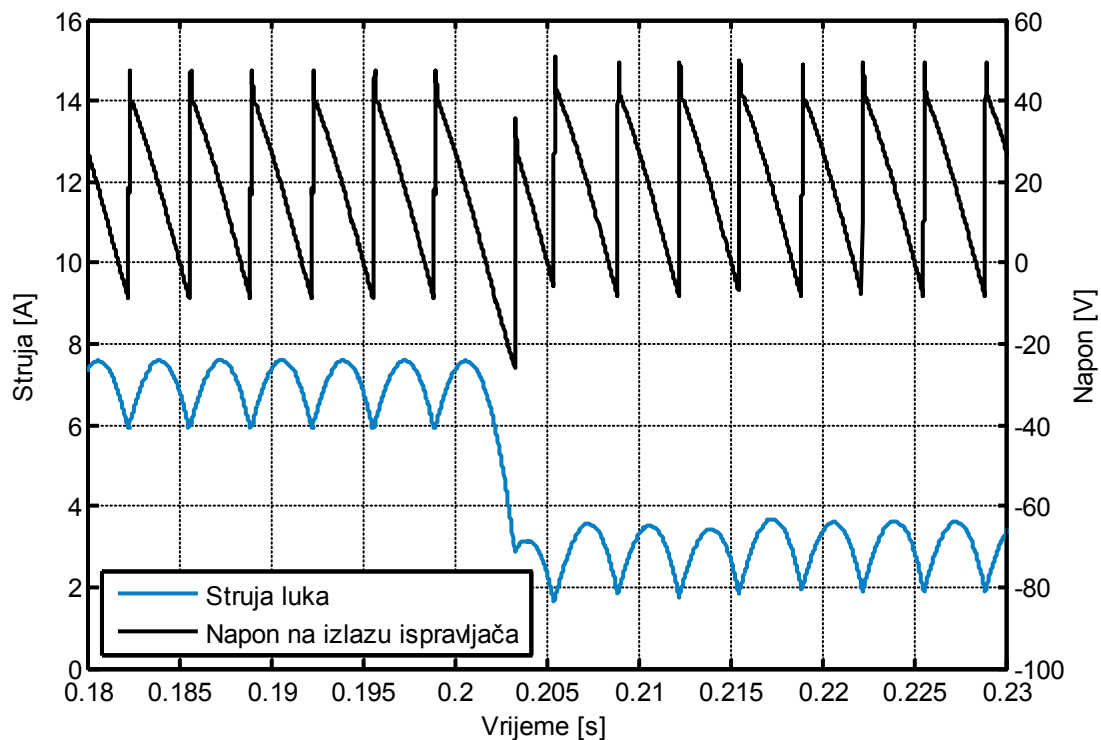
На Слици 6.34 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система, након смањења референце струје лука са 7 А на 3 А. Умјесто напона на излазу исправљача, на Слици 6.34 је приказан напон електричног лука. На Слици 6.35 су приказани одговарајући таласни облици који су снимљени на лабораторијском прототипу исправљача. И на основу Сlike 6.35, евидентно је да и у посматраном случају примијењени модел електричног лука само приближно представља струјно-напонску карактеристику електричног лука. Такође, на основу средње вредности напона лука, може се закључити да је растојање између електрода приликом мјерења напона лука било мање од растојања при којем су одређени параметри модела лука.



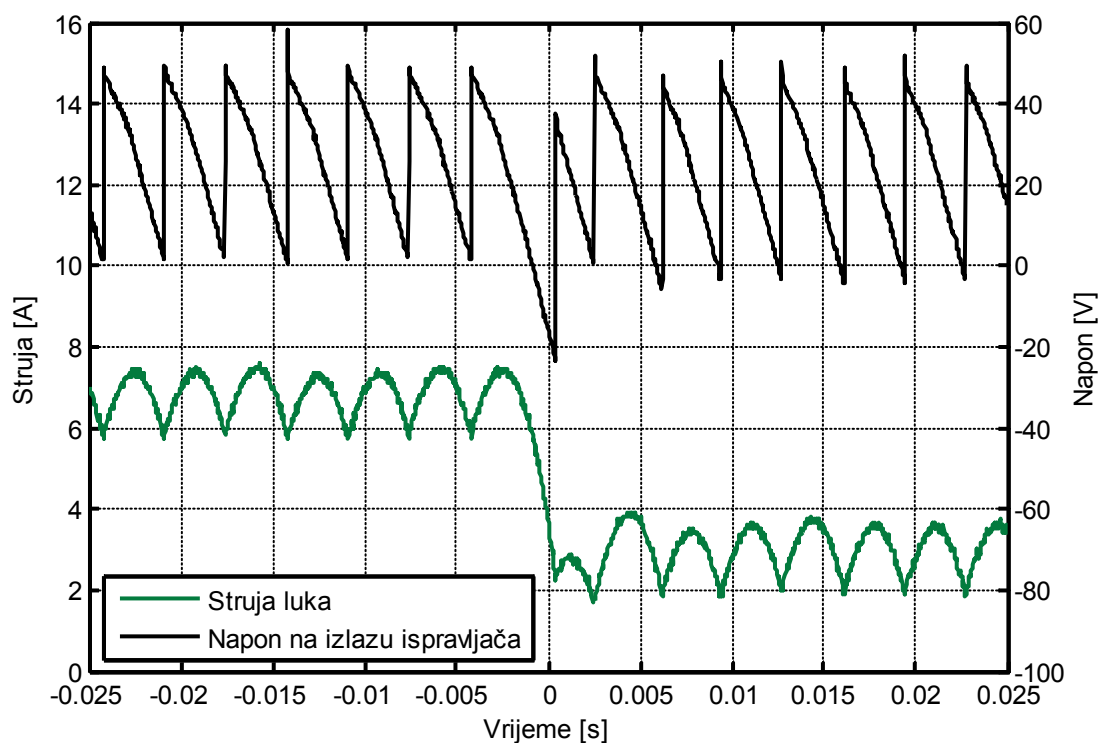
Слика 6.30. Струја и напон лука у моделу система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 4 А.



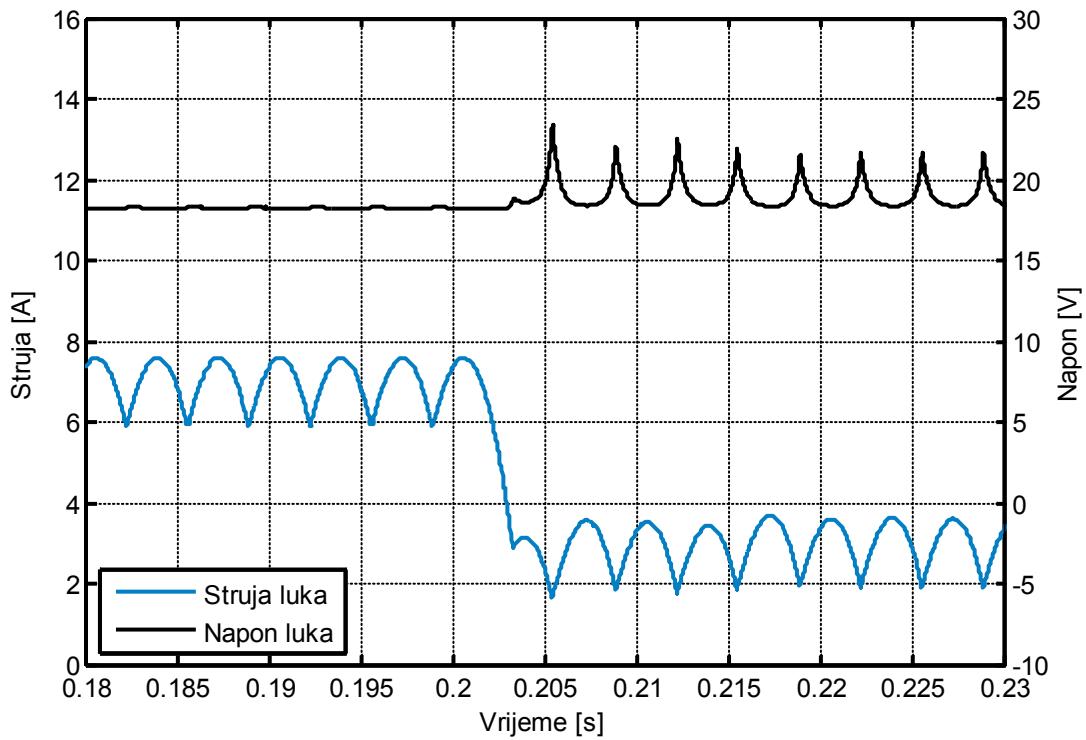
Слика 6.31. Струја и напон лука у прототипу система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 4 А.



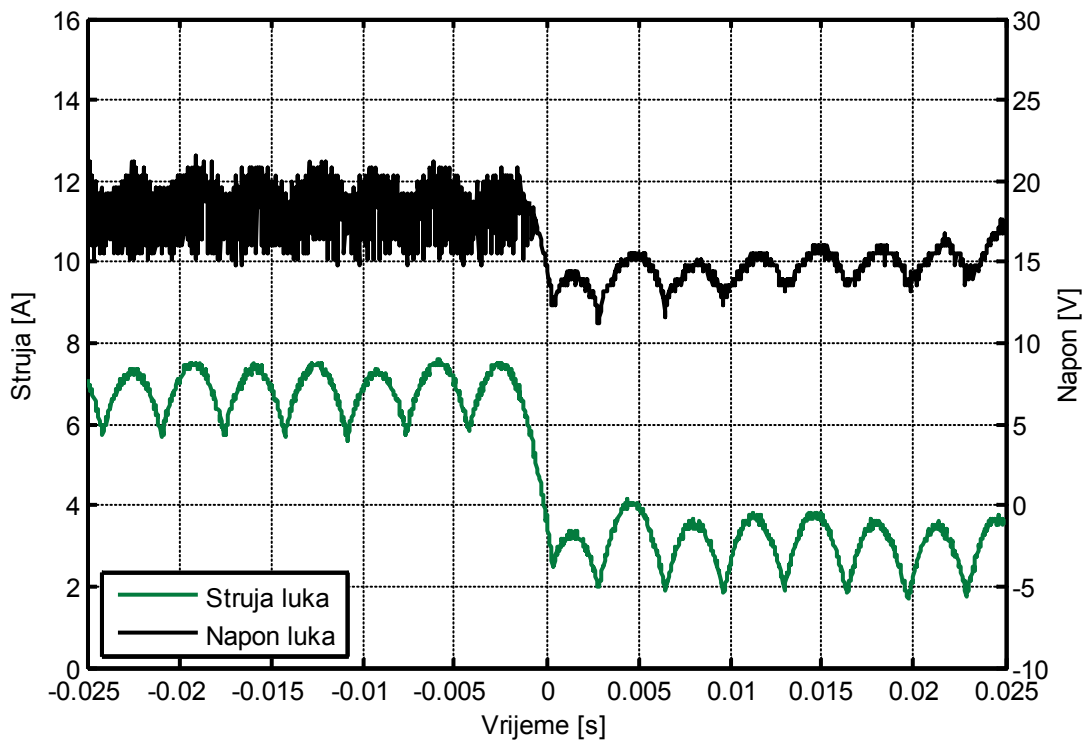
Слика 6.32. Одзив модела система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 3 А.



Слика 6.33. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 3 А.



Слика 6.34. Струја и напон лука у моделу система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 3 А.



Слика 6.35. Струја и напон лука у прототипу система са немодификованим регулатором, након смањења референце струје лука са 7 А на 3 А.

На основу таласног облика напона лука на Слици 6.35, могло би се закључити да у овом случају пад напона усљед контактнoг отпора електрода више доприноси напону између електрода од самог напона стуба електричног лука.

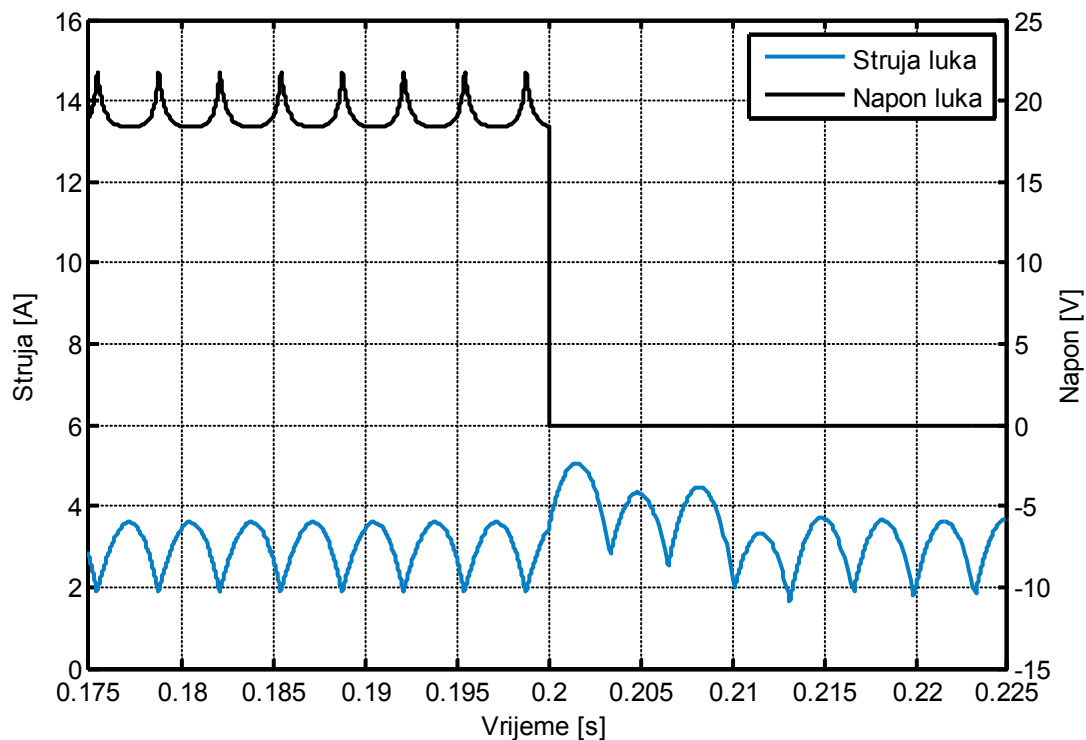
На основу Слика 6.32–6.35, може се закључити да се, након смањења референце струје лука са 7А на 3А, моделовани систем и реализовани прототип понашају практично на исти начин.

На основу претходних слика са експериментално добијеним таласним облицима струје електричног лука, може се уочити неуједначеност амплитуда импулса струје лука у стационарном стању, која је последица постојања грешке приликом одређивања тренутака проласка синхронизационих напона кроз нулу. Такође, ако се занемаре неуједначености амплитуда импулса струје лука, у одзивима са претходно наведених слика није уочљиво постојање грешке у устаљеном стању.

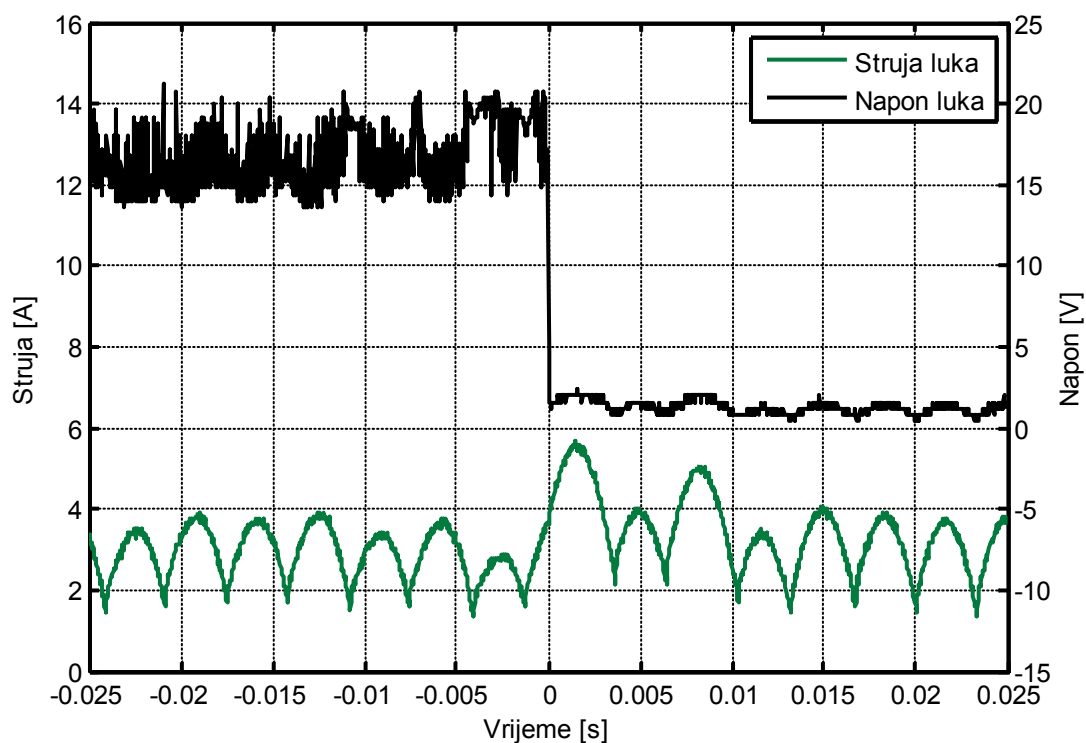
6.2.2 Експериментална верификација резултата симулације при кратким спојевима електрода у систему са немодификованим и системима са модификованим предиктивним регулатором

У овом одјељку представљени су резултати експерименталне верификације резултата симулације при кратким спојевима електрода у систему са немодификованим и системима са модификованим предложеним предиктивним регулатором.

На Слици 6.36 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором, након настанка кратког споја електрода. Кратком споју је претходило устаљено стање при средњој вриједности струје лука једнакој 3 А. На Слици 6.36 се види да прелазни процес који се одвија непосредно након кратког споја практично траје три импулса струје (што одговара трајању једне полупериоде напона мреже), при чему је амплитуда првог импулса струје мало већа од амплитуда преостала два импулса. На Слици 6.37 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. На овој слици могу се уочити брзе и релативно велике промјене напона електричног лука, при задатој референци струје лука, што је последица стохастичке природе лука.



Слика 6.36. Одзив Simulink® модела система са немодификованим регулатором након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.

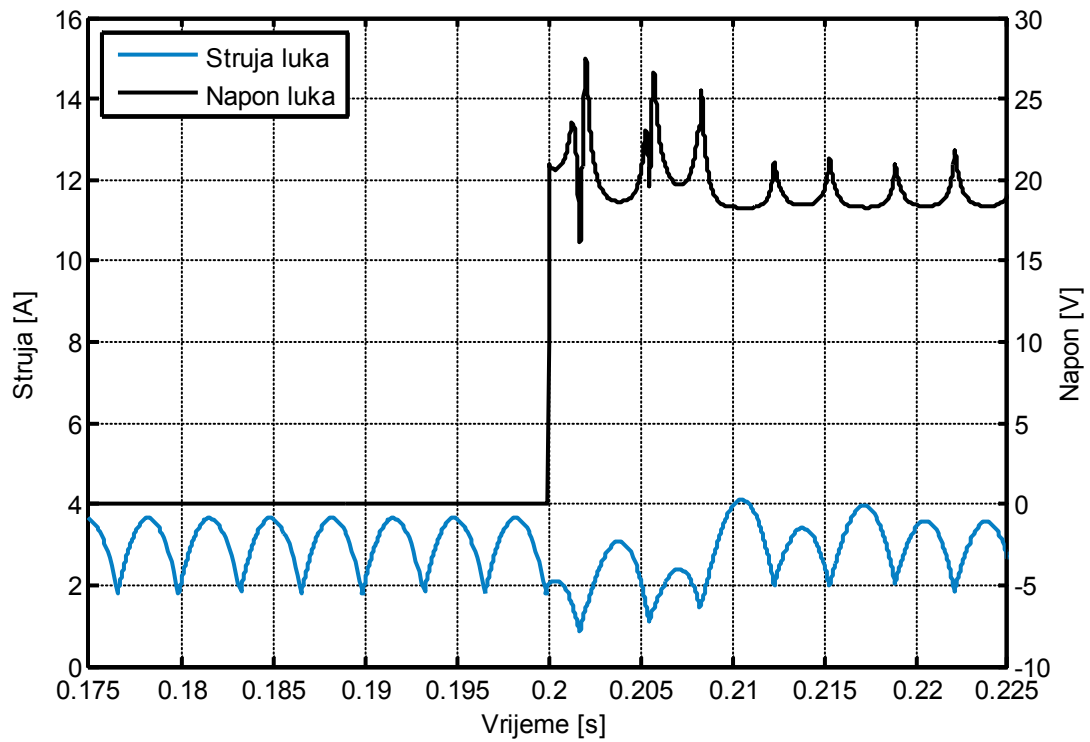


Слика 6.37. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.

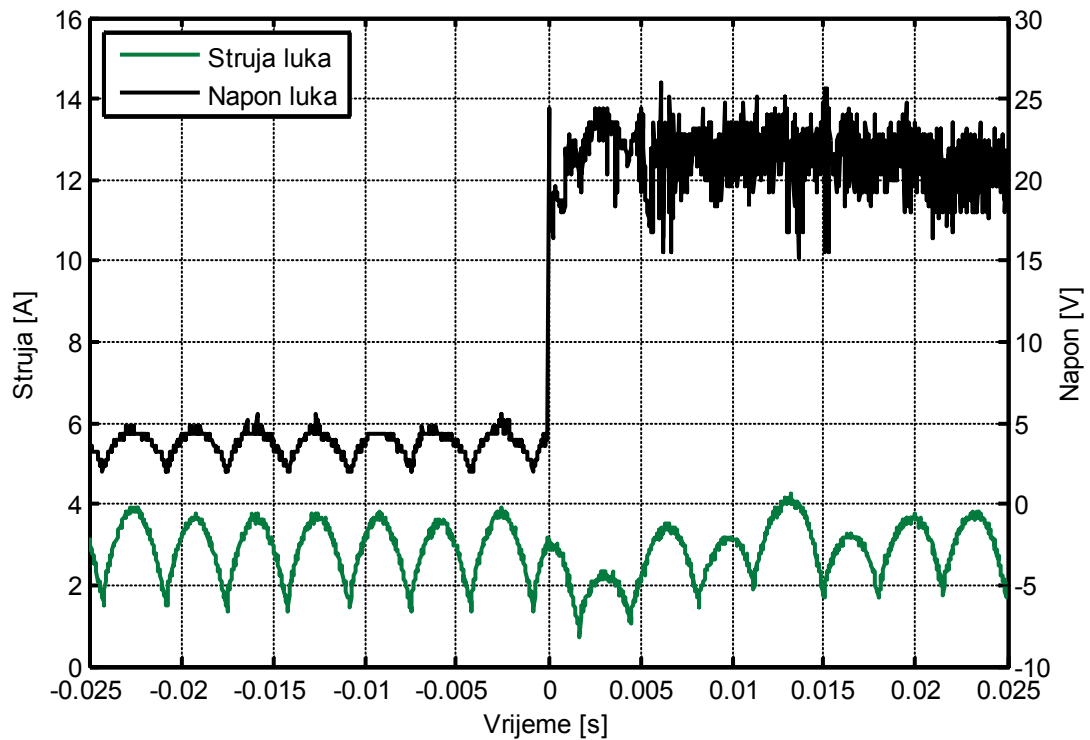
Такође, на Слици 6.37 се може уочити да након кратког споја између електрода постоји мали пад напона који је последица контактнoг отпора између електрода, а који зависи од стања врхова електрода. Упркос релативно великим варијацијама напона лука прије кратког споја, на Слици 6.37 се види да регулатор успјешно одржава струју лука на задатој вриједности. Такође, види се да се таласни облици струје лука код моделованог система и струје лука реализованог прототипа у овом случају практично подударају.

На Слици 6.38 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором, при поновном успостављању електричног лука након престанка кратког споја електрода и при референци струје лука једнакој 3 А. На Слици 6.39 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. Таласни облици струје су веома слични у оба случаја, при чему треба имати у виду да до поновног успостављања лука долази у различитим тренуцима, посматрано у односу на импулс струје лука. Са друге стране, таласни облици напона модела лука и напона стварног лука су различити. Ово је добра илустрација чињенице да за правилно функционисање предложеног регулатора није неопходно познавати модел лука, јер се у случају са Слике 6.39 измјерена вриједност напона лука разликује од вриједности предвиђене моделом. На експериментално добијеном таласном облику напона уочљив је и пад напона при краткој споју електрода услед контактнoг отпора, као и брзе промјене напона лука након поновног успостављања лука. Упркос брзим промјенама измјереног напона лука, регулатор успјешно одржава струју лука на задатој вриједности.

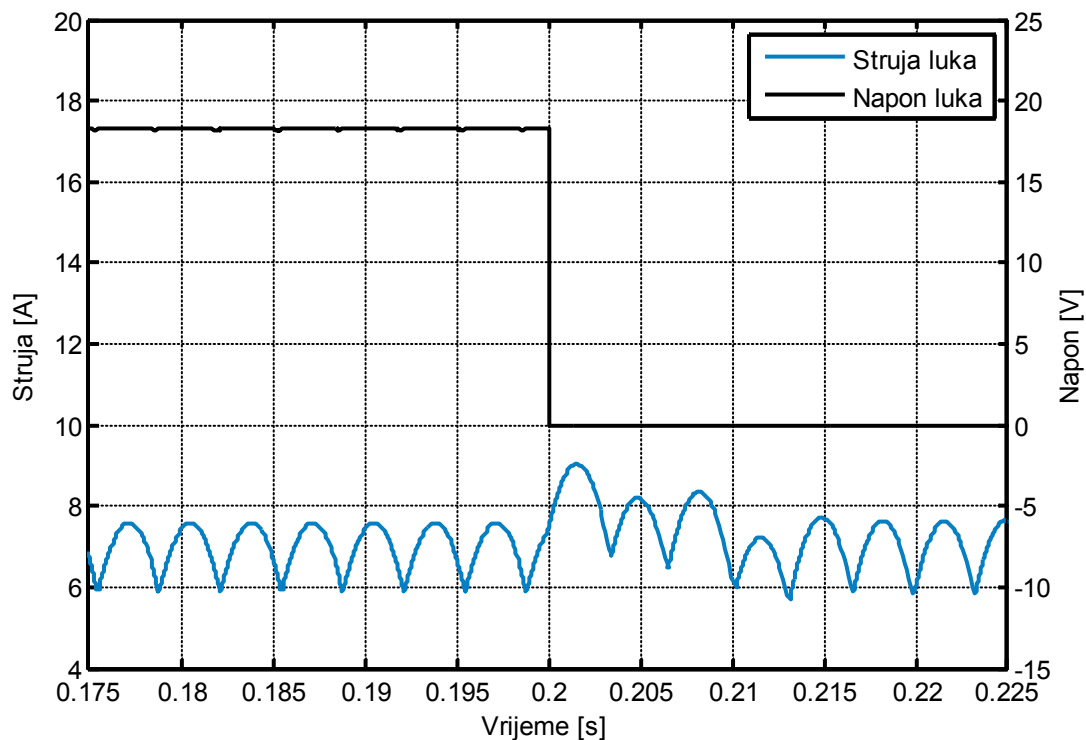
На Слици 6.40 приказан је одзив *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором, након настанка кратког споја електрода коме је претходило устаљено стање при средњој вриједности струје лука једнакој 7 А. На Слици 6.41 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. Таласни облици струје на Сликама 6.40 и 6.41 практично се међусобно подударају. На Слици 6.42 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са немодификованим регулатором при поновном успостављању електричног лука након кратког споја електрода, при чему је референца струје лука била подешена на 7 А. На Слици 6.43 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система са немодификованим регулатором.



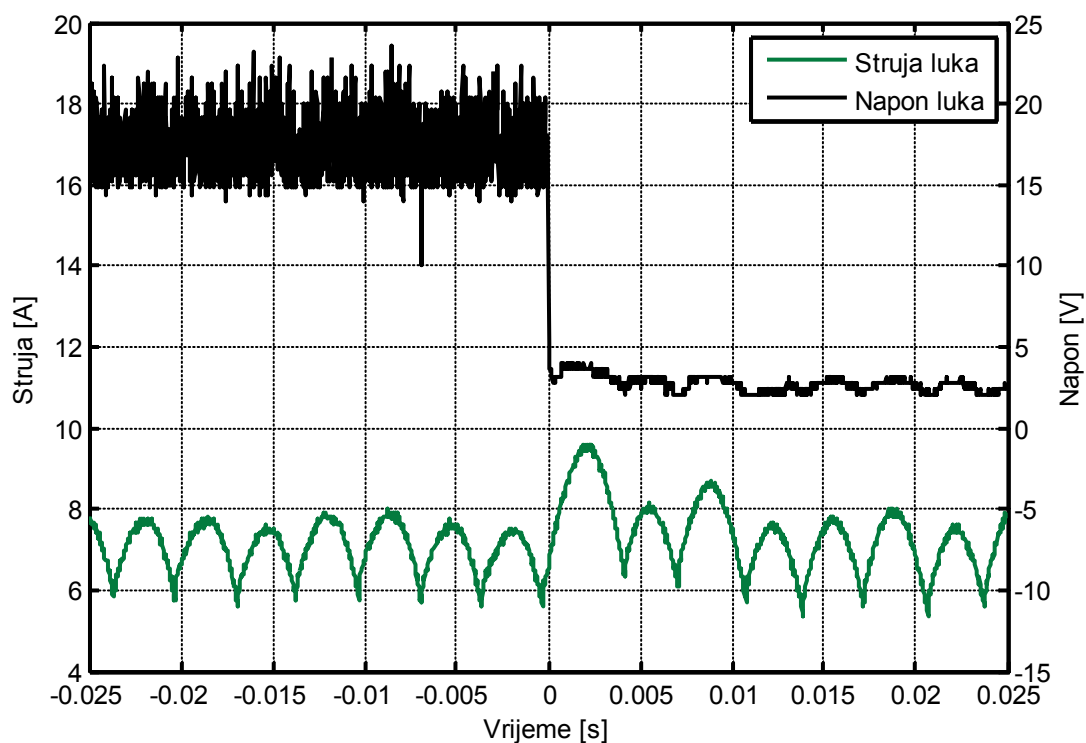
Слика 6.38. Одзив Simulink® модела система са немодификованим регулатором при успостављању лука након кратког споја, при референци струје једнакој 3 А.



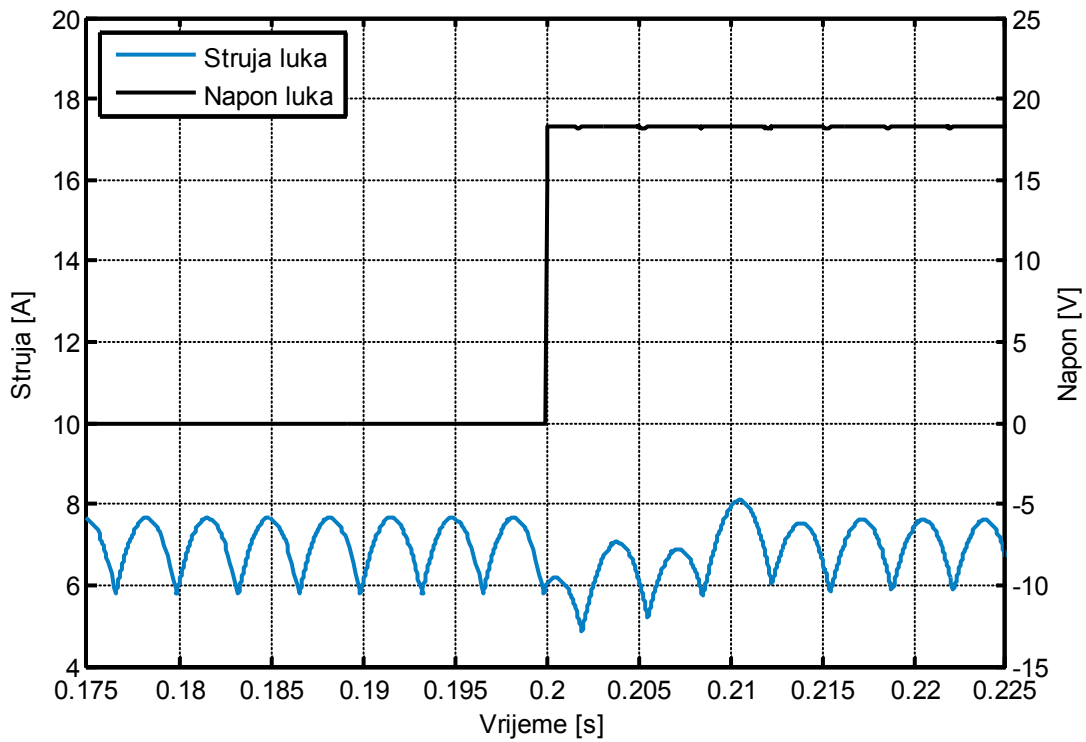
Слика 6.39. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором при успостављању лука након кратког споја, при референци струје једнакој 3 А.



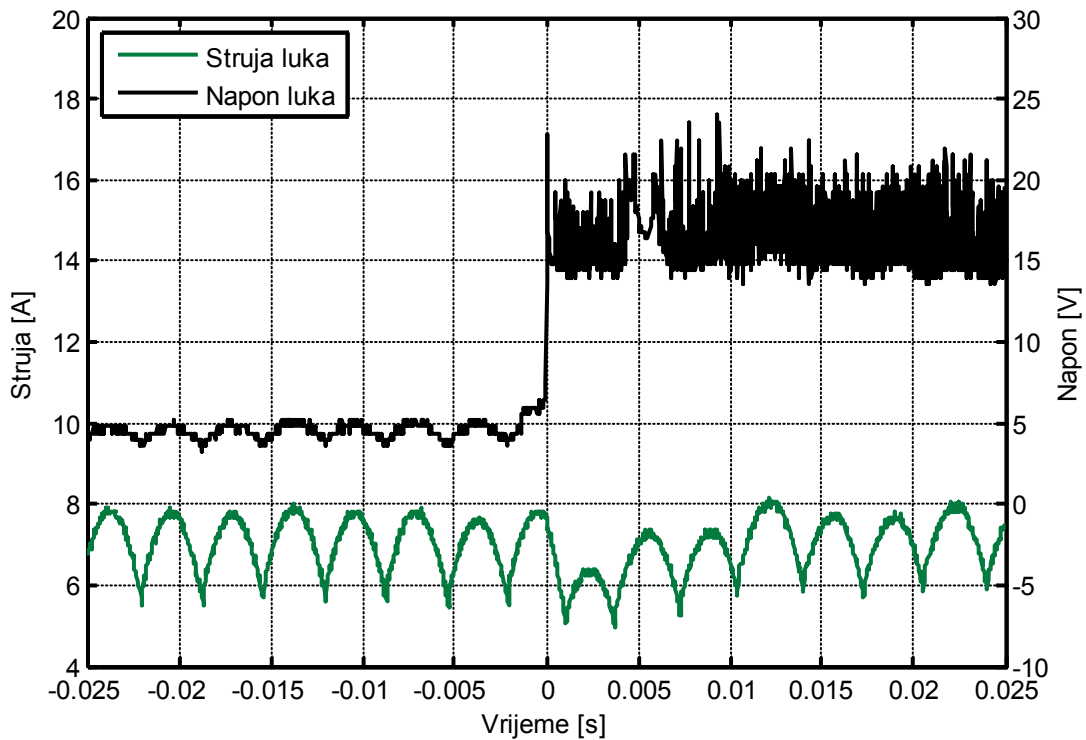
Слика 6.40. Одзив Simulink® модела система са немодификованим регулатором након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.



Слика 6.41. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.



Слика 6.42. Одзив Simulink® модела система са немодификованим регулатором при успостављању лука након кратког споја, при референци струје једнакој 7 А.



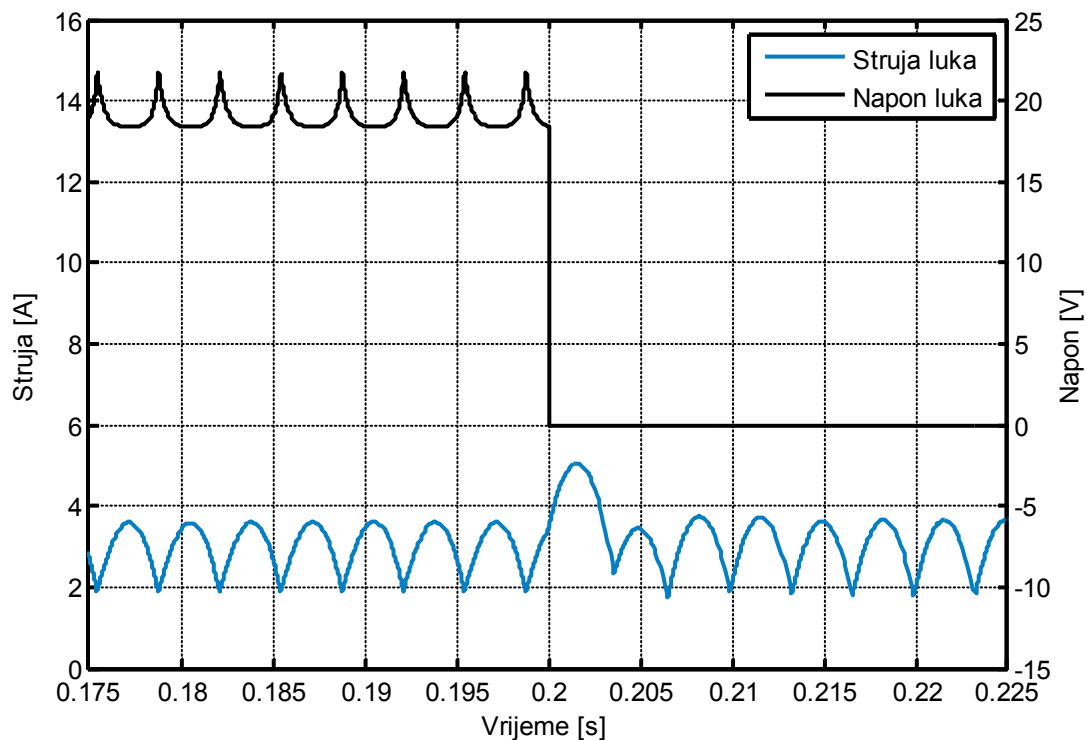
Слика 6.43. Одзив прототипа исправљача са немодификованим регулатором при успостављању лука након кратког споја, при референци струје једнакој 7 А.

Таласни облици струје на Сликама 6.42 и 6.43 се такође практично међусобно подударају.

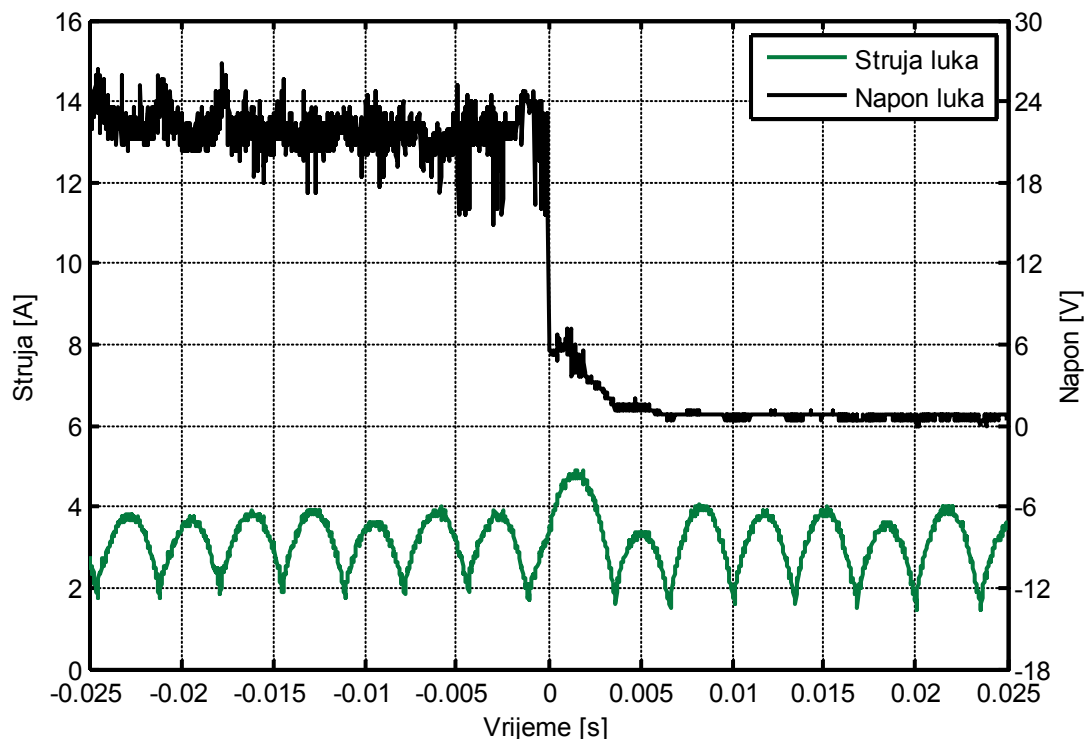
На основу таласних облика струје на Сликама 6.36–6.43, може се закључити да се при настанку и престанку кратког споја електрода, за задате референце струје лука једнаке 3 А и 7 А, моделовани систем и реализовани прототип понашају практично на идентичан начин. Другачије речено, реализовани лабораторијски прототип система са немодификованим предиктивним регулатором је добро представљен *Simulink*[®] моделом система, при настанку и престанку кратког споја електрода.

На Слици 6.44 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификацијом регулатора у циљу смањења промјена реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након настанка кратког споја електрода. Кратком споју је претходило устаљено стање при средњој вриједности струје лука једнакој 3 А. На Слици 6.44 види се да прелазни процес који се одвија непосредно након настанка кратког споја, практично има трајање једног импулса струје. На Слици 6.45 је приказан одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. На овој слици се види да се приликом затварања електрода десио прелазни процес током којег је постојао напон између електрода, амплитуде око 6 V. Овај прелазни процес је последица лошег контакта између електрода у тренутку непосредно након затварања електрода. На Сликама 6.44 и 6.45 се види да се таласни облици струје лука код моделованог система и струје лука реализованог прототипа у овом случају практично подударају.

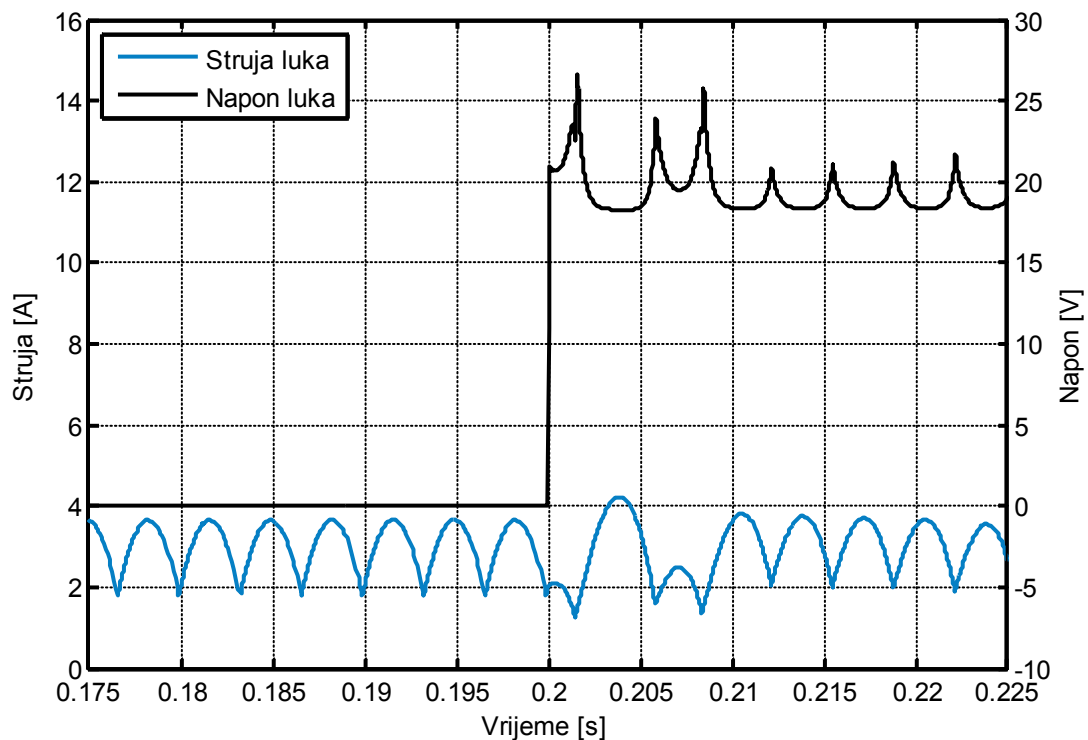
На Слици 6.46 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификацијом регулатора у циљу смањења промјена реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након престанка кратког споја електрода, при референци струје лука једнакој 3 А. На Слици 6.47 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. Као и при настанку кратког споја електрода, и на сликама 6.46 и 6.47 се види да се одзив модела система и одзив реализованог прототипа, након престанка кратког споја електрода, практично подударају. На овим сликама се види и да прелазни процес након поновног успостављања електричног лука, има трајање три импулса струје лука (умјесто очекиваног трајања једног импулса струје).



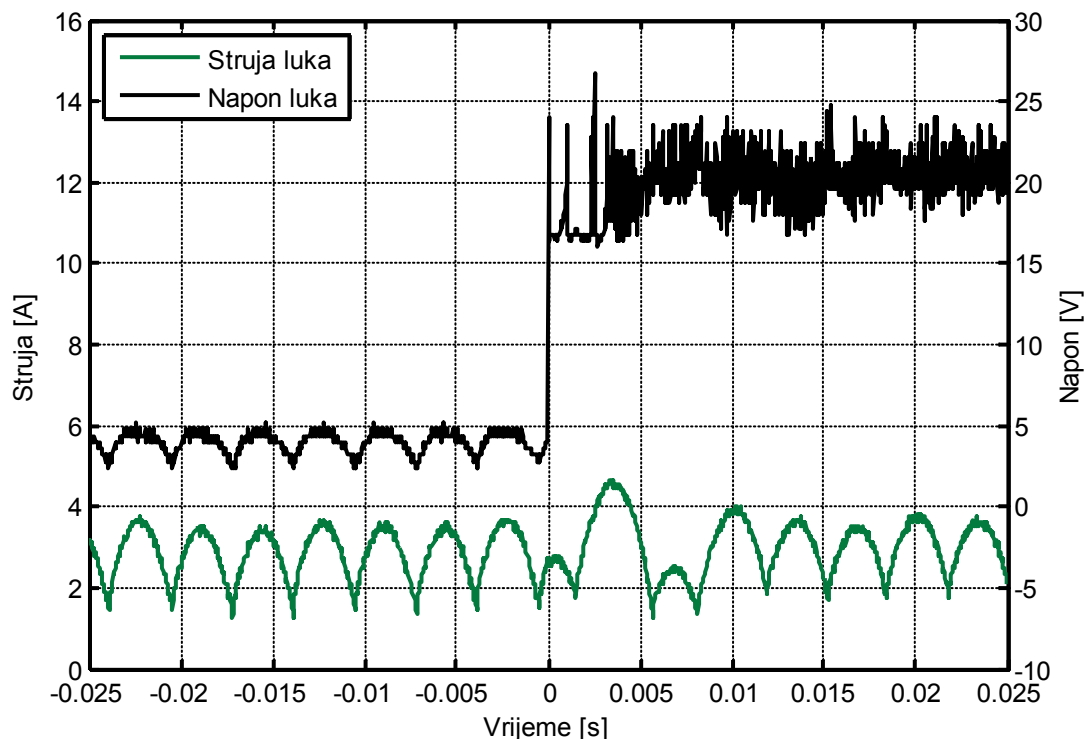
Слика 6.44. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора при кратком споју електрода, након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.



Слика 6.45. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора при кратком споју електрода, након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.



Слика 6.46. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора при кратком споју електрода, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.



Слика 6.47. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора при кратком споју електрода, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.

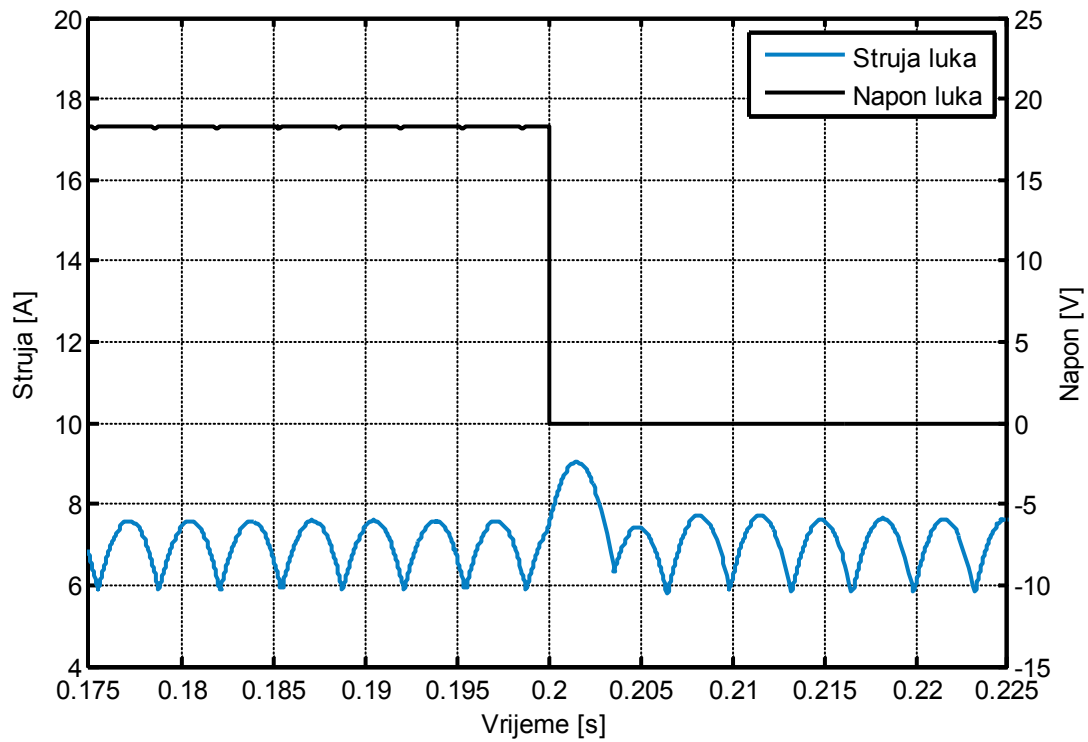
Дакле, као у случају система са немодификованим регулатором, и у случају система са модификованим регулатором прелазни процес након престанка кратког споја електрода, при референци струје лука једнакој 3 А, траје дуже него што је очекивано. Разлог за то је мала струја електричног лука при којој су вршени симулација и мјерења. При овој струји радна тачка се налази у инверзној области струјно-напонске карактеристике електричног лука (Слика 3.3 на страни 92), гдје су промјене напона лука при промјени струје лука знатно интензивније.

На Слици 6.48 приказан је одзив *Simulink*[®] модела система са модификацијом регулатора у циљу смањења промјена реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након настанка кратког споја електрода, при референци струје подешеној на 7 А. На Слици 6.49 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. Таласни облици струје на Сликама 6.48 и 6.49 практично се међусобно подударују.

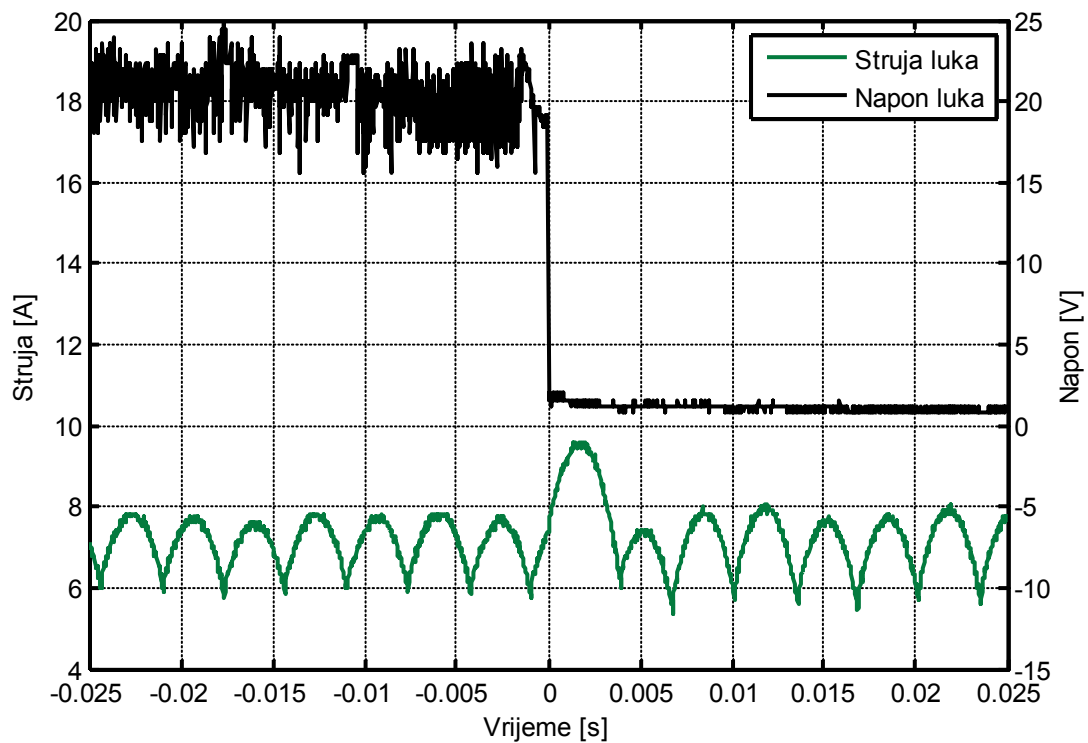
На Слици 6.50 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификацијом регулатора у циљу смањења промјена реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након престанка кратког споја електрода, при референци струје лука једнакој 7 А. На Слици 6.51 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система.

За разлику од одзива *Simulink*[®] модела система и прототипа исправљача при референци струје једнакој 3 А (приказаних на Сликама 6.46 и 6.47), одзиви при референци 7 А показују да је при већој струји лук стабилнији, због чега и прелазни процес при поновном успостављању лука траје краће.

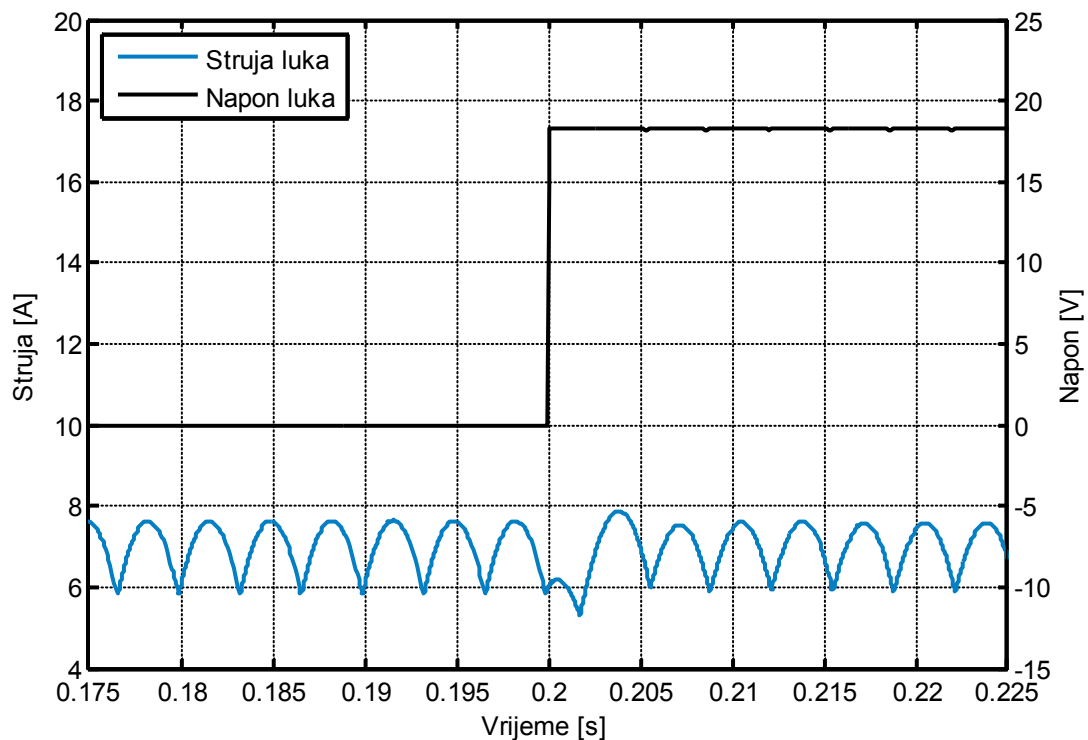
На основу таласних облика струје на Сликама 6.44–6.51, може се закључити да се при настанку и престанку кратког споја електрода, за задате референце струје лука једнаке 3 А и 7 А, моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на идентичан начин. Другачије речено, реализовани лабораторијски прототип система са модификованим предиктивним регулатором у циљу смањења варијација реактивне снаге усљед промјене амплитуде прва три импулса струје након настанка кратког споја електрода, је добро представљен *Simulink*[®] моделом система, при настанку и престанку кратког споја електрода.



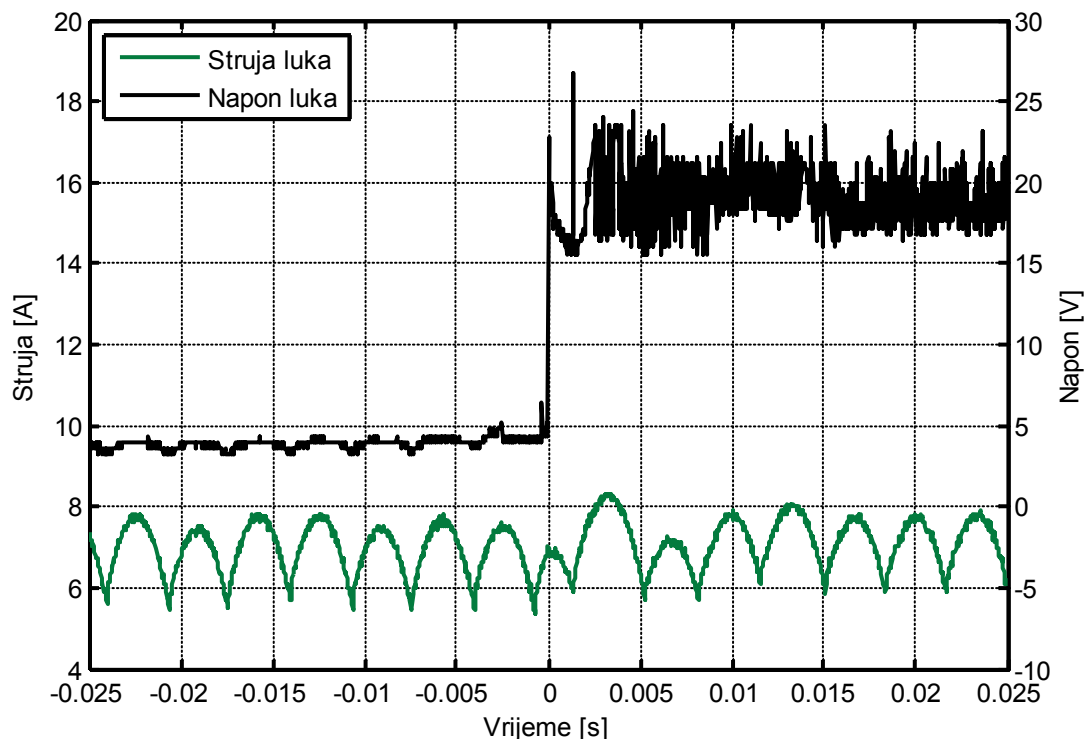
Слика 6.48. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора при краткој споји електрода, након настанка кратког споја електрода при референцијској струји једнакој 7 А.



Слика 6.49. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора при краткој споји електрода, након настанка кратког споја електрода при референцијској струји једнакој 7 А.



Слика 6.50. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора при кратком споју електрода, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.



Слика 6.51. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора при кратком споју електрода, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.

На Сликама 6.52–6.59 приказани су одзиви *Simulink*[®] модела система и лабораторијског прототипа, са модификацијом регулатора промјеном референце струје лука за 10% у току прва три импулса струје након настанка и престанка кратког споја електрода.

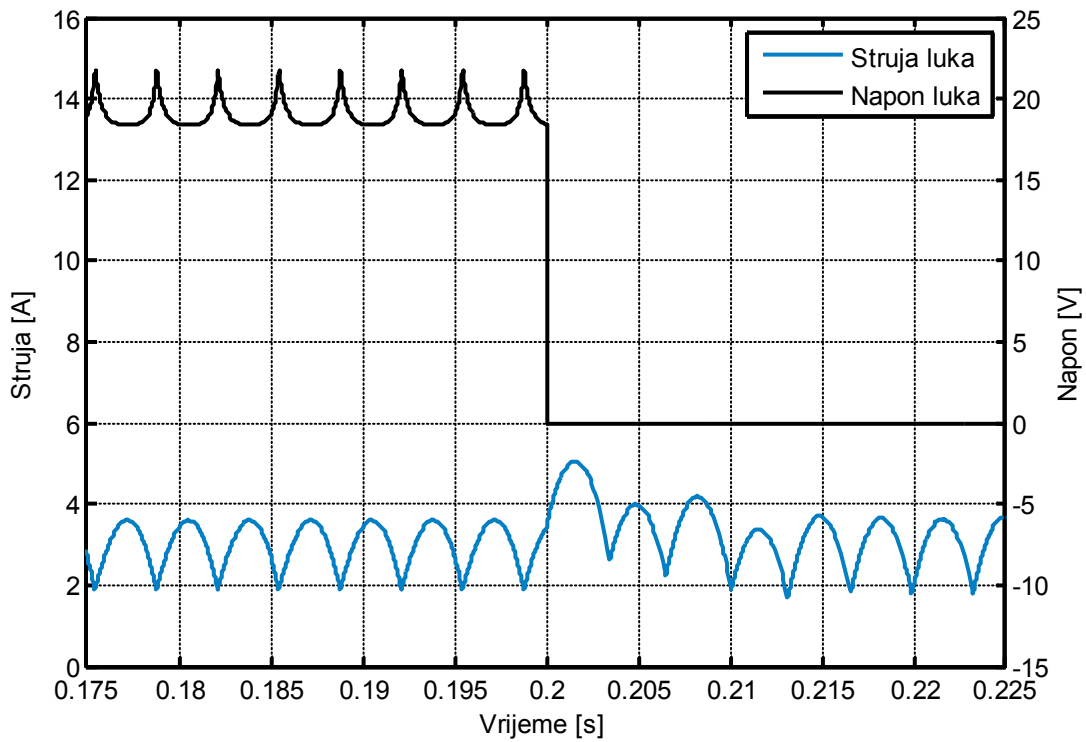
На Слици 6.52 приказан је одзив *Simulink*[®] модела система са модификацијом регулатора промјеном референце струје лука за 10% у току прва три импулса струје, након настанка кратког споја електрода при референци струје лука једнакој 3 А. На Слици 6.53 је приказан одговарајући одзив лабораторијског прототипа система.

Таласни облици струје са слика 6.52 и 6.53 су веома слични таласним облицима струје са слика 6.44 и 6.45, који су добијени за регулатор са модификацијом при краткој споју електрода. Ово је и очекивано због тога што обе модификације у суштини узимају у обзир промјене очекиваног расположивог прираштаја струје до којих долази при настанку и престанку кратког споја електрода. Са Слика 6.52 и 6.53 се види да су одзиви *Simulink*[®] модела система и прототипа практично идентични.

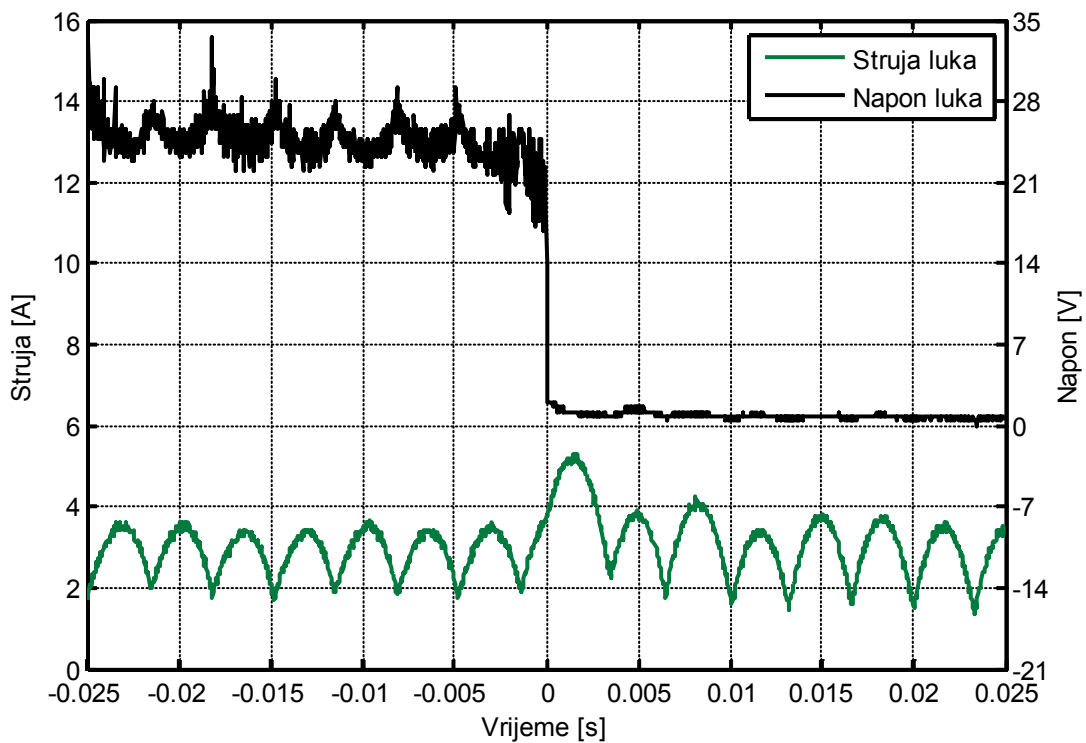
На Слици 6.54 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификацијом регулатора промјеном референце струје лука за 10% у току прва три импулса струје, при поновном успостављању лука након кратког споја електрода при референци струје лука једнакој 3 А. На Слици 6.55 је приказан одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. У овом случају, одзив лабораторијског прототипа је бољи од одзива *Simulink*[®] модела система.

На Слици 6.56 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификацијом регулатора промјеном референце струје лука за 10% у току прва три импулса струје, након настанка кратког споја електрода при референци струје лука једнакој 7 А. На Слици 6.57 је приказан одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. Са Слика 6.56 и 6.57 се види да су добијени таласни облици струје лука у моделу система и на прототипу система практично идентични.

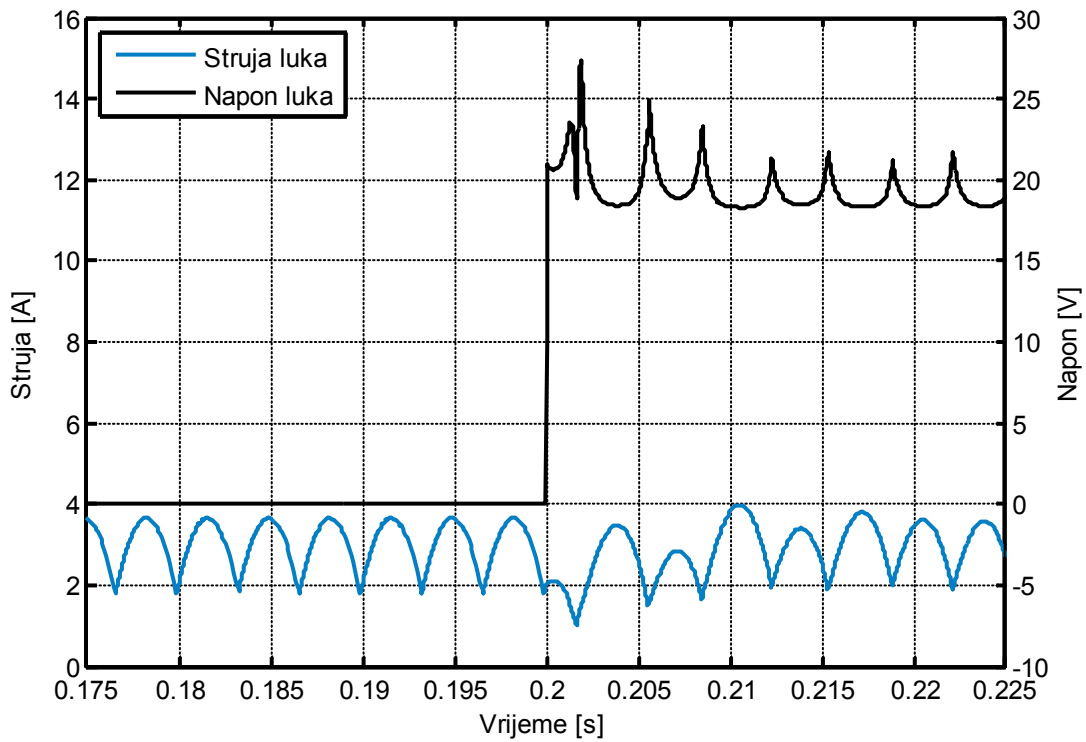
На Сликама 6.58 и 6.59 приказани су одзиви *Simulink*[®] модела система и лабораторијског прототипа система са модификацијом регулатора промјеном референце струје лука за 10% у току прва три импулса струје, након престанка кратког споја електрода при референци струје лука једнакој 7 А.



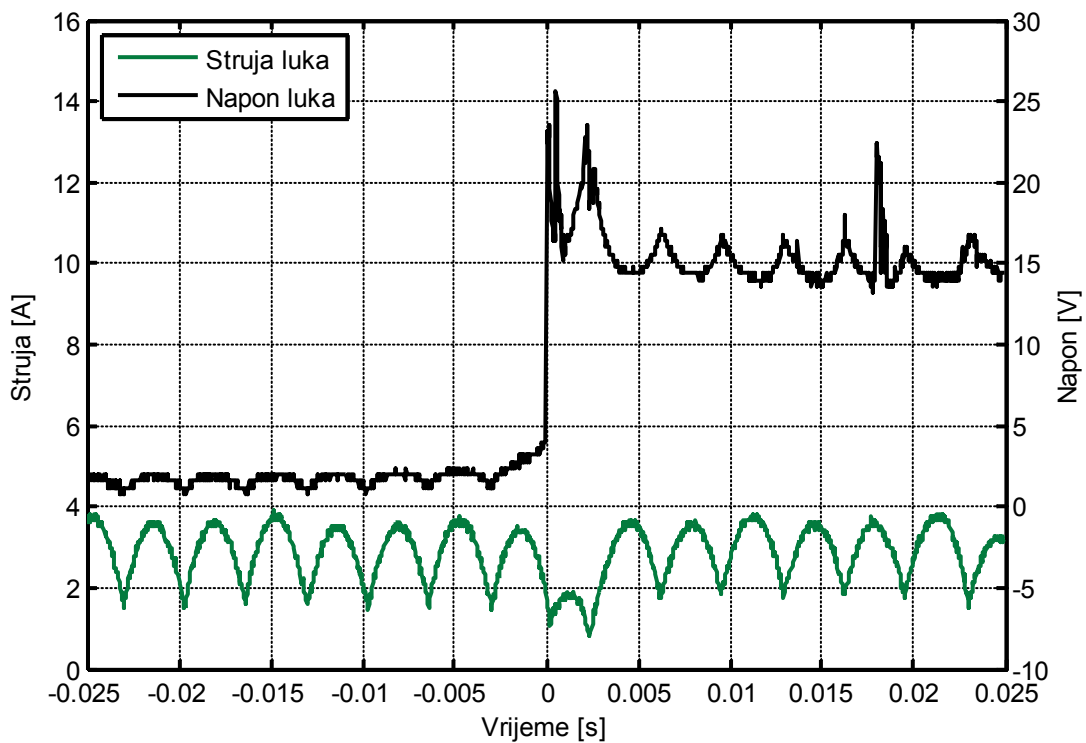
Слика 6.52. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.



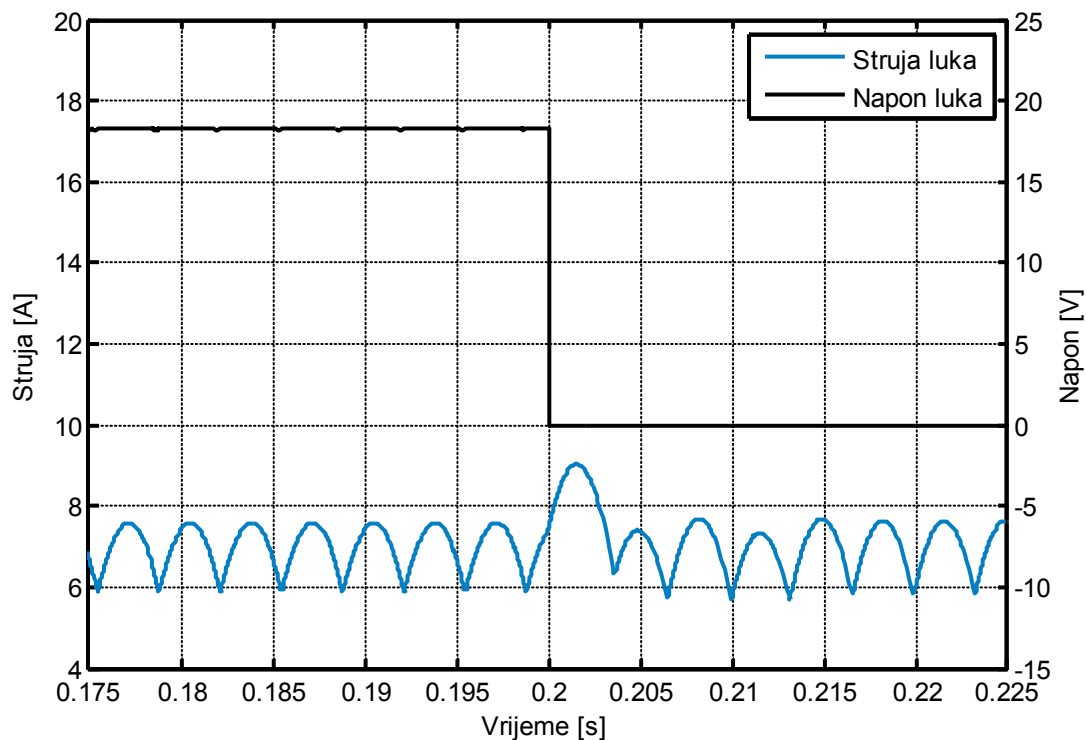
Слика 6.53. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.



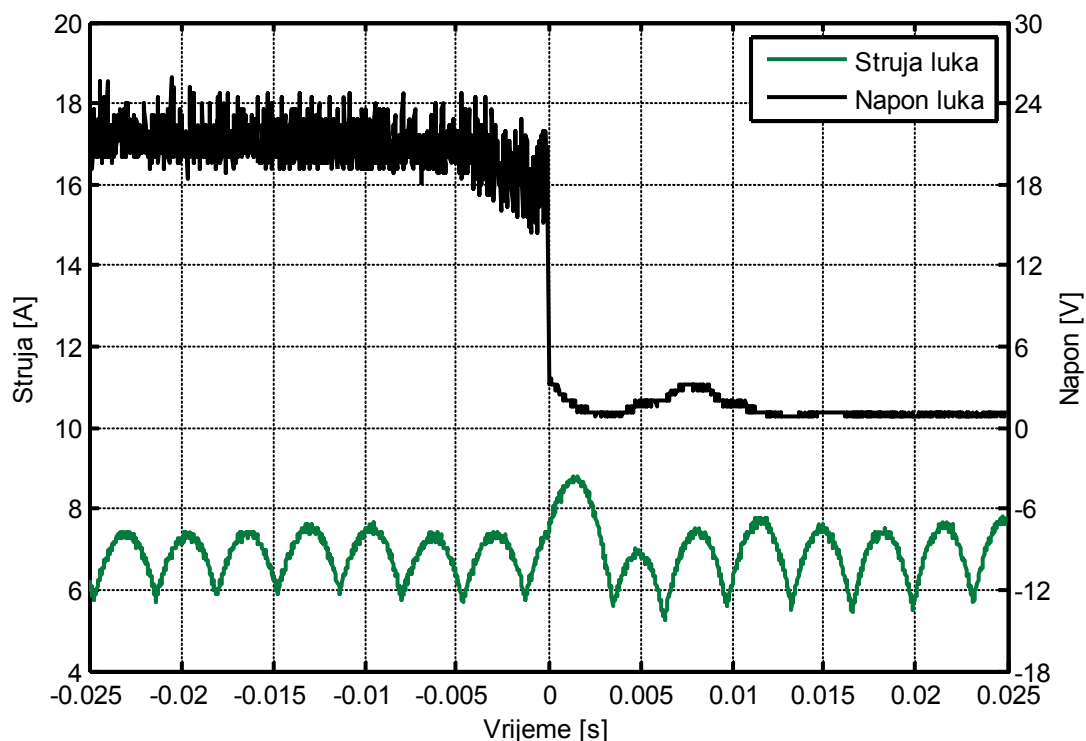
Слика 6.54. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.



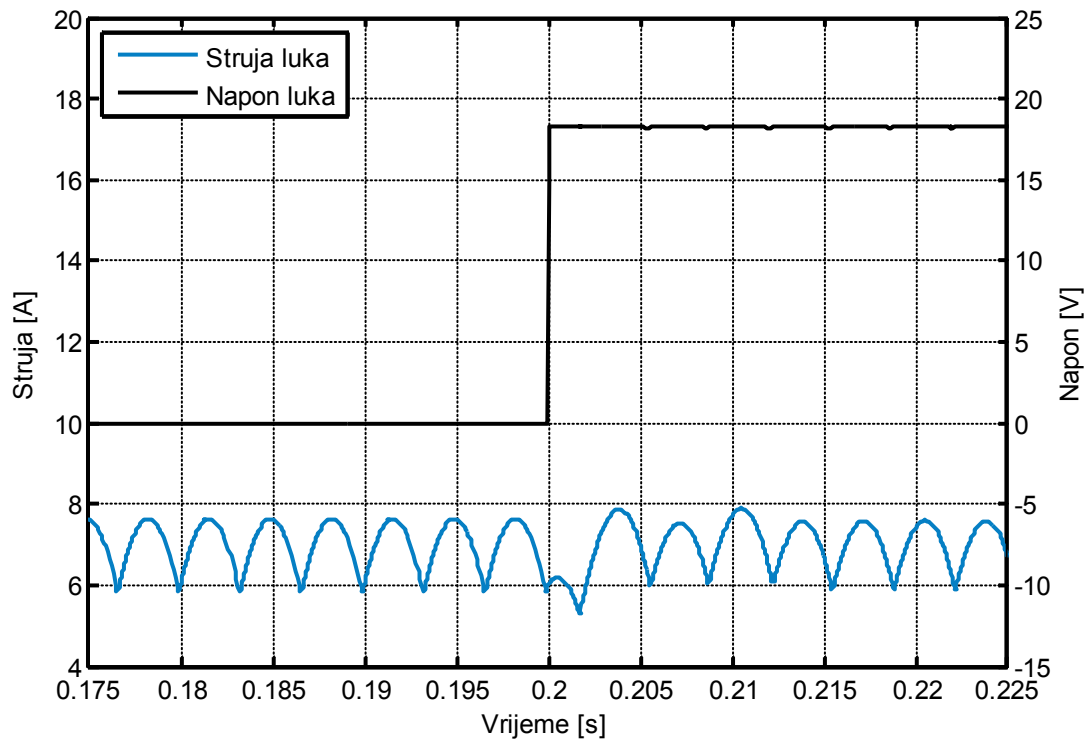
Слика 6.55. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 3 А.



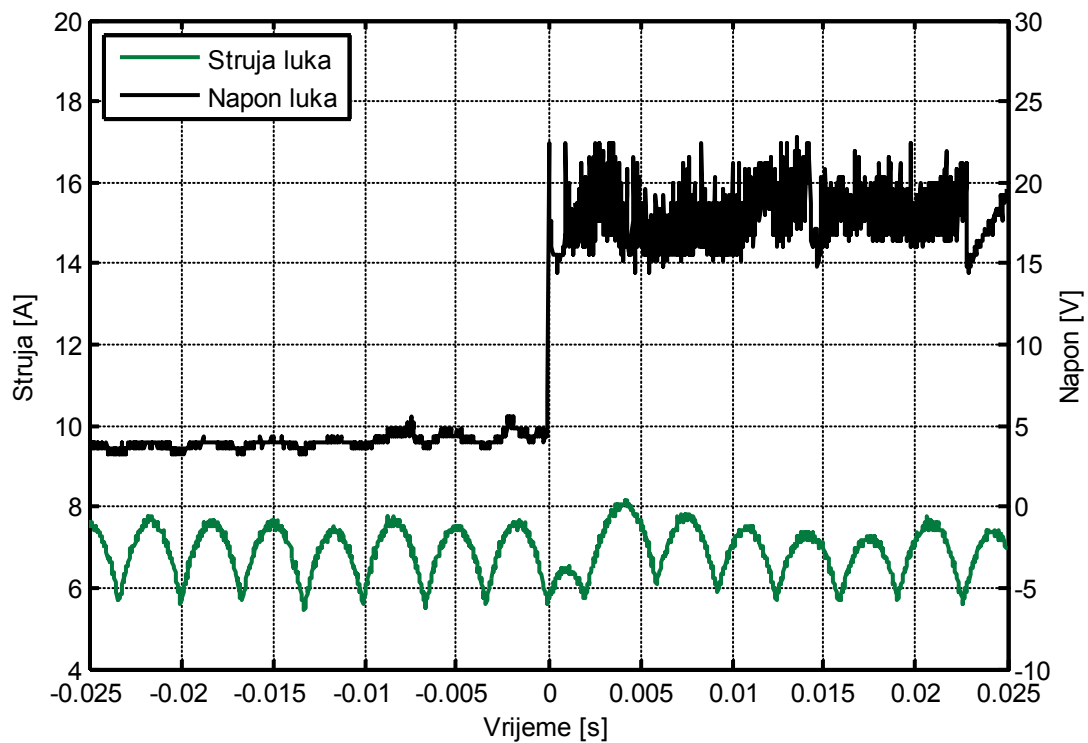
Слика 6.56. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.



Слика 6.57. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након настанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.



Слика 6.58. Одзив Simulink® модела система са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.



Слика 6.59. Одзив прототипа исправљача са модификацијом регулатора промјеном референце струје за 10%, након престанка кратког споја електрода при референци струје једнакој 7 А.

Са Слика 6.58 и 6.59 се види да су добијени таласни облици струје лука у моделу система и на прототипу система веома слични. Разлика је једино у томе што у случају лабораторијског прототипа средња вриједност струје благо опадне након успостављања лука, што је последица нагле промјене средње вриједности напона лука у тренутку $t=0.01$ s.

На основу таласних облика струје на Сликама 6.52–6.59, може се закључити да се при настанку и престанку кратког споја електрода, за задате референце струје лука једнаке 3 А и 7 А, моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани прототип понашају практично на идентичан начин. Другачије речено, реализовани лабораторијски прототип система са предиктивним регулатором са модификацијом промјеном референце за 10%, је добро представљен *Simulink*[®] моделом система, при настанку и престанку кратког споја електрода.

6.2.3 Експериментална верификација резултата симулације при наглој промјени индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача и верификација рада естиматора пригушнице

У овом одјељку су представљени резултати експерименталне верификације резултата симулације при наглим промјенама индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача. Поред тога, представљени су и резултати експерименталне верификације рада имплементираниог естиматора индуктивности пригушнице.

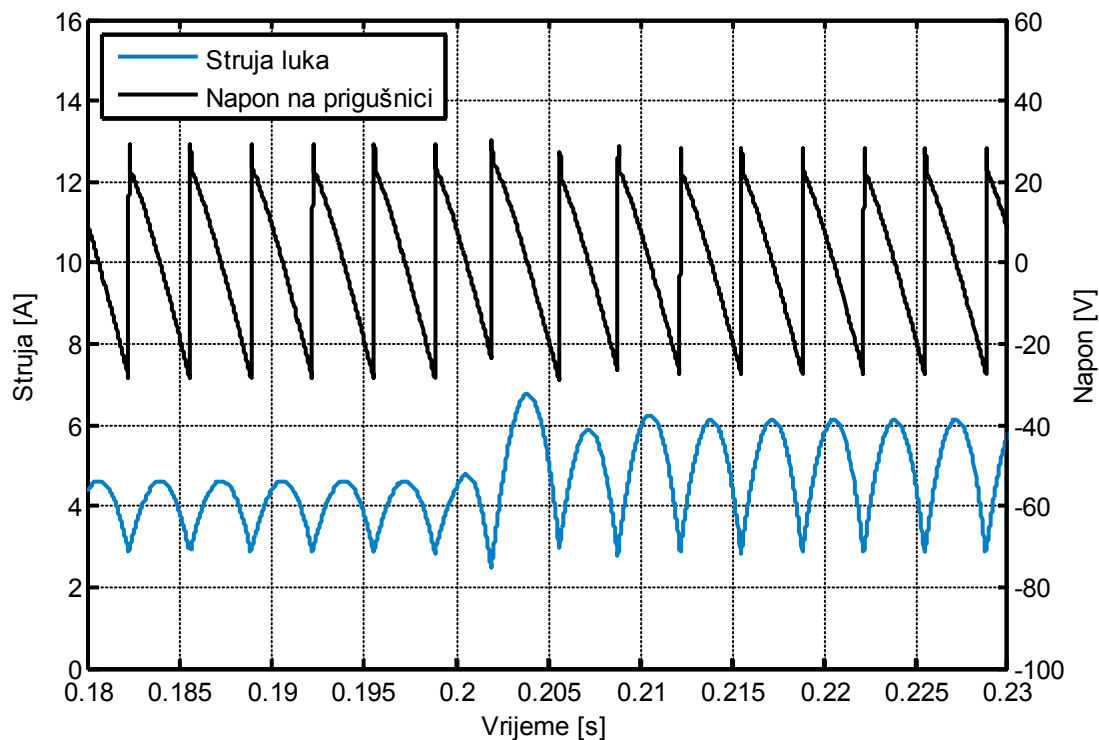
На Слици 6.60 приказан је одзив *Simulink*[®] модела система са модификованим регулатором (са модификацијом при краткој споју електрода) при нагом смањењу индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача са 12.54 mH на 6 mH, при референци струје једнакој 4 А. Естиматор индуктивности пригушнице није био активан у овом случају. До наглог смањења индуктивности пригушнице долази у тренутку $t=0.2$ s. На Слици 6.61 је приказан одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. Нагло смањење индуктивности пригушнице је у случају лабораторијског прототипа система извршено тако што су најприје у једносмјерно коло на ред повезане пригушнице индуктивности 6 mH и индуктивности 6.54 mH. Затим су у одговарајућем

тренутку крајеви пригушнице индуктивности 6.54 mH кратко спојени, усљед чега је у колу остала само пригушница индуктивности 6 mH. На Сликама 6.60 и 6.61 се види да је након наглог смањења индуктивности пригушнице дошло до повећања средње вриједности струје лука, али да је стабилност система притом очувана.

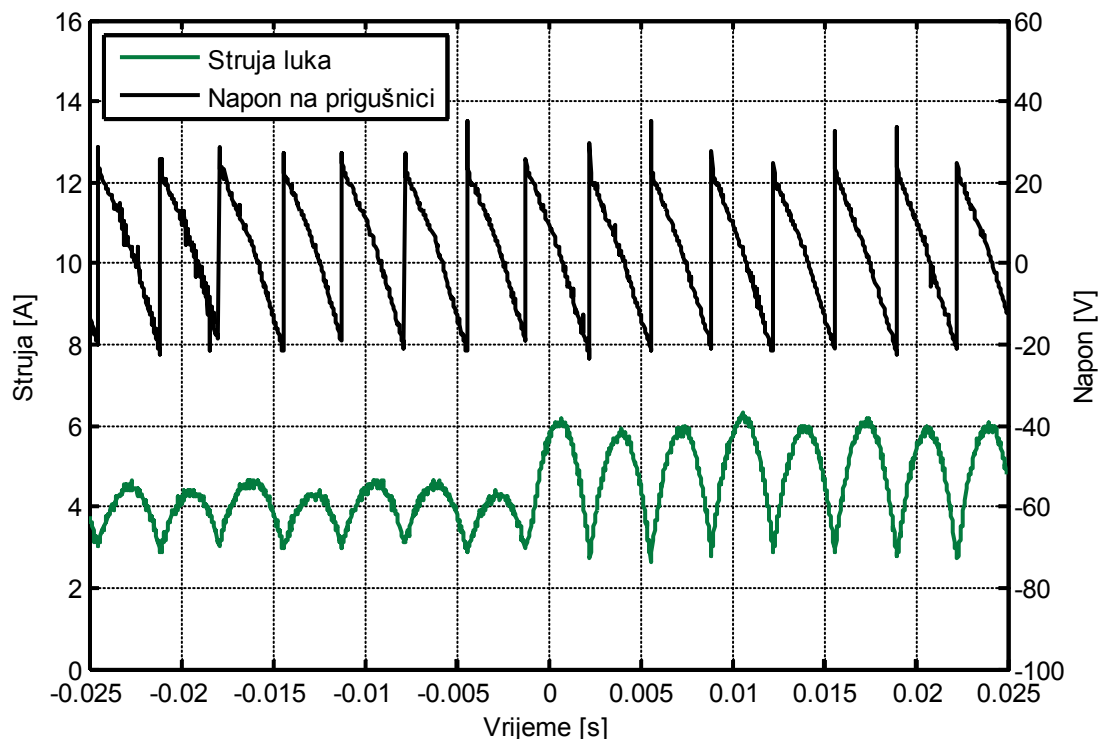
На Слици 6.62 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификованим регулатором и активираним естиматором индуктивности пригушнице, након наглог смањења индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6 mH, при референци струје једнакој 4 А. На Слици 6.63 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа. На Сликама 6.62 и 6.63 се види да се грешка одзива у устаљеном стању отклања већ у току другог импулса струје након смањења индуктивности пригушнице.

На Слици 6.64 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификованим регулатором (са модификацијом при кратком споју електрода) при нагом повећању индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача са 6 mH на 12.54 mH, при референци струје једнакој 4 А. Естиматор индуктивности пригушнице није био активан у овом случају. До наглог повећања индуктивности пригушнице долази у тренутку $t=0.2$ s. На Слици 6.65 је приказан одговарајући одзив лабораторијског прототипа система. Нагло повећање индуктивности пригушнице је у случају лабораторијског прототипа система извршено тако што су најприје у једносмјерно коло на ред повезане пригушнице индуктивности 6 mH и индуктивности 6.54 mH, при чему су крајеви пригушнице индуктивности 6.54 mH кратко спојени. Затим је у одговарајућем тренутку отклоњен краткоспојник са пригушнице индуктивности 6.54 mH, чиме је индуктивност у једносмјерном колу нагло порасла са 6 mH на 12.54 mH. На Сликама 6.64 и 6.65 се види да је након наглог повећања индуктивности пригушнице дошло до смањења средње вриједности струје лука, али да је стабилност система притом очувана.

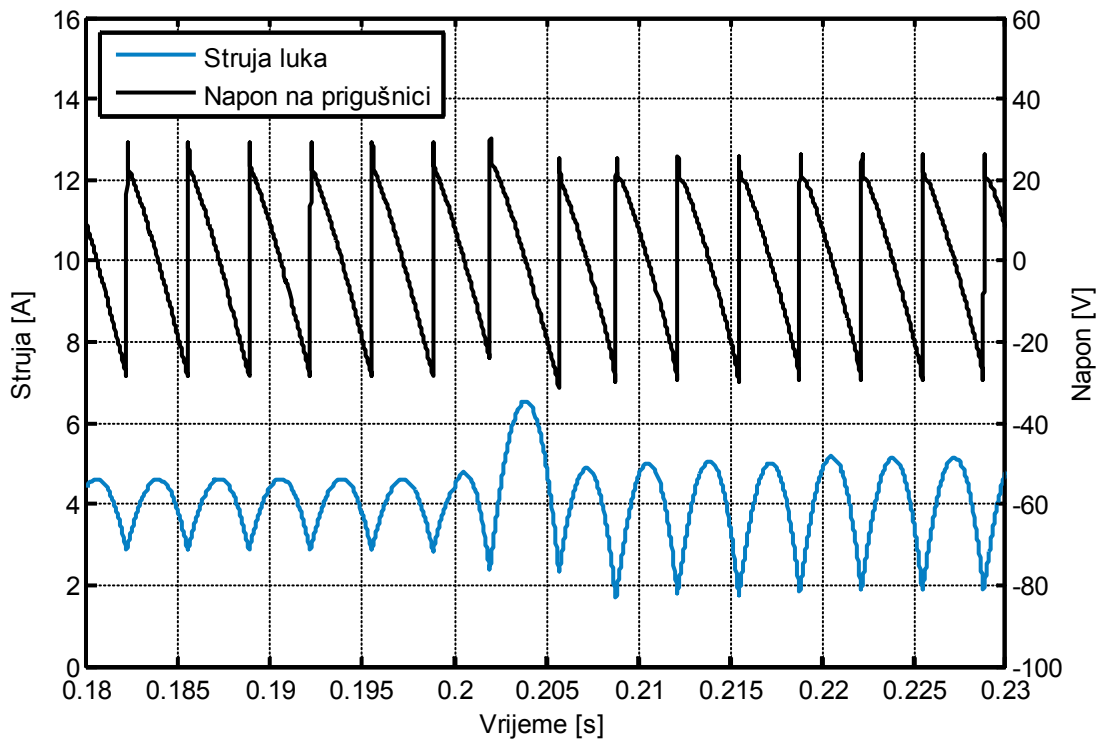
На Слици 6.66 је приказан одзив *Simulink*[®] модела система са модификованим регулатором и активираним естиматором индуктивности пригушнице, након наглог повећања индуктивности пригушнице са 6 mH на 12.54 mH, при референци струје једнакој 4 А. На Слици 6.67 приказан је одговарајући одзив лабораторијског прототипа система.



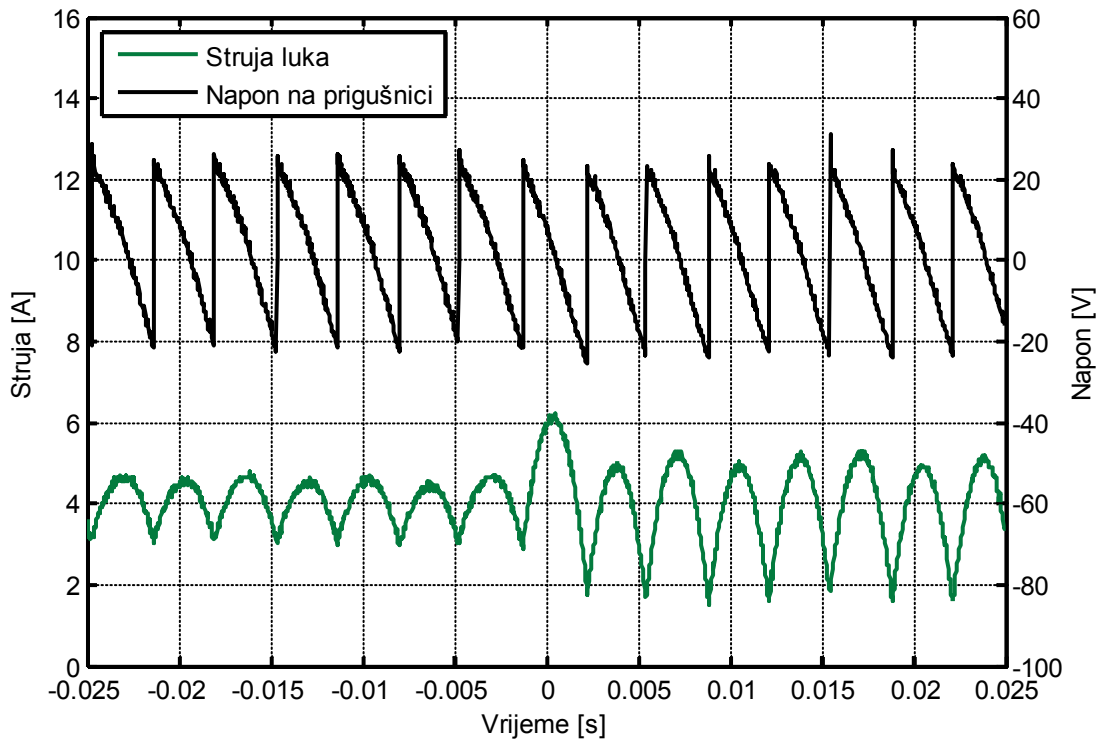
Слика 6.60. Одзив Simulink® модела система са модификованим регулатором и неактивним естиматором пригушнице, након наглог смањења индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6 mH, при референци струје једнакој 4 А.



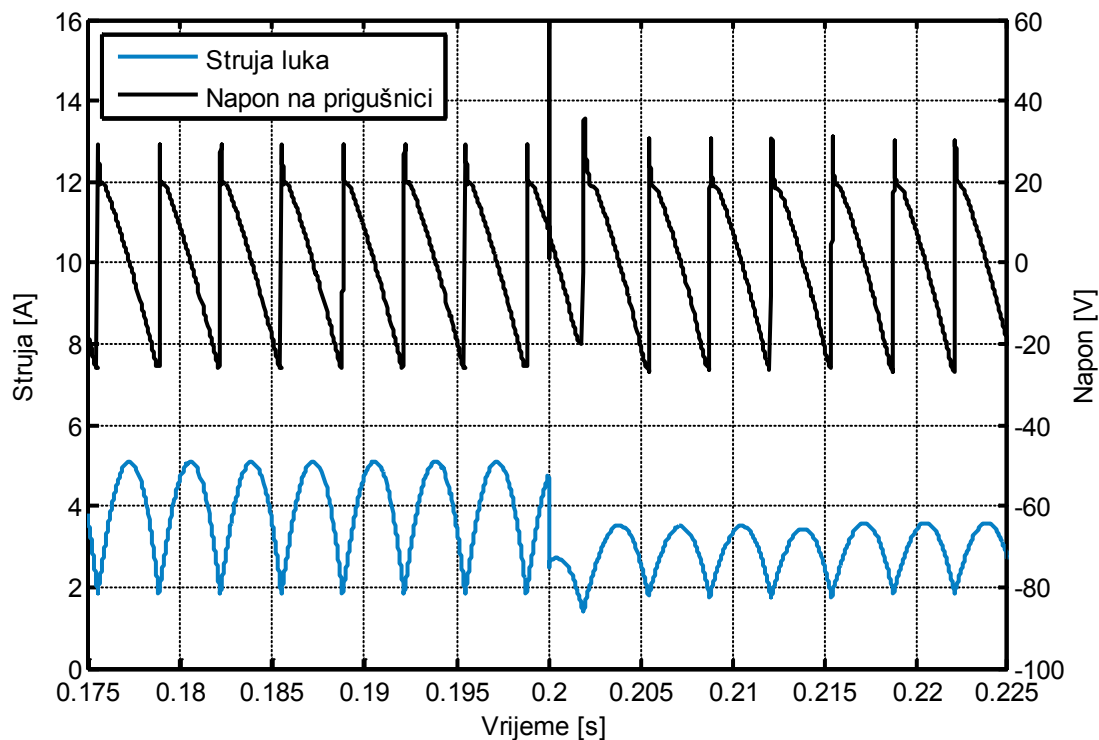
Слика 6.61. Одзив лабораторијског прототипа са модификованим регулатором и неактивним естиматором пригушнице, након наглог смањења индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6 mH, при референци струје једнакој 4 А.



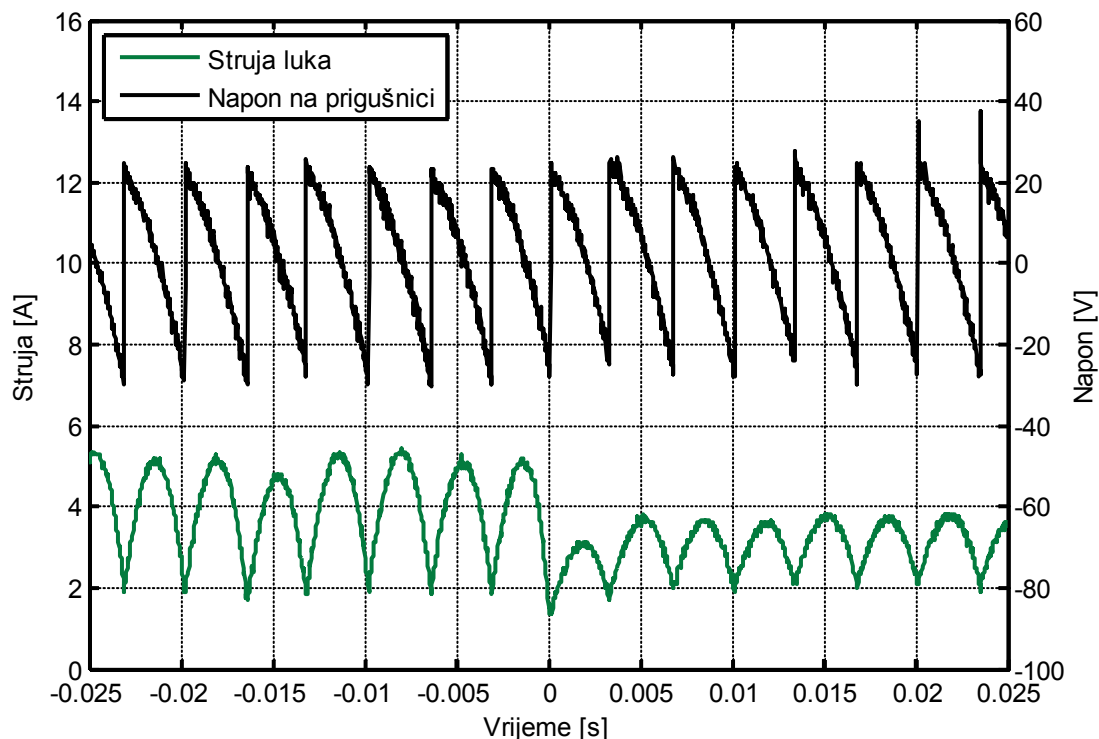
Слика 6.62. Одзив Simulink® модела система са модификованим регулатором и активним естиматором пригушнице, након наглог смањења индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6 mH, при референци струје једнакој 4 А.



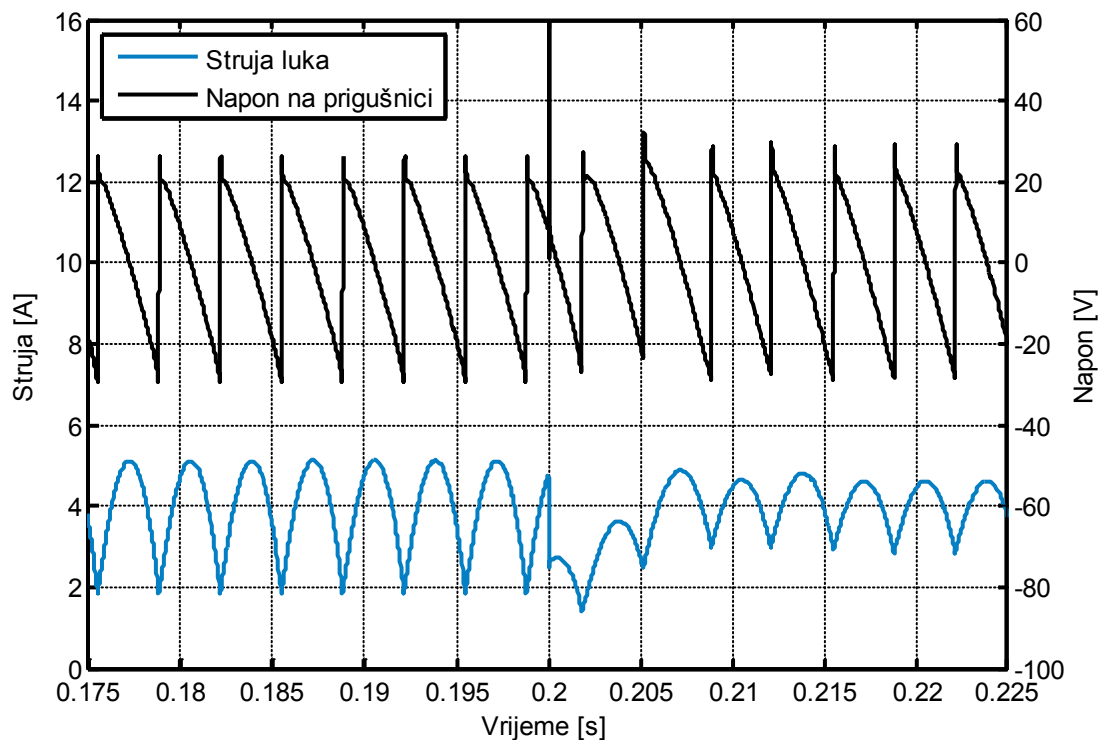
Слика 6.63. Одзив лабораторијског прототипа са модификованим регулатором и активним естиматором пригушнице, након наглог смањења индуктивности пригушнице са 12.54 mH на 6 mH, при референци струје једнакој 4 А.



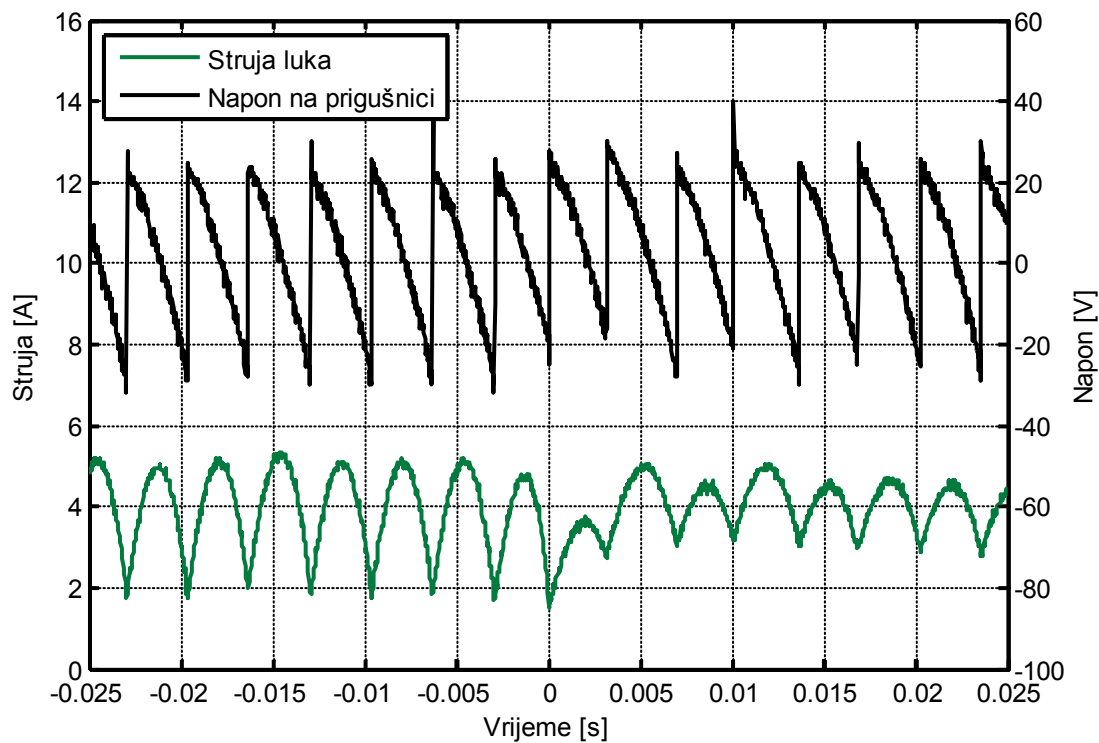
Слика 6.64. Одзив Simulink® модела система са модификованим регулатором и неактивним естиматором прегушнице, након наглог повећања индуктивности прегушнице са 6 mH на 12.54 mH, при референци струје једнакој 4 A.



Слика 6.65. Одзив лабораторијског прототипа са модификованим регулатором и неактивним естиматором прегушнице, након наглог повећања индуктивности прегушнице са 6 mH на 12.54 mH, при референци струје једнакој 4 A.



Слика 6.66. Одзив Simulink® модела система са модификованим регулатором и активним естиматором пригушнице, након наглог повећања индуктивности пригушнице са 6 mH на 12.54 mH, при референци струје једнакој 4 A.



Слика 6.67. Одзив лабораторијског прототипа са модификованим регулатором и активним естиматором пригушнице, након наглог повећања индуктивности пригушнице са 6 mH на 12.54 mH, при референци струје једнакој 4 A.

На Сликама 6.64 и 6.66 су уочљиви пренапони који настају при наглом укључењу пригушнице индуктивности 6.54 mH (тј. при отклањању кратког споја крајева пригушнице). Ови пренапони су последица начина на који су имплементирани пригушнице у програмском пакету *Simulink*[®]. На Сликама 6.66 и 6.67 се види да се грешка одзива у устаљеном стању отклања већ у току другог импулса струје након смањења индуктивности пригушнице.

Имајући у виду претходно приказане таласне облике одзива система при наглој промјени индуктивности пригушнице, може се закључити да се моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани лабораторијски прототип понашају практично на идентичан начин при наглим промјенама индуктивности пригушнице. Другачије речено, реализовани лабораторијски прототип система са модификованим предиктивним регулатором је добро представљен *Simulink*[®] моделом система, при наглим промјенама индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача. Поред тога, на основу одзива приказаних на Сликама 6.62, 6.63, 6.66 и 6.67, може се закључити да је, при наглим промјенама индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача, реализовани лабораторијски прототип система са модификованим предиктивним регулатором и естиматором индуктивности пригушнице добро представљен *Simulink*[®] моделом система.

6.2.4 Експериментална верификација резултата симулације при наглим промјенама ефективне вриједности напона мреже

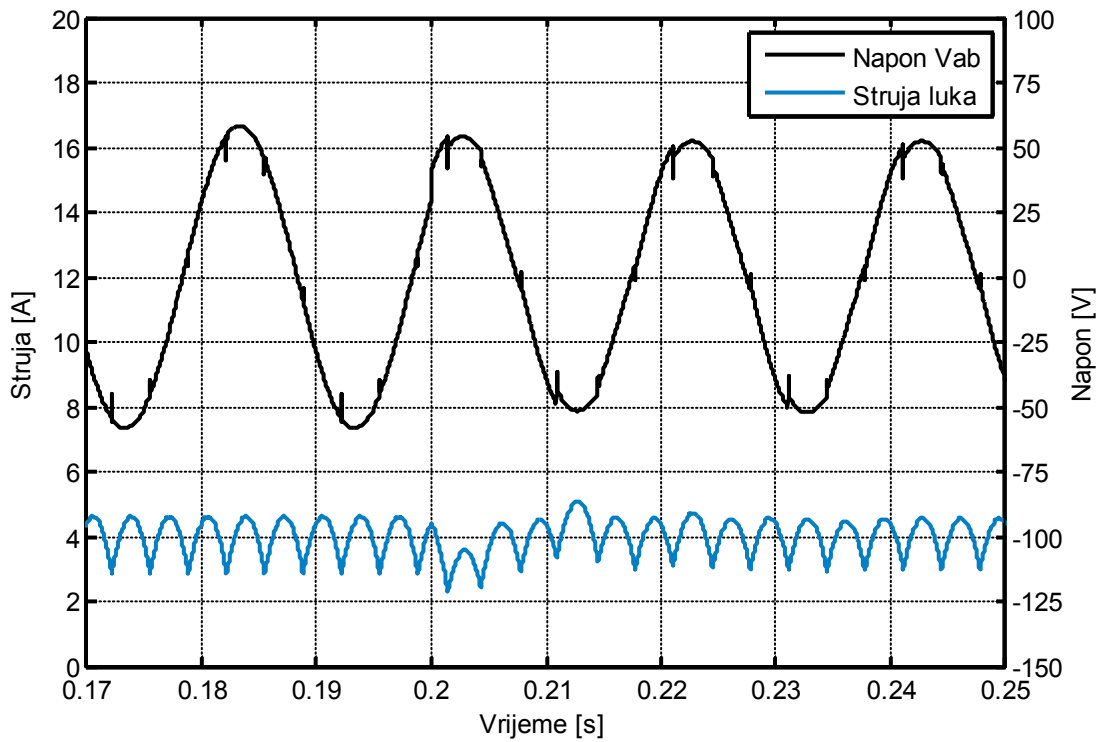
У овом одјелку су приказани резултати експерименталне верификације резултата симулације модификованог предложеног предиктивног регулатора при наглим промјенама ефективне вриједности напона мреже. Нагле промјене напона на примарима енергетског и синхронизационог трансформатора експериментално су добијене убацивањем отпорника отпорности 70Ω у све три фазе, на ред са паралелно повезаним примарима трансформатора. Отпорници су убацивани уз помоћ контактора. Прије убацивања отпорника, измјерена ефективна вриједност сва три линијска напона на примару трансформатора била је 393 V. Након убацивања отпорника, сва три линијска напона су опала на 342 V. На овај начин је

осим нагле промјене мрежних напона омогућено да утицај комутације на таласне облике напона (који се доводе на примаре трансформатора) буде знатно већи, што доводи до знатно већег изобличења напона на примару енергетског и синхронизационог трансформатора. Према томе, убацивањем отпорника на ред са примарима трансформатора, истовремено су знатно погоршани услови при којима се врши детекција проласка линијских напона кроз нулу, чиме је омогућено да се регулатор додатно испита са аспекта осјетљивости на нагле пропаде синхронизационих напона, настале услед комутације.

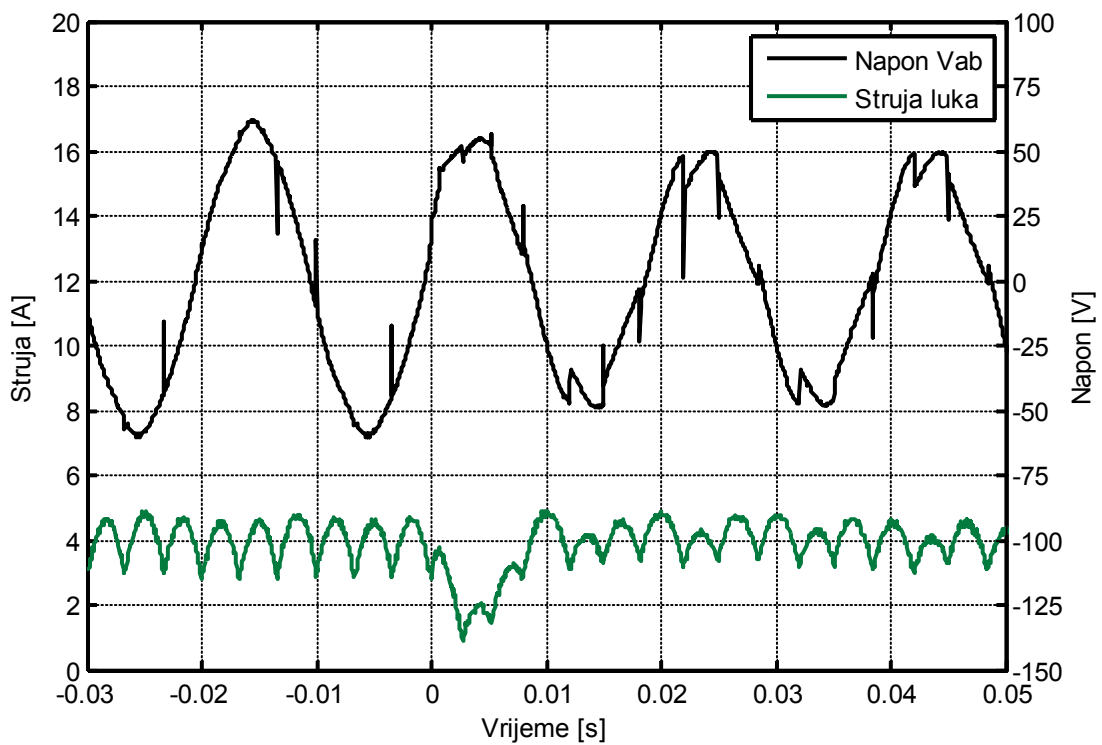
На Слици 6.68 приказан је одзив модела система при наглom смањењу напона на примарима енергетског и синхронизационог трансформатора, у тренутку $t=0.2$ s. На овој слици приказани су таласни облик напона V_{ab} на секундару енергетског трансформатора и струја лука. Референца струје је подешена на 4 А. На Слици 6.69 приказани су одговарајући таласни облици напона V_{ab} на секундару енергетског трансформатора и струје лука, који су измјерени на лабораторијском прототипу. На Слици 6.69 може се уочити већи пропад струје лука непосредно након смањења ефективне вриједности напона на примарима трансформатора. Ова разлика у одзиву модела и прототипа је последица чињенице да до смањења напона долази у различитим тренуцима, посматрано у односу на импулс струје лука.

Одзиви *Simulink*[®] модела система и прототипа исправљача, при наглom повећању ефективне вриједности линијских напона са 342 V на 393 V, приказани су на Сликама 6.70 и 6.71, респективно. Нагло повећање ефективне вриједности линијских напона извршено је премошћавањем отпорника који су повезани на ред са примарима трансформатора. И на овим таласним облицима се види да прелазни процес након нагле промјене напона мреже траје три импулса струје (не рачунајући импулс при којем је дошло до промјене напона мреже).

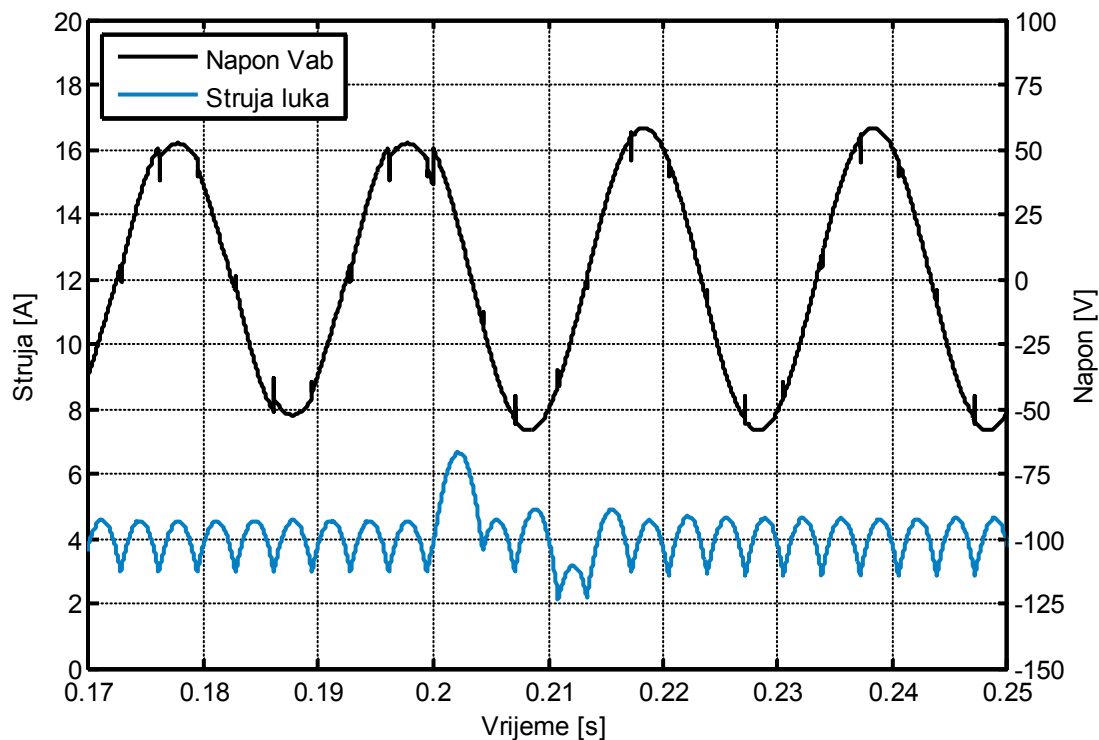
Имајући у виду таласне облике на Сликама 6.68–6.71, може се закључити да се моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани лабораторијски прототип понашају практично на идентичан начин при наглим промјенама напона мреже. Другачије речено, реализовани лабораторијски прототип система са модификованим предиктивним регулатором је добро представљен *Simulink*[®] моделом система, при наглим промјенама напона мреже.



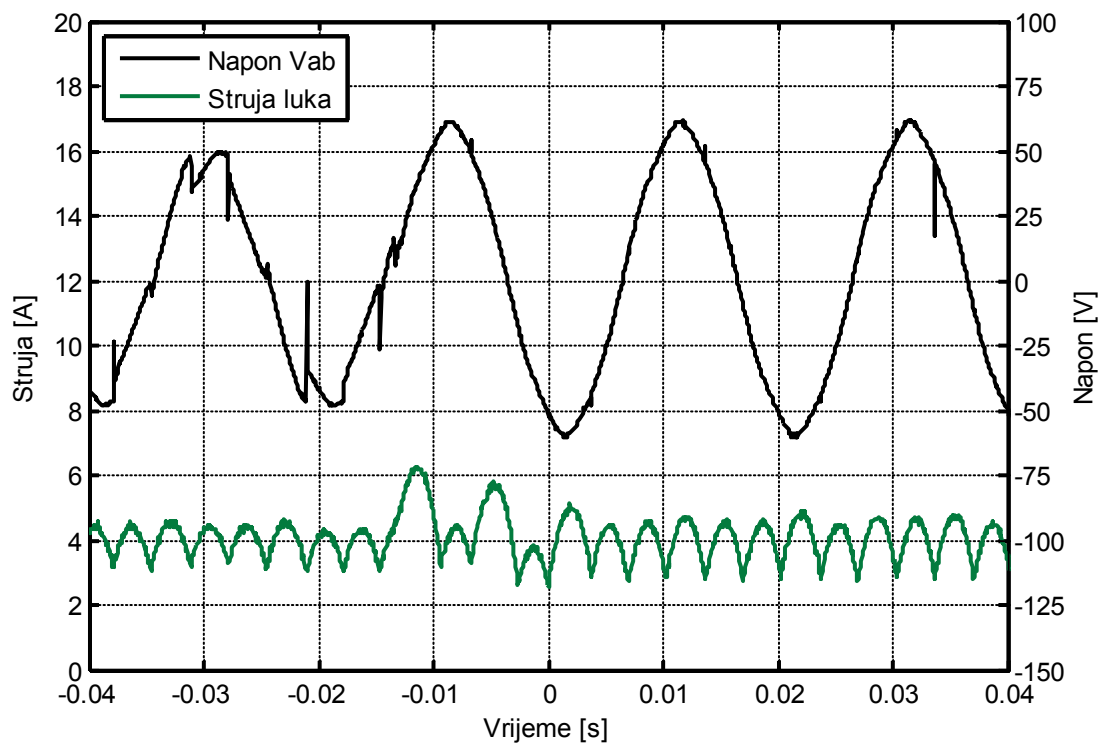
Слика 6.68. Одзив Simulink® модела система након смањења напона на примарима трансформаторâ, при референци струје једнакој 4 А.



Слика 6.69. Одзив прототипа исправљача након смањења напона на примарима трансформаторâ, при референци струје једнакој 4 А.



Слика 6.70. Одзив Simulink® модела система након повећања напона на примарима трансформаторâ, при референци струје једнакој 4 А.



Слика 6.71. Одзив прототипа исправљача након повећања напона на примарима трансформаторâ, при референци струје једнакој 4 А.

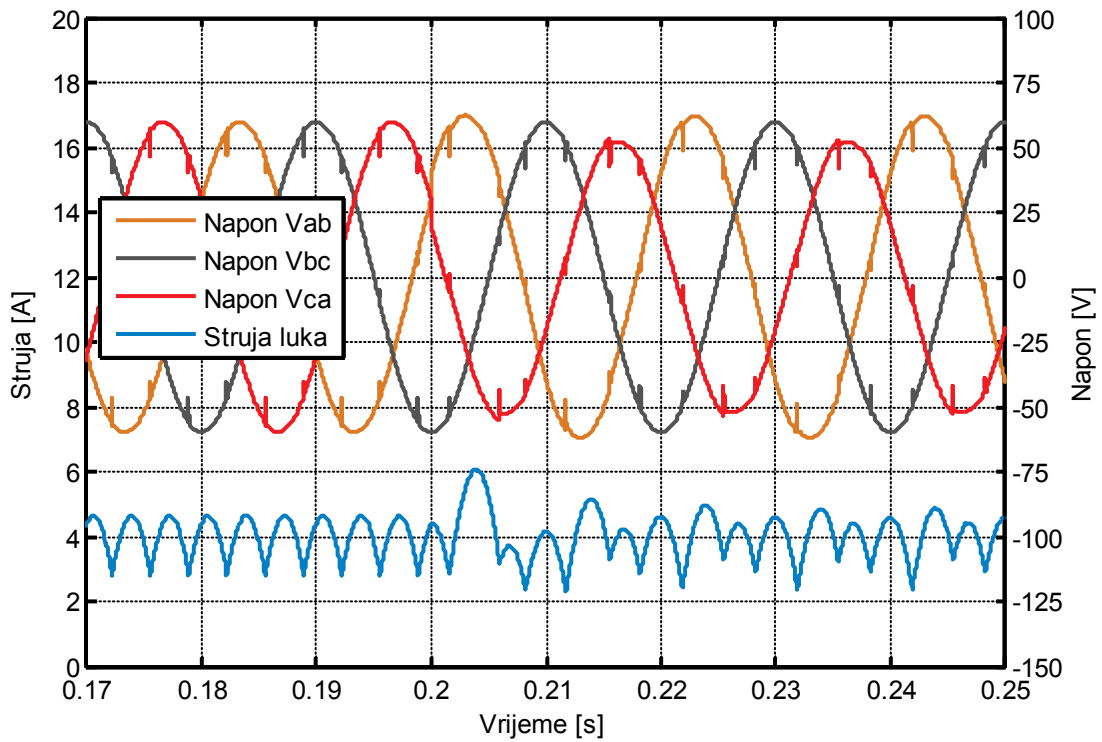
На претходно приказаним таласним облицима, види се и да регулатор успјешно одржава струју на задатој вриједности, не губећи стабилност при наглим поремећајима напонâ мреже.

6.2.5 Експериментална верификација резултата симулације при наглој појави несиметрије напона мреже

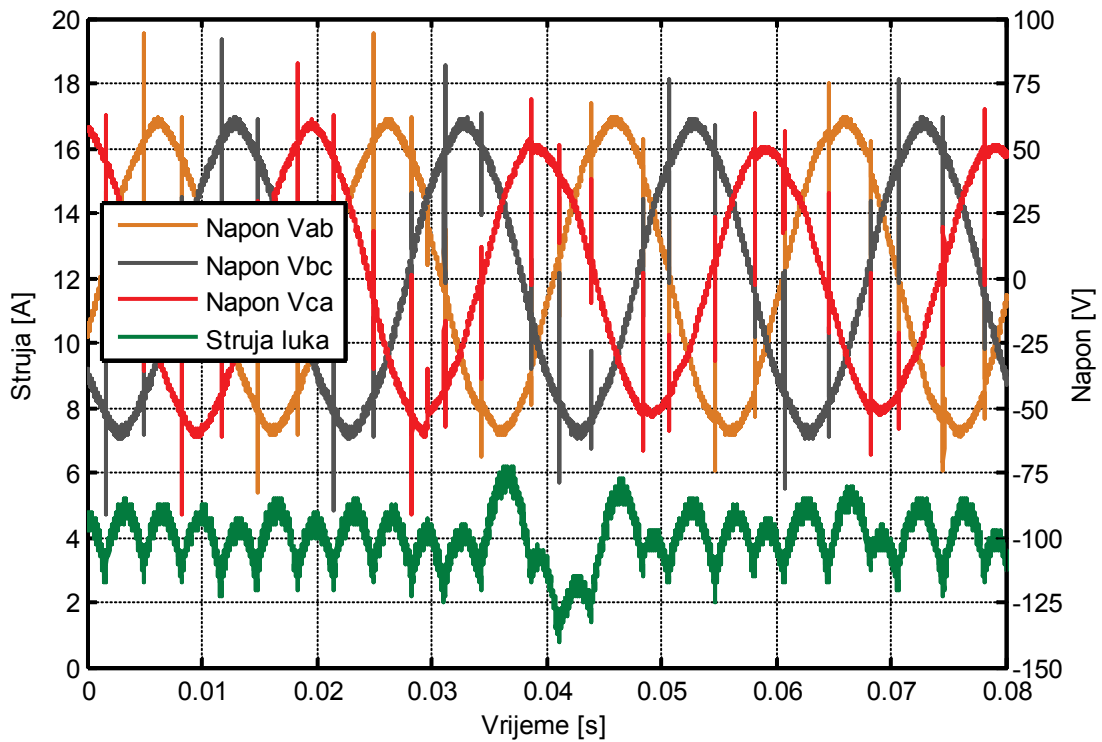
У овом одјелку су приказани резултати експерименталне верификације резултата симулације модификованог предложеног предиктивног регулатора (са модификацијом при кратком споју електрода) при наглој појави несиметрије напонâ мреже. Несиметрија напонâ мреже, тј. напонâ које "виде" примари енергетског и синхронизационог трансформатора, постигнута је убацивањем отпорника отпорности 70Ω у једну фазу, на ред са паралелном везом примара трансформаторâ. Отпорник је убациван уз помоћ контактора. На овај начин, изазвана је неједнакост ефективних вриједности напона које "виде" примари енергетског и синхронизационог трансформатора. Прије убацивања отпорника, ефективна вриједности линијских напонâ све три фазе била је 390 V . Након убацивања отпорника, ефективне вриједности лчинијских напона су: $V_{ab}=406 \text{ V}$, $V_{bc}=389 \text{ V}$, $V_{ca}=340 \text{ V}$. У случају мјерења на прототипу, осцилоскопом су снимани таласни облици напона V_{ba} и V_{ca} на секундару енергетског трансформатора. На основу ових напона, реконструисани су напони V_{ab} и V_{bc} .

На Слици 6.72 приказани су таласни облици линијских напона на секундару енергетског трансформатора, који су добијени симулацијом модела система при наглој појави несиметрије напона на примарима енергетског и синхронизационог трансформатора, у тренутку $t=0.2 \text{ s}$. Референца струје је подешена на 4 A . На Слици 6.73 приказани су одговарајући таласни облици линијских напона на секундару енергетског трансформатора и струје лука, који су измјерени на лабораторијском прототипу претварача. Одзиви на Сликама 6.72 и 6.73 су веома слични, при чему се у случају одзива добијеног експериментално може уочити већи пропад струје након појаве несиметрије мрежних напона.

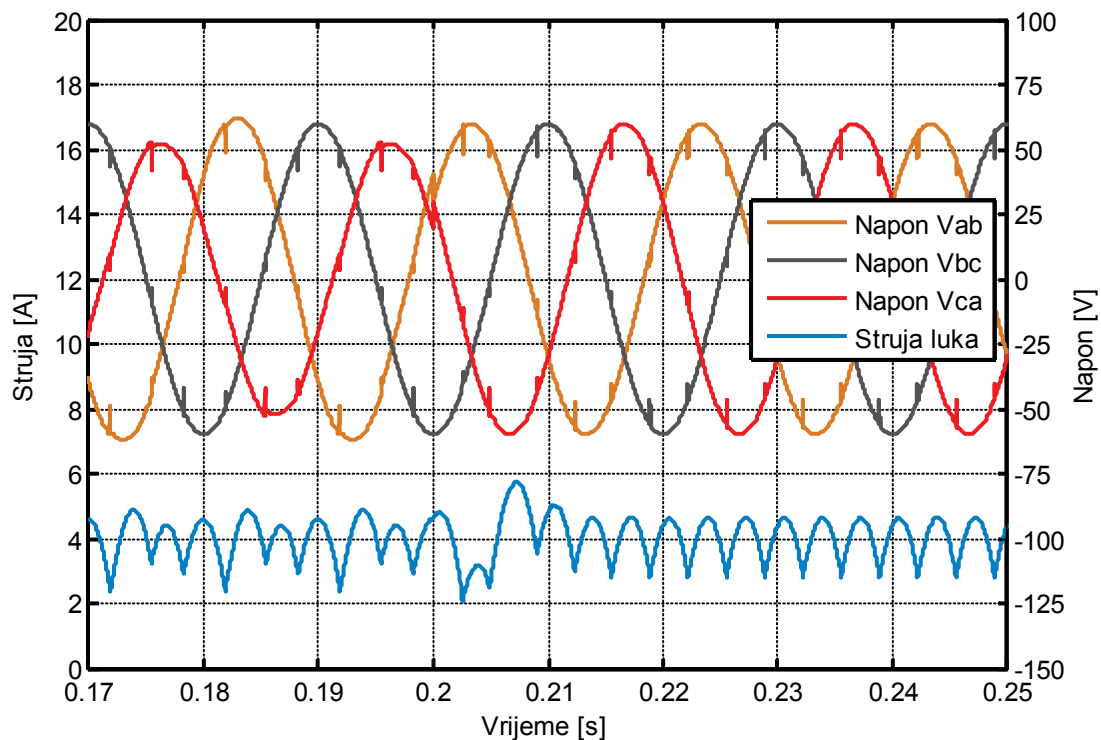
Одзиви *Simulink*[®] модела и прототипа исправљача, при нагом престанку несиметрије линијских напона, приказани су на Сликама 6.74 и 6.75, респективно.



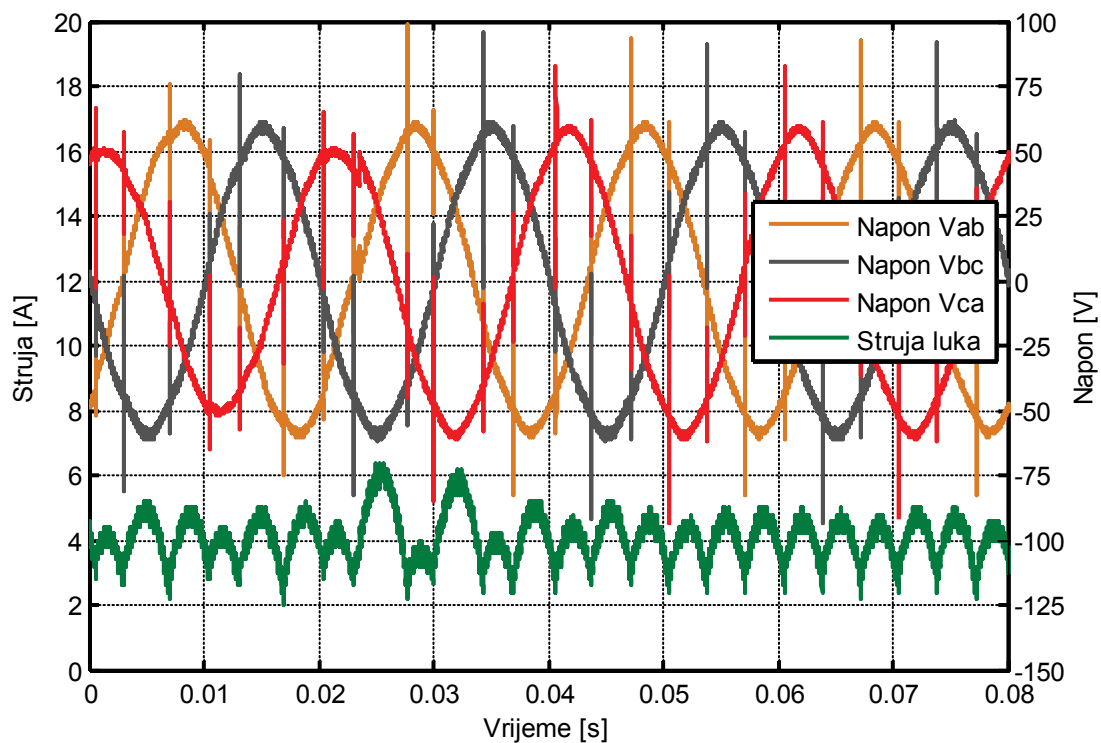
Слика 6.72. Одзив Simulink® модела система након појаве несиметрије напона на примарима трансформатора, при референци струје једнакој 4 А.



Слика 6.73. Одзив прототипа исправљача након појаве несиметрије напона на примарима трансформатора, при референци струје једнакој 4 А.



Слика 6.74. Одзив Simulink® модела система након престанка несиметрије напона на примарима трансформатора, при референци струје једнакој 4 А.



Слика 6.75. Одзив прототипа исправљача након престанка несиметрије напона на примарима трансформатора, при референци струје једнакој 4 А.

У случају када ефективне вриједности мрежних напона нису међусобно једнаке, са претходних слика могу да се уоче варијације импулса струје лука, које су последица неједнакости ефективних вриједности линијских напона мреже.

Имајући у виду таласне облике на Сликама 6.72–6.75, може се закључити да се моделовани систем са модификованим регулатором и реализовани лабораторијски прототип понашају практично на идентичан начин при наглој појави несиметрије напона мреже. Другачије речено, реализовани лабораторијски прототип система са модификованим предиктивним регулатором је добро представљен *Simulink*[®] моделом система, при наглој појави несиметрије напона мреже.

На основу таласних облика на претходним сликама, види се и да регулатор успјешно одржава струју на задатој вриједности, не губећи стабилност ни при наглој појави несиметрије напона мреже.

6.2.6 Кратка рекапитулација резултата експерименталне верификације резултата добијених симулацијом система са модификованим предложеним предиктивним регулатором

На основу претходно представљених резултата, добијених симулацијом модела система са предложеним предиктивним регулатором, и одговарајућих резултата добијених експериментално, може се закључити да *Simulink*[®] модел немодификованог система са предиктивним регулатором који је анализиран у поглављу 5.3, и његове модификације које су анализирани у поглављима 5.5 и 5.6, веома добро представљају реализовани лабораторијски прототип система са предложеним регулатором. С обзиром на остварену усаглашеност експерименталних резултата са одговарајућим резултатима симулација, при промјени референце струје и при кратким спојевима електрода, може се потврдити и усаглашеност понашања реализованог лабораторијског прототипа са понашањем модела система са аспекта генерисаног фликера при промјени референце струје и при кратким спојевима електрода.

Осим добрих перформанси модификованог предложеног регулатора са аспекта фликера, експерименталним резултатима је потврђено да за правилно функционисање регулатора није неопходно познавати модел електричног лука,

јер регулатор успјешно одржава струју лука на жељеној вриједности и при различитим дужинама електричног лука (за које су и модели лука различити). Показано је и да регулатор веома добро компензује посљедице наглих промјена напона мреже као и нагле појаве несиметрије напона мреже.

Имајући у виду чињеницу да није могуће аналитички установити везу између тренутне вриједности напона електричног лука и тренутне вриједности струје лука, стабилност система са предложеним предиктивним регулатором (тј. стабилност равнотежних стања овог система, јер је систем нелинеаран) практично је веома тешко доказати аналитички. У овом раду стабилност је илустрована експериментално. Наиме, у свим анализираним случајевима (на основу резултата добијених симулацијама модела и експериментима на лабораторијском прототипу) систем са модификованим предложеним предиктивним регулатором није постајао нестабилан. Такође, експериментално је илустровано да је систем робустан на нагле промјене индуктивности пригушнице у једносмјерном колу исправљача, као и на нагле промјене напона мреже и појаву несиметрије напона мреже.

7 Закључак

Електролучне пећи су потрошачи веома велике инсталисане снаге, при чему тренутна снага пећи може да варира у времену са великим амплитудама. Као последица ових великих флукуација активне и реактивне снаге, електролучне пећи великих инсталисаних снага могу да изазову поремећаје у функционисању преносне и дистрибутивне мреже, поготово у случају слабијих мрежа када су ови поремећаји израженији. Најизраженији поремећаји који се појављују у мрежи као последица рада електролучних пећи су појава фликера и појава нежељених виших хармоника и интерхармоника струје и напона који се уносе у преносну мрежу. У предметној дисертацији је анализиран утицај немодификованог и модификованог предложеног предиктивног регулатора струје електричног лука на поремећаје који доводе до појаве фликера.

С обзиром на то да се електролучне пећи све чешће примјењују у индустрији, њихови негативни утицаји на функционисање преносних мрежа на које су прикључене постају све израженији. Због тога је неопходно управљати радом пећи тако да се поменути негативни утицаји потисну у што већој мјери, а да се при томе обезбиједи стабилно и поуздано функционисање пећи. Електролучне пећи за једносмјерну струју великих снага данас се најчешће напајају тиристорским исправљачима, при чему се струја електричног лука регулише промјеном угла управљања тиристорима, док се напон лука регулише подешавањем растојања између катоде и шарже електромеханичким путем или помоћу хидрауличних вентила. Имајући у виду да механичка регулација позиције електрода не може да се врши довољно брзо, једини начин за смањење поменутих негативних утицаја електролучних пећи за једносмјерну струју је имплементација брзог, поузданог и робусног регулатора струје електричног лука.

У дисертацији је представљена предиктивна метода за регулацију струје електричног лука напајаног тиристорским исправљачем, која није базирана на познавању модела електричног лука. Основна идеја о регулацији струје

електричног лука методом предложеном у предметној дисертацији састоји се у томе да се струја електричног лука предвиђа на основу претпостављене расположиве "површине напона" на пригушници у једносмјерном колу исправљача, и мјерене струје електричног лука. Наиме, управљање тиристорима врши се тако што се одговарајући тиристори укључују у тренутку када се збир измјерене тренутне вриједности струје лука и очекиваног прираштаја струје лука у том тренутку, предвиђеног на основу очекиване расположиве "површине напона" на пригушници (под чијим утицајем ће да се деси промјена струје лука), изједначи са задатом вриједношћу струје. Предикција струје електричног лука врши се, дакле, на основу мјерења три величине: напона на крајевима електрода, струје електричног лука и напона напајања (напона мреже).

Чињеница да предложена предиктивна метода не користи модел објекта управљања (тј. модел електричног лука) је веома важна. Наиме, на основу анализе доступних модела електричног лука, која је извршена у глави 3 ове дисертације, може се закључити да још увијек не постоји довољно прецизан модел електричног лука који је примјењив у предиктивним регулаторима струје базираним на познавању модела објекта управљања. Тиме је практично онемогућена употреба предиктивних регулатора (који се базирају на познавању објекта управљања) за регулацију струје електричног лука

На основу анализе доступне литературе, извршене у глави 4, може се закључити да се за регулацију струје лука у електролучним пећима за једносмјерну струју у индустрији користе искључиво *PI* регулатори. Међутим, због потребе да се сигнал мјерене струје електричног лука филтрира нископропусним филтером ради добијања информације о средњој вриједности струје лука, *PI* регулатори струје не могу довољно брзо да компензују последице честих и наглих поремећаја изазваних кратким спојевима електрода и брзим промјенама карактеристике електричног лука, тј. не могу довољно брзо да одржавају струју лука на задатој вриједности. Због тога су електролучне пећи за једносмјерну струју и даље један од највећих извора поремећаја који у електроенергетском систему доводе до појаве фликера.

У дисертацији су експериментално верификовани резултати симулација који показују да предложени предиктивни регулатор веома брзо компензује

негативне посљедице кратких спојева електрода пећи, чиме је омогућено смањење нежељених флукуација реактивне снаге које доводе до појаве фликера. Резултати симулација показују да при честим кратким спојевима електрода у систему са модификованим предложеним предиктивним регулатором струје лука фликер може бити смањен и до 50%, у односу на систем са *PI* регулатором струје лука. Посебно је значајно што се највеће смањење фликера (око 50%) постиже у случају када је постројење удаљено од јаке мреже, када је то и најпотребније. Поред тога, због смањења фликера може се повећати снага пећи у посматраној тачки прикључења пећи на мрежу, а да притом генерисани фликер остане у границама дозвољеног. На овај начин може се повећати продуктивност пећи.

Друга важна предност система са предиктивним регулатором је могућност регулације струје лука и након појаве несиметрије напона мреже. Наиме, на основу резултата симулације, представљених у одјељку 5.4.4, може се закључити да *PI* регулатор струје лука чији параметри су подешени за регулацију струје лука при симетричним напонима мреже, није у стању да компензује чак ни мале несиметрије напона мреже и да одржи струју лука на задатој вриједности. Са друге стране, експериментално је показано да предложени регулатор успјешно компензује посљедице несиметрије напона мреже. Експериментално је показано да предложени регулатор успјешно компензује и посљедице наглих промјена напона мреже. Веома важна предност модификованог предложеног предиктивног регулатора у односу на *PI* регулатор, са аспекта трошкова експлоатације пећи, су много мања електрична напрезања тиристора и осигурача при кратким спојевима електрода, због мањих амплитуда струје лука које се достижу након појаве кратких спојева. Према томе, може се очекивати да би примјеном предложеног предиктивног регулатора број отказа тиристора и нежељених прегоријевања осигурача био мањи. Самим тим, и трошкови одржавања претварача би били мањи, док би расположивост постројења и продуктивност пећи биле веће.

Смањење фликера без додатних инвестиција у уређаје за компензацију поремећаја је најзначајнија предност модификованог предложеног предиктивног регулатора, у односу на *PI* регулатор струје лука који се користи у модерним електролучним пећима за једносмјерну струју. На основу представљених резултата симулација, који су директно или индиректно верификовани мјерењима

на реализованом лабораторијском прототипу система са предложеним регулатором, може се очекивати да би примјеном предложеног регулатора за регулацију струје лука у електролучној пећи за једносмјерну струју дошло до значајног смањења инвестиционих трошкова за компензациону опрему и трошкова одржавања претварача. Поред тога, може се очекивати да би дошло и до повећања расположивости постројења и продуктивности пећи.

Литература

- [1] R. J. Fruehan, United States Steel Co., American Society for Metals, *The Making, Shaping and Treating of Steel – Steelmaking and Refining Volume*, 11th ed., Pittsburgh: AISE Steel Foundation, 1998.
- [2] T. R. Curr, "History of DC arc furnace process development", in *Proc. Mintek 75*, Randburg, South Africa, june 2009 [online]. Available: <http://www.mintek.co.za/Mintek75/Proceedings>.
- [3] G. Carpinelli, M. Di Manno, P. Verde, E. Tironi, D. Zaninelli, "AC and DC arc furnaces: a comparison on some power quality aspects," *Power Engineering Society Summer Meeting*, 1999. IEEE , vol.1, no., pp. 499–506 vol.1, 18–22 Jul 1999.
- [4] R. T. Jones, Q.G. Reynolds, T.R. Curr, D. Sager, "Some myths about DC arc furnaces", *Southern African Pyrometallurgy 2011*, Johannesburg, South Africa, 6–9 March 2011.
- [5] D. Hurd, J. Kollar, "Direct Current Electric Arc Furnaces", *TechCommentary CMP-063*, Electric Power Research Institute, Pittsburgh, PA, jan. 1991.
- [6] E. H. McIntyre and E. R. Landry, "Electric Arc Furnace Efficiency - A Review of Electric Arc Furnace Technologies, Equipment, Charge Materials, and Operating Practices with Respect to Optimizing Energy Use", *CMP report number 92-10*, Electric Power Research Institute, Pittsburgh, PA, dec. 1992.
- [7] M. Levine et al., "Efficient Use of Energy Utilizing High Technology: An Assessment of Energy Use in Industry and Buildings – Summary of Findings", *World Energy Council*, London, 1995.
- [8] I. Hidalgo et al., "Energy consumption and CO₂ emissions from the world iron and steel industry", *Report EUR 20686 EN*, European Commission Joint Research Centre (DG JRC), Institute for Prospective Technological Studies, March 2003.
- [9] International Iron and Steel Institute, "Steel Statistical Yearbook 1992", *Committee on statistics*, Brussels, 1992.
- [10] Worldsteel association, "Steel Statistical Yearbook 2002", *worldsteel Committee on Economic Studies – Brussels*, 2002.

- [11] Worldsteel association, "Steel Statistical Yearbook 2011", worldsteel Committee on Economic Studies – Brussels, 2011.
- [12] C. Nilsson, "Steel Scrap – A Global Strategic Business Report", 4 Jan. 2011. [Online]. Available: http://www.metal-supply.com/article/view/56875/steel_scrap_a_global_strategic_business_report.
- [13] Worldsteel association, "Frequently asked questions: Life cycle inventory database for steel industry products", feb. 2011. [Online]. Available: <http://www.worldsteel.org/faq/About-LCA-LCI.html>.
- [14] P. Tatia, R. S. Borwankar, "Emerging Alternate Raw Materials and Processes for Steel Making", 29. sep. 2004. [Online]. Available: http://www.worldsteel.org/dms/internetDocumentList/downloads/worldsteel_LCA_FAQ_Feb2011/document/worldsteel_LCA_FAQ_Feb2011.pdf.
- [15] W. Rodenhauser and I. Schoenawa, Electric Furnaces in the Iron and Steel Industry, First edition-first thousand, New York: John Wiley & Sons, 1913.
- [16] Department of the Interior Bureau of Mines, Dorsey A. Lyon, Robert M. Keeney, Electric Furnaces for Making Iron and Steel, Washington: Government Printing Office, 1914.
- [17] M. H. Moissan, The Electric Furnace (Translated by A. T. de Moulpied), London: Edward Arnold, 1904.
- [18] J. N. Pring, The Electric Furnace, London: Longmans, Green and co., 1921.
- [19] E. Stassano, "Note on the Rotating Electric Steel Furnace in the Artillery Construction Works, Turin", Trans. Faraday Soc., pp. 150–151, 1906, 2.
- [20] R. Thury, "Regulating Device", U.S. Patent 529 570, Nov. 20, 1894.
- [21] C. A. Keller, "Electric Furnace", U.S. Patent 941 419, Nov. 30, 1909.
- [22] A. Stansfield, The Electric Furnace – Its Construction, Operation and Uses, Second Edition, Fifth Impression, New York: McGraw-Hill Book Company Inc., 1914.
- [23] W. K. Booth, " Electric Furnace and Method of Operation ", U.S. Patent 1 244 415, Oct. 23, 1917.
- [24] C. H. Vom Baur, "Electric Furnace", U.S. Patent 1 385 411, July 26, 1921.
- [25] F. T. Snyder, "Electric Furnace", U.S. Patent 1 325 539, Dec. 23, 1919.
- [26] F. T. Snyder, "Three-Phase Electric Furnace and Method of Operating Same", U.S. Patent 1 279 928, Sep. 24, 1918.

- [27] S. B. Casey jr., "The First Half-Century of Electric Furnace Steel Making", *Journal of Metals*, vol. 8, No. 12, Dec. 1956.
- [28] J. R. Bello, "Fundamentals of The Electric Arc Furnace", 29th Electric Furnace conference Proceedings, vol. 29, The American Institute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc. (AIME), pp. 219–232, Dec. 1971.
- [29] C. G. Robinson and W. E. Schwabe, "Ultra-High Power Electric Steel Furnace Operation", Electric Furnace conference Proceedings, vol. 22, The American Institute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc. (AIME), pp. 114–121, Dec. 1964.
- [30] Y. N. Toulouevski, I. Y. Zinurov, *Innovation in Electric Arc Furnaces - Scientific Basis for Selection*, London: 2010, Springer, ch. 1.2.2.
- [31] W. E. Schwabe and C. G. Robinson, "Report on Ultrahigh Power Operation of Electric Steel Furnaces", Electric Furnace conference Proceedings, vol. 24, The American Institute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc. (AIME), pp. 125–134, Dec. 1966.
- [32] J. A. Ciotti, "A New Era in Melting", 28th Electric Furnace conference Proceedings, vol. 28, The American Institute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc. (AIME), pp. 130–139, Dec. 1970.
- [33] H. Knapp, M. Hein, "2004 - Advanced EAF Technologies by VAI FUCHS", Joint Plant Committee, Kolkata, India, nov. 2004 [online]. Available: <http://jpcindiansteel.nic.in/vai.asp>.
- [34] W. E. Schwabe, "Arc Heat Transfer and Refractory Erosion in Electric Steel Furnaces", Electric Furnace conference Proceedings, vol. 20, The American Institute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc. (AIME), pp. 195–206, Dec. 1962.
- [35] J. de Beer, E. Worrell, K. Blok, "Future Technologies for Energy-efficient Iron and Steel Making", *Annual Review of Energy and the Environment*, Vol. 23, pp.123–205, Nov. 1998.
- [36] "SIMETAL Ultimate – Leading EAF technology from a single source - powerful, flexible, environmentally compatible ", Siemens VAI, june 2011 [online]. Available: http://www.industry.siemens.com/industrysolutions/metals-mining/en/metals/steelmaking/eaf_steelmaking/Pages/home.aspx.
- [37] R. Sellan and M. Fabbro, "300 tonne EAF for thin slab minimill complex", *Millenium Steel*, pp. 77–82, 2008.
- [38] *MPT-Metallurgical Plant and Technology*, vol. 35, no. 2, pp. 54–62, Apr. 2012.

- [39] G. Arvedi, L. Manini, A. Bianchi, G. Sandonà, M. B. Ferri, F. Memoli, "Acciaieria Arvedi: a New Giant Consteel® in Europe", AISTech Conference proceedings, Pittsburgh, May 2008.
- [40] M. Kaplun, "Bottom electrodes of DC electric arc furnaces", Russian Metallurgy (Metally), Vol. 2009, Issue 7, pp. 618–621, dec. 2009.
- [41] J. Jones, "Understanding Electric Arc Furnace Operations", TechCommentary TC-107714, Electric Power Research Institute, Pittsburgh, PA, feb. 1997.
- [42] B. Bowman, An Update of the Electrode Consumption Model, UCAR SNC, France, 1995.
- [43] S. Alameddine, B. Bowman, D. Potey, Electrode consumption model update 2004, 8th European Electric Steel Conference, Birmingham, Inst. Materials, pp. 135–143, May 2005.
- [44] J. A. Ciotti, D. L. Pelfrey, "Electrical Equipment and Operating Power Characteristics", Electric Furnace Steelmaking, ch. 3, pp. 34–38, 1985.
- [45] R. Kühn, H. G. Geck, K. Schwerdtfeger, "Continuous Off-gas Measurement and Energy Balance in Electric Arc Steelmaking", ISIJ International, Vol. 45, No. 11, pp. 1587–1596, 2005.
- [46] D. J. Zuliani, V. Scipolo, C. Born, "Opportunities for increasing productivity, lowering operating costs and reducing greenhouse gas emissions in EAF and BOF steelmaking", Millenium Steel India, 2010.
- [47] Tsu-Hsun Fu, Chi-Jui Wu, "Load characteristics analysis of AC and DC arc furnaces using various power definitions and statistic method", IEEE Transactions on Power Delivery, vol.17, no.4, pp. 1099–1105, Oct 2002.
- [48] R.S. White, T.J. Dionise, J.A. Baron, "Design, Analysis, and Operation of the Electrical Distribution System for a Modern Electric Arc Furnace and Ladle Melt Furnace", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.46, no.6, pp. 2267–2275, Nov. –Dec. 2010.
- [49] M. F. Alves, Zelia M. A. Peixoto, C. P. Garcia, D. G. Gomes, "An integrated model for the study of flicker compensation in electrical networks", Electric Power Systems Research, vol. 80, Issue 10, pp. 1299–1305, Oct. 2010.
- [50] J. J. Trageser, "Power Usage and Electrical Circuit Analysis for Electric Arc Furnaces", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-16, no.2, pp. 277–284, March 1980.
- [51] A. D. Kolagar, A. Shoulaie, "Reduction of undesired harmonic components in a steel industrial plant with DC electric arc furnaces", Power Electronics, Drive

- Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd, pp. 522–528, 16–17 Feb. 2011.
- [52] D. Stade, H. Schau, M. Malsch, J. Hunermund, S. Prinz, "Generation of voltage fluctuations in power systems with DC arc furnaces", 8th International Conference On Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. Proceedings, vol.2, pp. 1100–1105 vol.2, 14-18 Oct. 1998.
- [53] F. Richardeau, Y. Cheron, J. du Parc, C. Glinski, M. Wursteisen, "New strategy of control at low flicker level for DC electrical arc furnace converter" Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, 1994., pp. 500–504, 5–9 Dec. 1994.
- [54] Chi-Jui Wu, Tsu-Hsun Fu, You-Jen Chen, "Load characteristics and harmonic analysis of DC arc furnace", Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE , vol.2, pp. 778–782, 2000.
- [55] Miloš Nedeljković, Mrežom vođeni pretvarači, 2. izdanje, Beograd, Akademska misao, 2012.
- [56] P. Ladoux, G. Postiglione, H. Foch, J. Nuns, "A comparative study of AC/DC converters for high-power DC arc furnace", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, no.3, pp. 747–757, June 2005.
- [57] V. Scaini, T. Ma, "High current DC choppers in the metals industry", Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, vol.4, pp. 2629–2636, Oct. 2000.
- [58] I. Vervenne, K. Van Reusel, R. Belmans, "Electric Arc Furnace Modelling from a 'Power Quality' Point of View", 3rd IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering, paper no. 36, Ghent, Belgium, 27–28 Apr. 2006.
- [59] International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 161: Electromagnetic compatibility, IEC standard 60050-161, 1990.
- [60] A. Baghini (editor), Handbook of Power Quality, ch. 5, Chichester, England: John Wiley & Sons Ltd., 2008.
- [61] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 15: Flickermeter – Functional and design specifications, IEC standard 61000-4-15, Edition 1.1, 2003-02.
- [62] P. E. Issouribehere, F. Issouribehere, G. A. Barbera, "Power quality measurements and operating characteristics of electric arc furnaces," Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE, pp. 784–791, Vol. 1, 12–16 June 2005.

- [63] W. Z. Gandhare, D. D. Lulekar, Analyzing Electric Power Quality in Arc Furnaces, International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'07), Sevilla 28–30 Mach 2007.
- [64] M.P.Donsión, J.A. Güemes, "AC Arc Furnaces Voltage and Current Harmonics Distortion. Influence of a SVC Installed", 7th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology, pp. 22–25, 26–29 June 2007.
- [65] M. Häger, L. Wallin, C. Swärd, "Flicker Influence from a 100 MVA Arc-Furnace Installation in a Weak Network", PQA 97 Europe, 15–18 June 1997.
- [66] P. Mattavelli, L. Felin, P. Bordignon, M. Perna, "Analysis of interharmonics in DC arc furnace installations", Proceedings. 8th International Conference On Harmonics and Quality of Power, vol.2, pp. 1092–1099, 14–18, Oct. 1998.
- [67] G. Carpinelli, A. Russo, "Comparison of some active devices for the compensation of DC arc furnaces", Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, vol.2, 23–26 June 2003.
- [68] Ö. Salor, B. Gültekin, S. Buhan, B. Boyrazoğlu, T. İnan, T. Atalık, A. Açıık, A. Terciyanlı, Ö. Ünsar, E. Altıntaş, Y. Akkaya, E. Özdemirci, I. Çadırcı, M. Ermiş, "Electrical Power Quality of Iron and Steel Industry in Turkey", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.46, no.1, pp. 60–80, Jan. –feb. 2010.
- [69] Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems, IEC standard 61000-2-2, 2nd edition, 2000.
- [70] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto, IEC standard 61000-4-7, Edition 2.1, 2009-10.
- [71] C. Li, W. Xu, T. Tayjasanant, "Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement", Electric Power Systems Research, Vol. 66, Issue 1, July 2003, pp. 39–48.
- [72] Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 2-12: Environment - Compatibility levels for low frequency conducted disturbances and signalling in public medium-voltage power supply systems, IEC Standard 61000-2-12, 1st edition, 2003-04.
- [73] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-6: Limits - Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems, IEC Technical Report 61000-3-6, 2nd edition, 2008-02.

- [74] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992, 12. Apr. 1993.
- [75] M. C. Johnson, "On Vitrifying Wastes Using a Plasma Arc Torch", U.S. Army Environmental Policy Institute (AEPI), Aug. 2002.
- [76] J. R. Roth, Industrial Plasma Engineering - Volume 1: Principles, Bristol: IOP Publishing Ltd., 1995.
- [77] R.D. Garzon, High Voltage Circuit Breakers - Design and Applications, Second Edition, Revised and Expanded, New York: Marcel Dekker, Inc., 2002.
- [78] H. Ayrton, The Electric Arc, New York: D. Van Norstrand Company, 1902.
- [79] A. Anders, "Tracking down the origin of arc plasma Science-II. Early continuous discharges", IEEE Transactions on Plasma Science, vol.31, no.5, pp. 1060–1069, Oct. 2003.
- [80] Н. А. Капцов, "К 150-летию со дня выхода в свет книги В. В. Петрова 'известие о гальвани-вольтовских опытах'", Успехи физических наук, тома 50, Июнь 1953.
- [81] R. F. Ammerman, T. Gammon, P. K. Sen, J. P. Nelson, "DC-Arc Models and Incident-Energy Calculations", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.46, no.5, pp.1810–1819, Sept.–Oct. 2010.
- [82] Junwen Dai, Ruixiang Hao, Xiaojie You, Hu Sun, Xianjin Huang, Yan Li, "Modeling of plasma arc for the high power arc heater in MATLAB", The 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), pp. 463–468, 15–17 June 2010.
- [83] C. P. Steinmetz, "Transformation of Electric Power into Light", Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. XXV, pp. 789–813, Jan. 1906.
- [84] W. B. Nottingham, "A New Equation for the Static Characteristic of the Normal Electric Arc", Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. XLII, pp. 302–310, Jan. 1923.
- [85] A. R. Van C. Warrington, "Reactance relays negligibly affected by arc impedance", Elect. World, vol. 98, no. 12, pp. 502–505, Sep. 1931.
- [86] V. Terzija, H. J. Koglin, "On the modeling of long arc in still air and arc resistance calculation", 2004. IEEE Power Engineering Society General Meeting, Vol.1, pp. 88, 6–10 June 2004.
- [87] A. D. Stokes and W. T. Oppenlander, "Electric Arcs in Open Air," Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 24, no. 1, pp. 26–35, Jan. 1991.

- [88] J. Paukert, "The arc voltage and the resistance of LV fault arcs", 7th International Symposium on Switching Arc Phenomena, TU Lodz, Poland, pp. 49–51, 1993.
- [89] A. M. Cassie, "Arc rupture and circuit severity: A new theory", Internationale des Grands Reseaux Electriques'a Haute Tension (CIGRE), Paris, France, Report No. 102, 1939.
- [90] T. E. Browne Jr., "Practical Modeling of the Circuit Breaker Arc as a Short Line Fault Interrupter", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-97, no. 3, May–June 1978.
- [91] O. Mayr, "Beiträge Zur Theorie des statischen und des dynamischen Lichtbogens," Archiv für Elektrotechnik, Berlin, Germany, Vol. 37, pp. 588–608, 1943.
- [92] C. H. Flurscheim, Power Circuit breaker theory and design, Revised Edition, ch. 2, London: Peter Peregrinus Ltd., 1985.
- [93] D. B. Miller, J. L. Hildenbrand, "DC Arc Model Including Circuit Constraints", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, no.6, pp. 1926–1934, Nov. 1973.
- [94] H. Maecker et al., The Electric Arc, ch. 2.2, H Popp Matlab GmbH, 2009.
- [95] Alexander Fridman, Plasma Chemistry, ch. 4.3, New York: Cambridge University Press, 2008.
- [96] King-Jet Tseng, Yaoming Wang, D. M. Vilathgamuwa, "An experimentally verified hybrid Cassie-Mayr electric arc model for power electronics simulations", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, no.3, pp. 429–436, May 1997.
- [97] Yan Wang, Zhizhong Mao, Yan Li, Huixin Tian, Lifeng Feng, "Modeling and parameter identification of an electric arc for the arc furnace", IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2008, ICAL 2008., pp. 740–743, 1–3 Sept. 2008.
- [98] E. Acha, A. Semlyen, N. Rajakovic, "A harmonic domain computational package for nonlinear problems and its application to electric arcs", IEEE Transactions on Power Delivery, vol.5, no.3, pp.1390–1397, Jul 1990.
- [99] T. Zheng, E. B. Makram, A. A. Girgis, "Effect of different arc furnace models on voltage distortion", 8th International Conference On Harmonics and Quality of Power Proceedings, vol.2, pp.1079–1085, 14–18 Oct 1998.

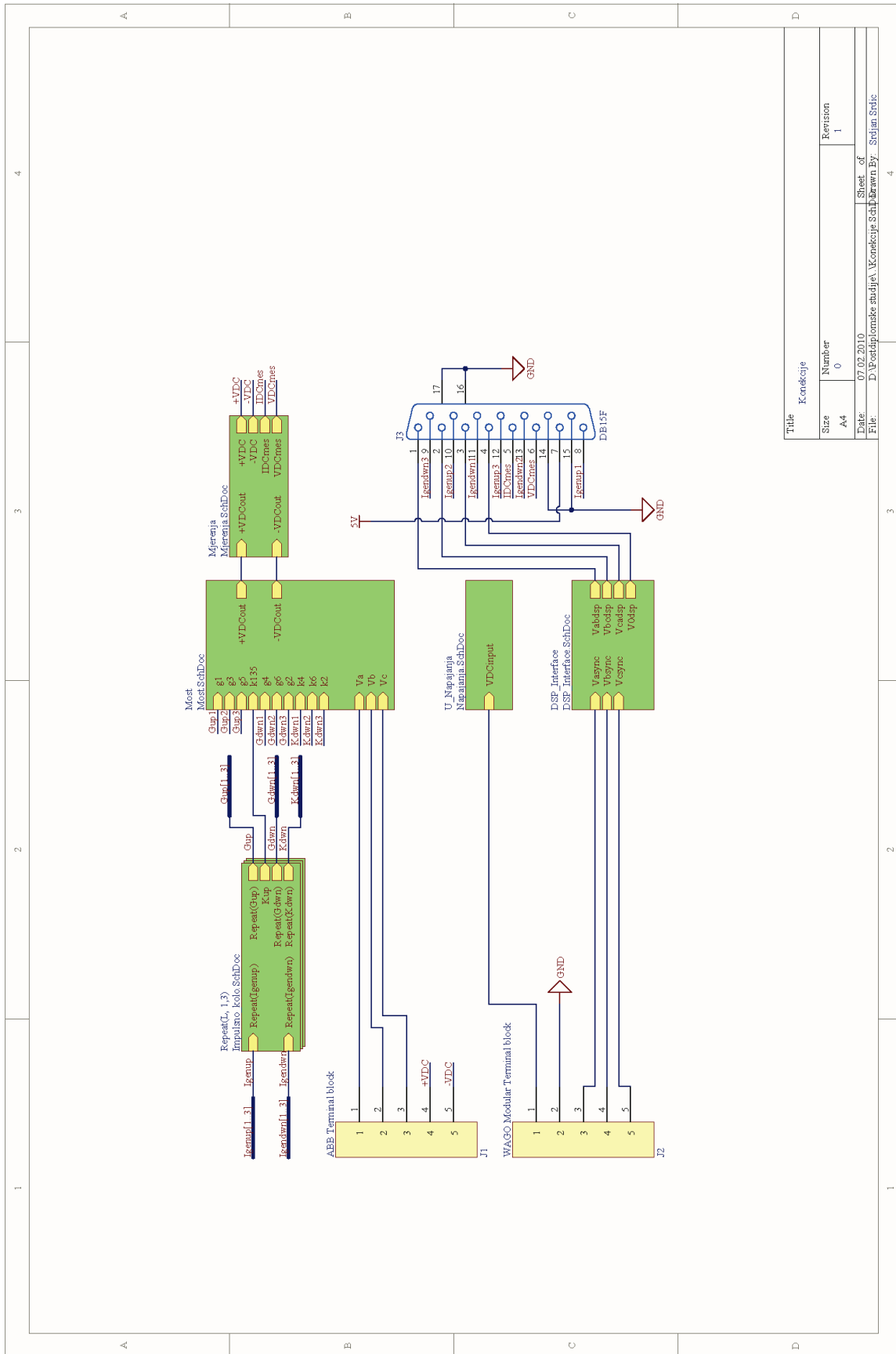
- [100] J. G. Mayordomo, R. Asensi, L. F. Beites, J. Bueno, L. Zabala, J. Amantegui, "A frequency domain arc furnace model for harmonic power flows under balanced conditions", *Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, pp. 419–427, 16–18 Oct. 1996.
- [101] Fenghua Wang, Zhijian Jin, Zishu Zhu, Xusheng Wang, "Modeling the DC electric arc furnace based on chaos theory and neural network", *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 3, pp. 2503–2508, 12–16 June 2005.
- [102] R. Hilborn, *Chaos and Nonlinear Dynamics: An Introduction for Scientists and Engineers*, Second Edition, ch. 4.13, Oxford: Oxford University Press, 2000.
- [103] Q. G. Reynolds, R. T. Jones, and B. D. Reddy, "Mathematical and computational modelling of the dynamic behaviour of direct current plasma arcs", *Infacon 12*, Helsinki, pp.789–802, 6–9 June 2010.
- [104] Q. G. Reynolds and R. T. Jones, "High speed photography and modelling of direct current plasma arcs", *29th International Congress on High-Speed Imaging and Photonics*, Morioka, Japan, 20–24 Sep. 2010.
- [105] B. Bowman, "Properties of arcs in DC furnaces", *Proceedings of the 52nd Electric Furnace Conference*, Nashville, USA, 13-16 November 1994. Warrendale, Iron and Steel Society, pp. 111–120, 1995.
- [106] J. A. Seede, "Electric Furnace Regulator", U.S. Patent 1 449 251, Mar. 20, 1923.
- [107] Frank Nicholson, "Improvement in Arc Furnace Regulation and Electrode Hoisting Systems", *Electric Furnace conference Proceedings*, vol. 15, The American Institute of Mining, Metallurgical, and Petroleum Engineers, Inc. (AIME), pp. 213–228, Dec. 1957.
- [108] D. Stade, H. Schau, St. Prinz, "Influence of the current control loops of DC arc furnaces on voltage fluctuations and harmonics in the HV power supply system", *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2000., vol.3, pp. 821–827, 2000.
- [109] A. Silva, L. Hultqvist, A. Wilk-Wilczynski, "Steel Plant Performance, Power Supply System Design and Power Quality Aspects", *54th Electric Furnace Conference*, Dec. 1996.
- [110] J. Frisch, W. Herbst, M. Wäscher, G. Wellink "Nucor Hertford's SVC with Arc-Comp performance summary", ABB Report, no. 3BHT 490 443 R0001, 2004. [online]. Available: <http://www.abb.com/abblibrary/downloadcenter/>.
- [111] G.C. Lazaroiu, D. Zaninelli, "A control system for dc arc furnaces for power quality improvements", *Electric Power Systems Research*, Vol. 80, Issue 12, pp. 1498–1505, Dec. 2010.

- [112] Wenjie Guo, Fei Lin, Xiaojie You, T.Q. Zheng, "Analysis of Nonlinear Control for High Power Arc Heater Utilizing Thyristor Converter", 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '06., pp.1–5, 18–22 June 2006.
- [113] Yongsug Suh, Kyungsub Jung, "A medium voltage power supply with enhanced ignition characteristics for plasma torch in waste disposal system", 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.1464–1470, 12–16 Sept. 2010.
- [114] D. Sager, R. Pai, R. Stadler, S. Tambe, "Continuous success of DC EAF power supplies", AIST conference, Indianapolis, USA, 7–10 May 2007.
- [115] J. R. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, E. P. Wiechmann, P. W. Hammond, F. W. Santucci, R. Alvarez, R. Musalem, S. Kouro, P. Lezana, "Large current rectifiers: State of the art and future trends", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, no.3, pp. 738–746, June 2005.
- [116] A. Treppschuh, K. Krueger, R. Kuehn, "A New Closed-Loop Control for DC-EAF", 3rd International Steel Conference on New Developments in Metallurgical Process Technologies, Düsseldorf, 13.06.07.
- [117] S. Mukherjee, M. Wiestner, D. Sager, "ELREG, the new electrode regulation for DC furnaces", ABB Field Alert, no. 3BHT 490 437 R0001, 2004. [online]. Available: <http://www.abb.com/abblibrary/downloadcenter/>.
- [118] D. Sager, W. Herbst, "Advanced control for optimizing melt process of DC arc furnaces", Steel Times International, May 2002.
- [119] M. Nedeljković, Z. Stojiljković, "Fast current control for thyristor rectifiers", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 150, pp. 636–638, Nov. 2003.
- [120] С. Срдих, "Предиктивни струјни регулатор за тиристорске исправљаче", магистарска теза, Електротехнички факултет Универзитета у Београду, 2010.
- [121] T. D. Collings and W. J. Wilson, "A Fast-Response Current Controller for Microprocessor-Based SCR-dc Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, pp. 921–927, Sep./Oct. 1991.
- [122] Se-Jong Jeong and Seung-Ho Song, "Improvement of Predictive Current Control Performance Using Online Parameter Estimation in Phase Controlled Rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, pp. 1820–1825, Sep. 2007.
- [123] R. Weidenbrug, F. P. Dawson, R. Bonert, "New synchronization method for thyristor power converters to weak AC-systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.40, no.5, pp.505–511, Oct 1993.

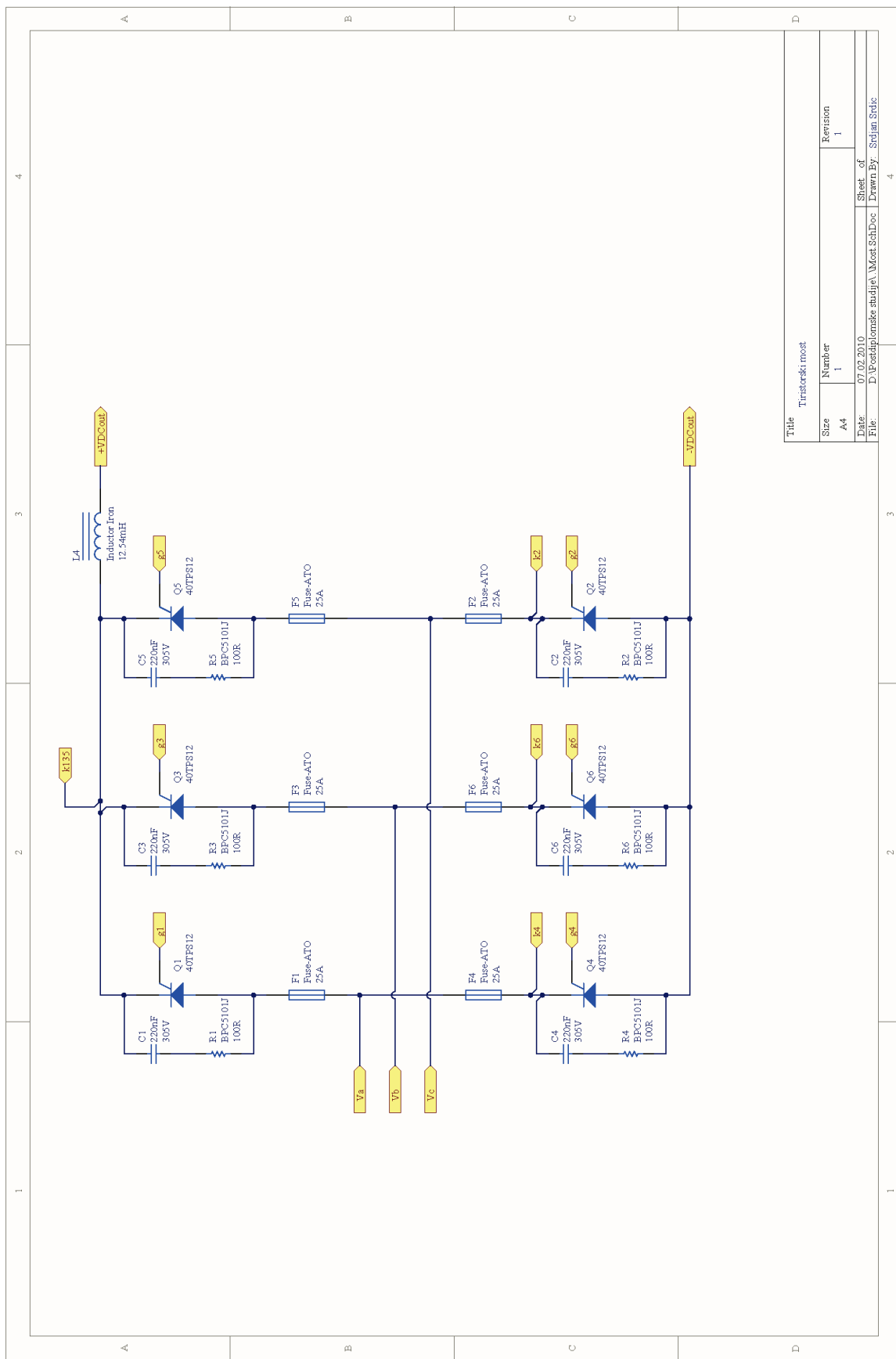
- [124] Rubens Marcos dos Santos Filho, Paulo F Seixas, Porfirio C Cortizo, "A Comparative Study of Three-Phase and Single-Phase PLL Algorithms for Grid-Connected Systems", Proc. INDUSCON Conf. Rec, 2006.
- [125] Karl J. Astrom, Tore Haggund, PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 2nd edition, ch.4.3, Instrument Society of America, 1995.
- [126] ABB High Power Rectifiers for the DC Arc Furnace Industry, ABB Brochure, Doc No: 3BHS203188E01, July 2004. [online]. Available: <http://www.abb.com/abblibrary/downloadcenter/>.
- [127] FlickerSim, a flicker-measurement simulator, Solcept AG. [online]. Available: <http://www.solcept.ch/en/embedded-tools/flickersim>.
- [128] TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide - System and Peripherals, Literature Number: SPRU357C, Revised May 2006, Texas Instruments.
- [129] С. Н. Вукосавић, О. Ђорђевић, М. Вуков, Н. Попов, М. Терзић, Д. Мухић, Лабораторијске вежбе МОТ09, поглавље 8 - Додатак А, Лабораторија за дигитално управљање енергетским претварачима и погонима. [online]. Available: <http://ddc.etf.bg.ac.rs/tema11a.pdf>.

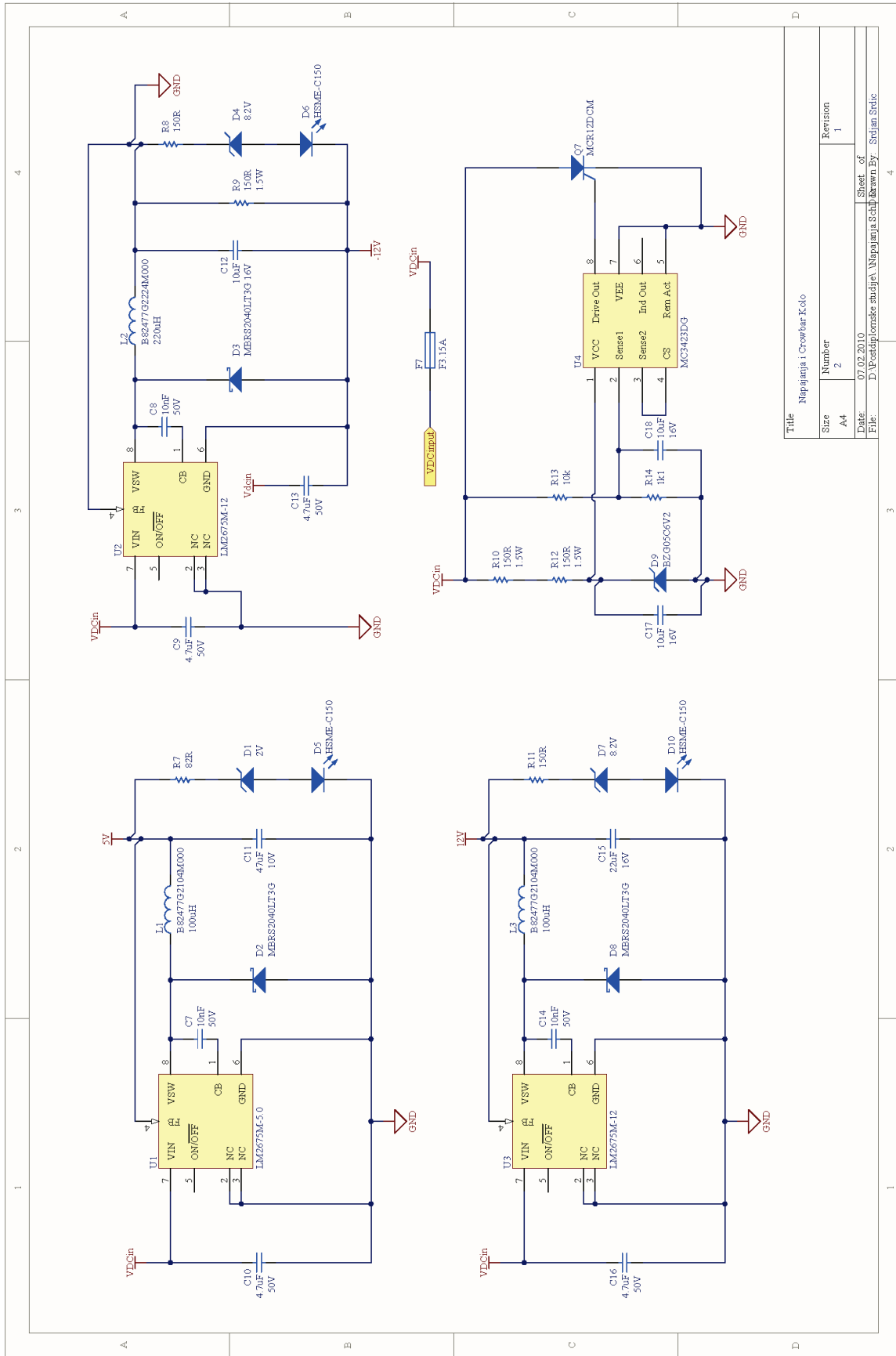
Прилог П1: Електричне шеме лабораторијског прототипа исправљача

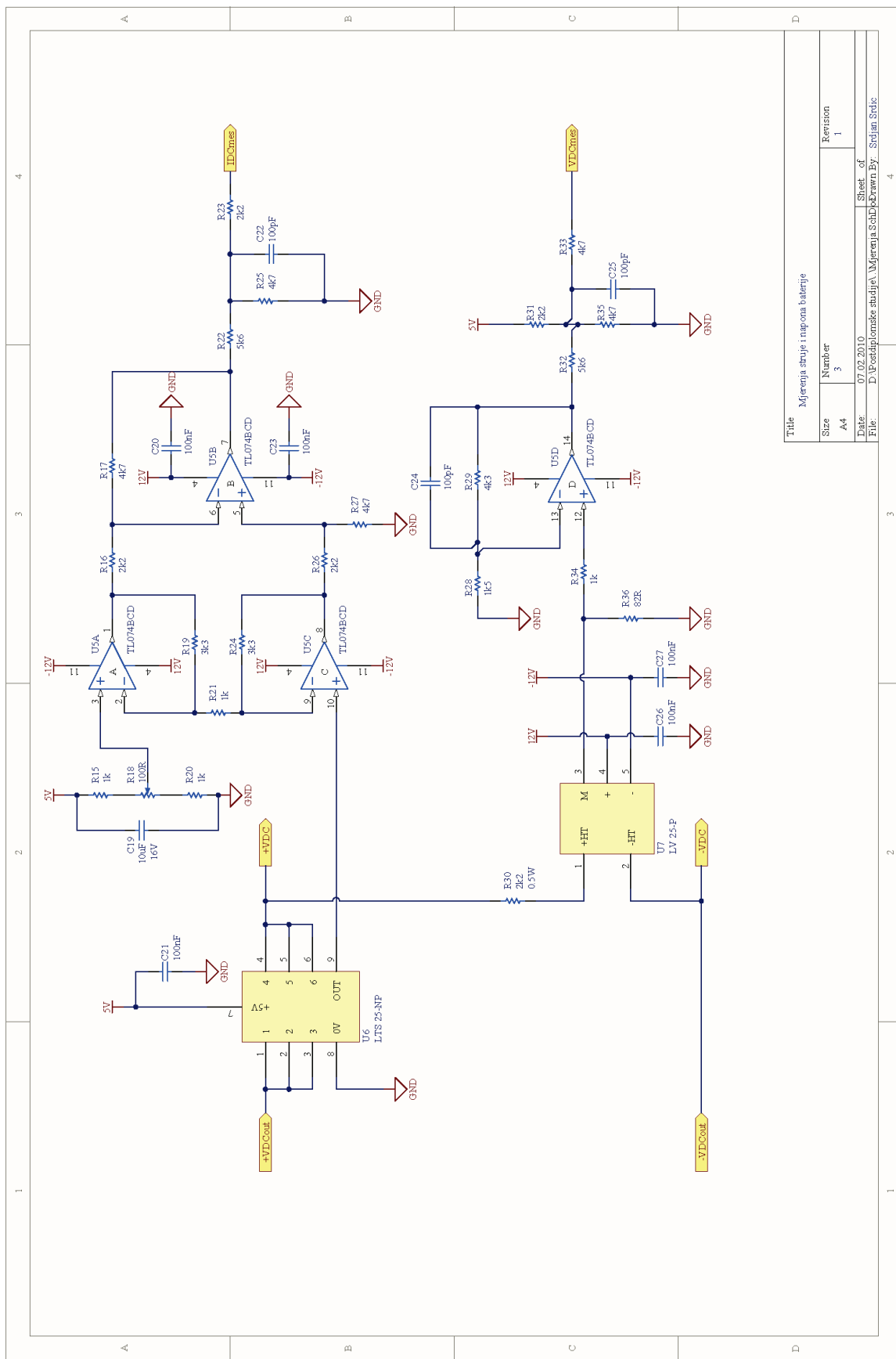
У овом прилогу представљене су шеме реализованог лабораторијског прототипа трофазног тиристорског пуноуправљивог мосног исправљача. Шеме су израђене помоћу програма *Altium Designer Winter 09*. Шема "Конекције" представља тзв. *Top Sheet* шеме претварача на коме су зеленом бојом приказани блокови који се називају *Sheet Symbols*. Сваки од ових блокова садржи *Sub-sheet* који је уствари шема једне функционалне цјелине. Ово је тзв. *Multisheet* дизајн, којим је омогућено да се на хијерархијски начин организује шема неког система. Наиме, и унутар *Sheet Symbol* блокова могу да се налазе други *Sheet Symbol* блокови чији је хијерархијски ниво, самим тим, нижи од нивоа њиховог *Parent* блока. Као што се види на шеми "Конекције", шема претварача садржи пет функционалних цјелина: "Impulsno kolo", "Most", "Nарајања", "Мјерења", и "DSP Interface". Још једна битна одлика *Altium Designer Winter 09* програмског пакета је да омогућава тзв. *Multi-channel* дизајн. То значи да у случају када у шеми постоји више функционалних јединица које садрже исте компоненте (које се евентуално разликују по вриједностима, нпр. више канала миксете, при чему је шема сваког канала иста, али су параметри компонената у различитим каналима различити), ове јединице могу да се представе једним *Sheet Symbol* блоком који је касније рефереисан онолико пута колико има функционалних јединица ("канала"). Број "канала" одређен је помоћу команде *Repeat*. У овом случају постоје три "канала" блока "Impulsno kolo", тј. постоје три импулсна кола која имају идентичне компоненте. Коришћење *Multi-channel* дизајна у многоне олакшава касније рутирање штампане плоче, јер је потребно рутирати само један "канал", па затим комплетан *Placement* и *Routing* копирати на остале "канале", чиме се вишеструко штеди вријеме потребно за рутирање штампане плоче. Поступак пројектовања претварача детаљно је описан у [120].



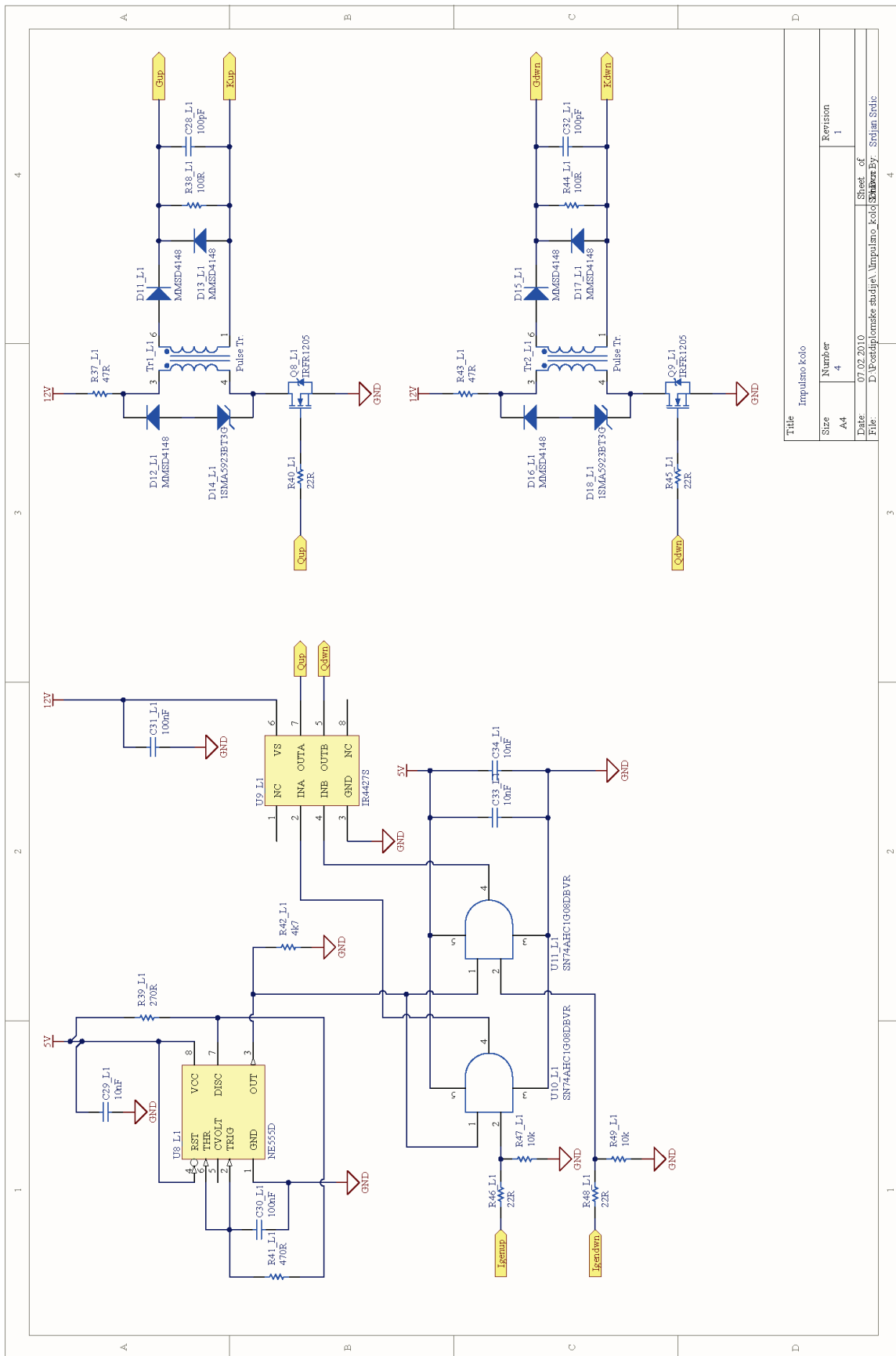
Title		Konekcije	
Size	Number	Revision	Revision
A4	0		1
Date:	07.02.2010	Sheet:	of
File:	D:\Pocastdiplomske studije\Konekcije SchDoc\wrtw By: Srdjan Stolic		

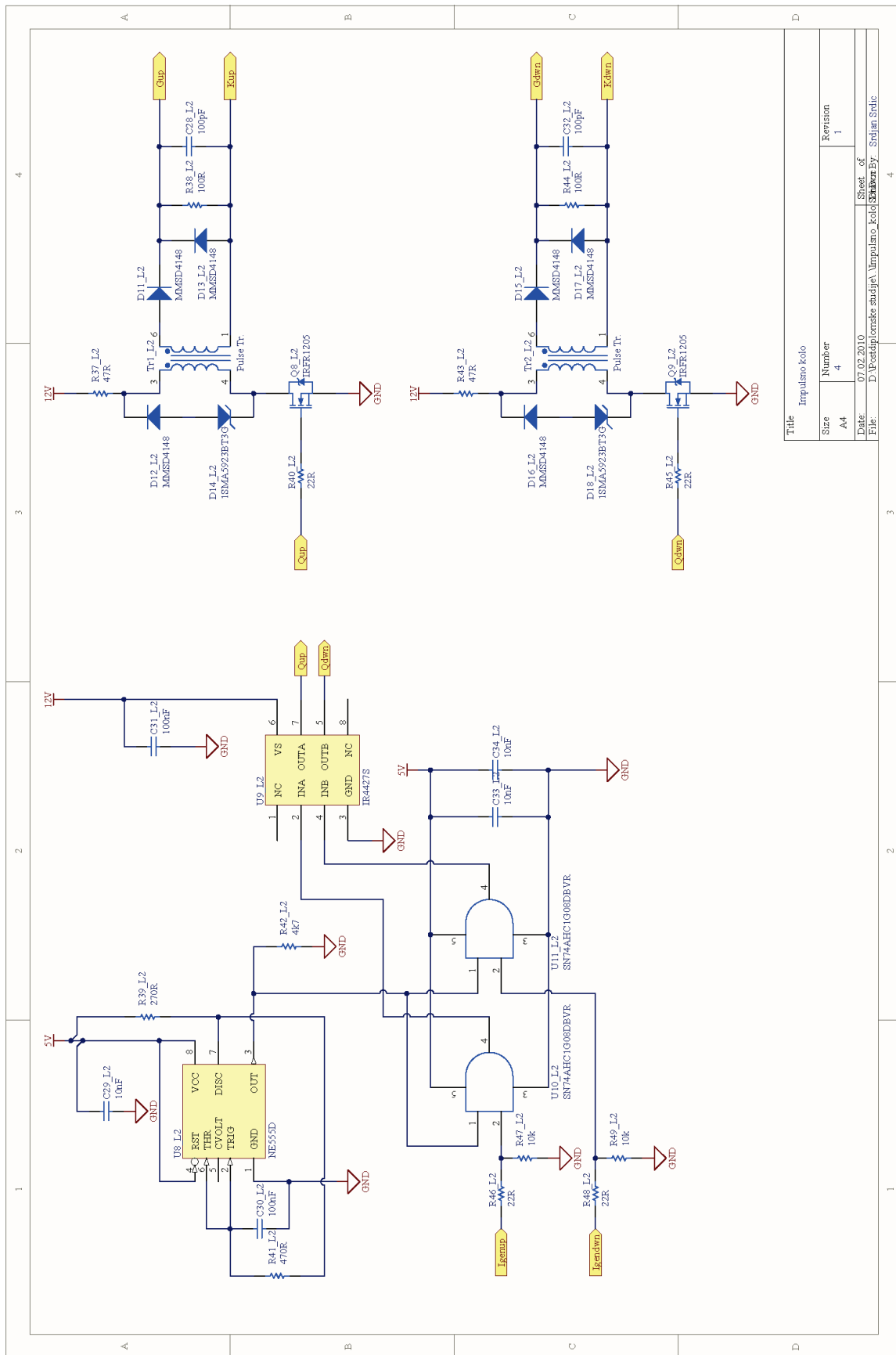


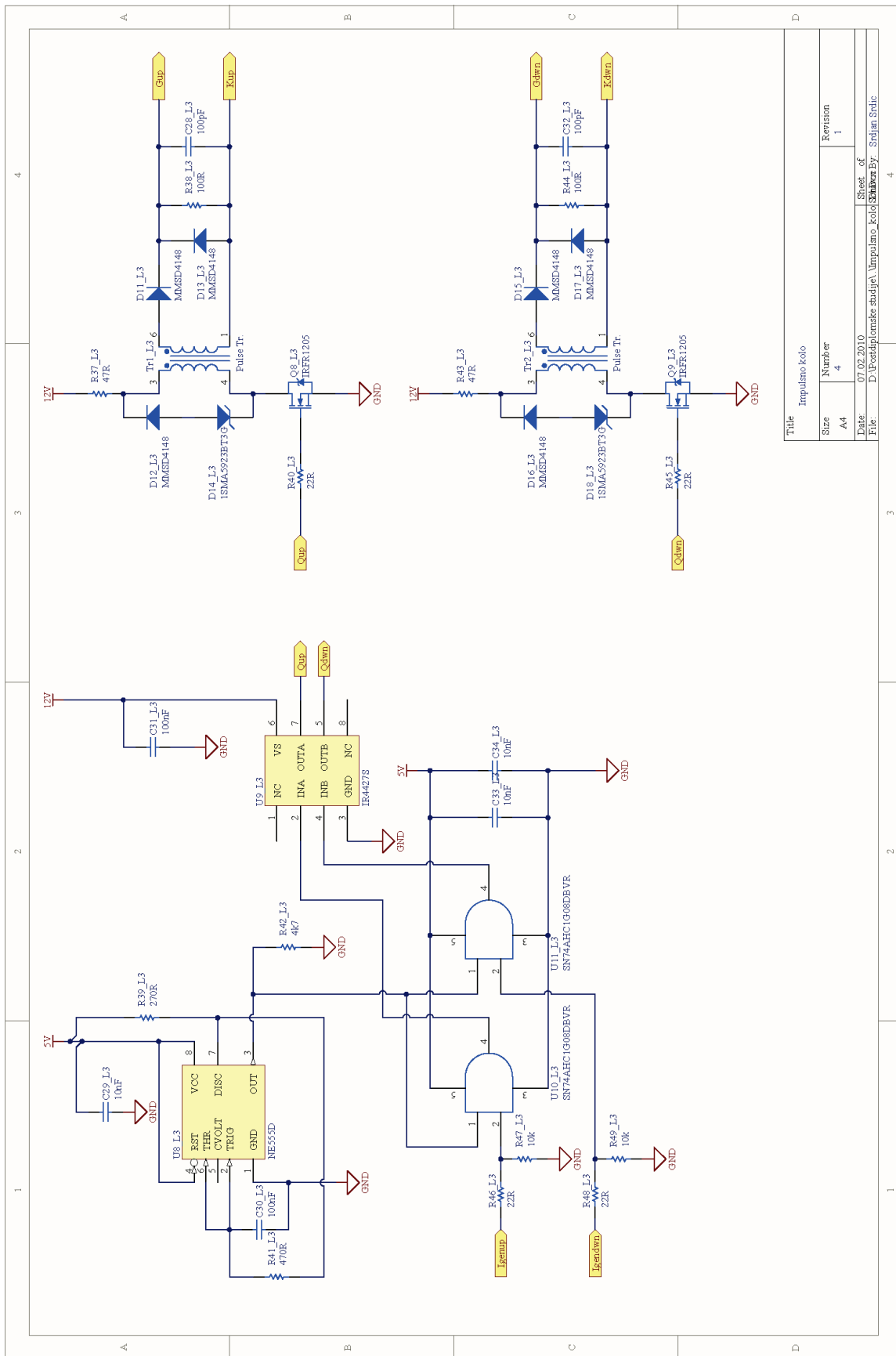


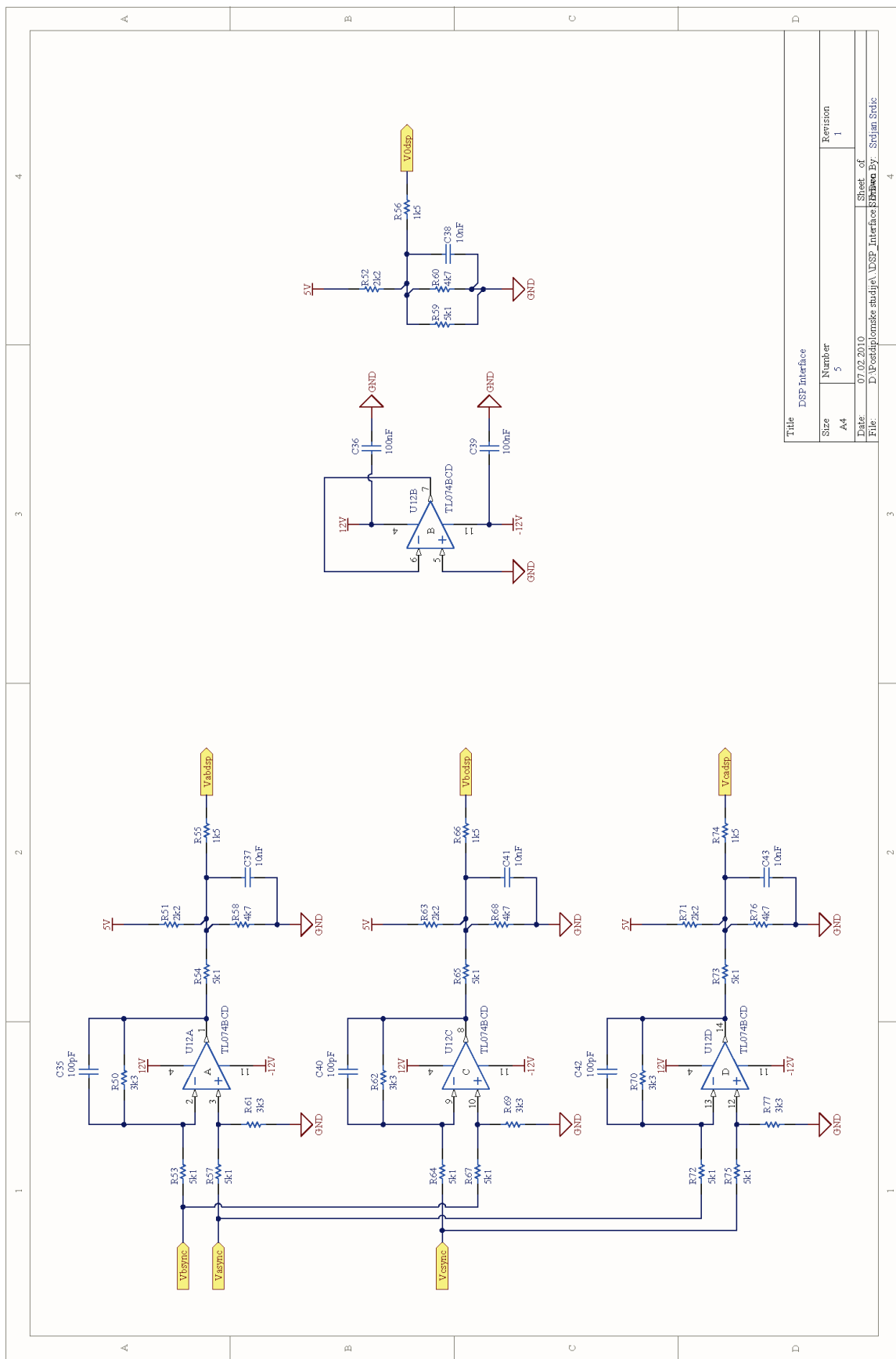


Title			
Mjerenja struje i napona baterije			
Size	Number	Revision	
A4	3	1	
Date:	07.02.2010	Sheet of	
File:	D:\Postdiplomski studija\ Mjerenja Solubrown.By: Srdjan Stidic		



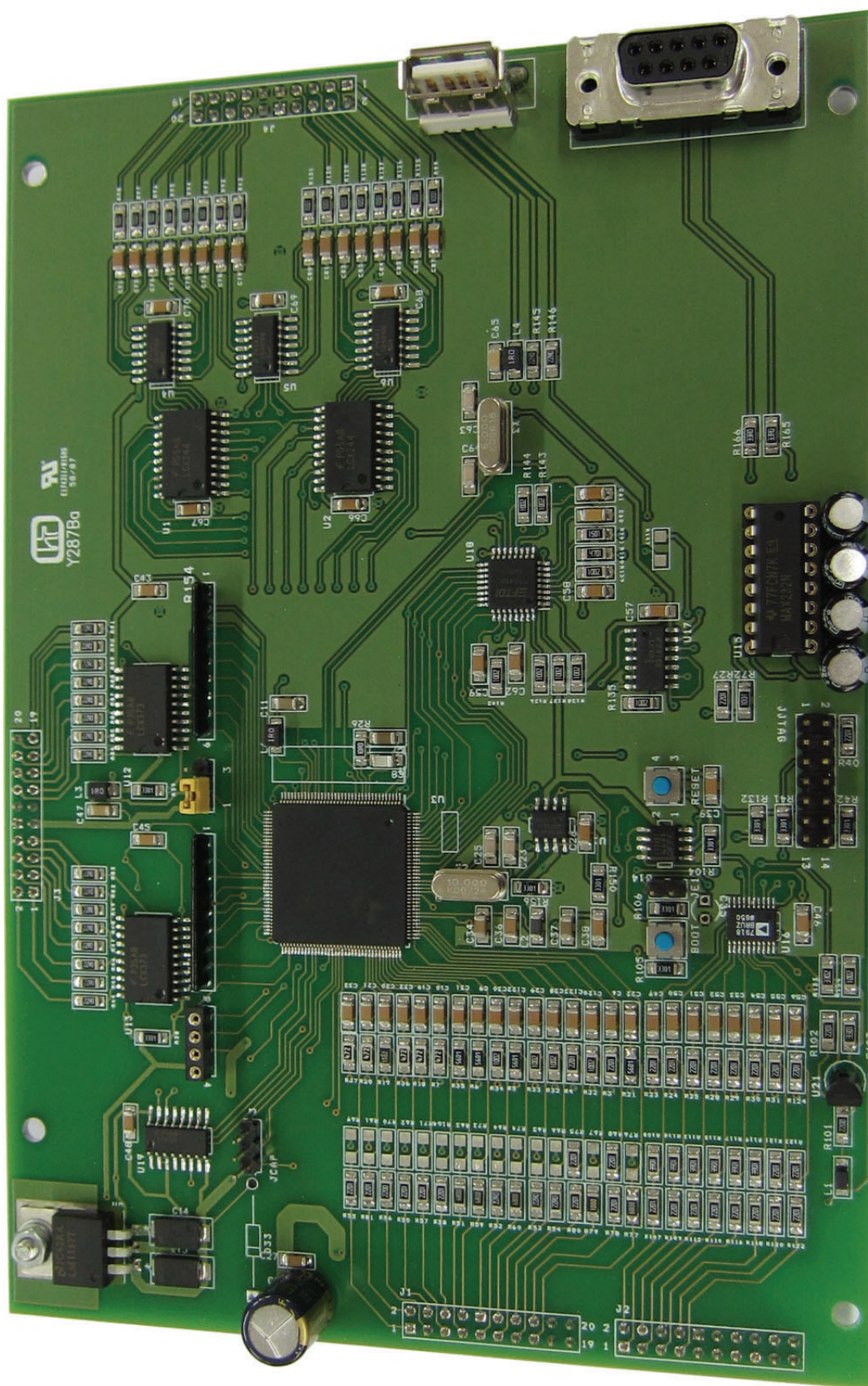






Прилог П2: Опис битних карактеристика управљачке *DSP* картице

На Слици П2.1 приказана је управљачка *DSP* картица помоћу које је вршено управљање укључењем тиристора исправљача. Ова картица је у цјелини пројектована и израђена у Лабораторији за микропроцесорско управљање електричним погонима, Електротехничког факултета у Београду. На *DSP* картици налази се дигитални сигнал процесор *TMS320LF2407A*, компаније *Texas Instruments*, који на основу вриједности мјерених величина врши контролу укључења тиристора исправљача. *DSP* је конфигуриран тако да ради са учестаношћу такта од 40 MHz. Улазне величине које су претходно прилагођене напонским нивоима *A/D* конвертора *DSP*-а, доводе се на *DSP* картицу преко конектора J1, док се сигнали за укључење појединих тиристора шаљу из *DSP* картице преко конектора J3. Конектори J1 и J3 су 20-пински *Header* конектори, и налазе се са доње стране плоче. Комуникација *DSP* картице са *PC* рачунаром остварује се двојачко: *RS232* везом и *USB* везом. Серијска *RS232* веза користи се за пребацивање машинског кода у *DSP* и за генерисање одређених интерапта *PC* рачунару од стране *DSP*-а. *USB* веза се користи за довођење и укидање импулса за укључење свим тиристорима истовремено (тј. укључење и искључење исправљача, што се постиже помоћу *Transparent Latch* кола *74LCX373* на *DSP* плочи), истовремено надгледање осам параметара и/или величина система, као и надгледање програмских промјењивих у реалном времену. Такође, омогућено је и исписивање таласних облика жељених величина на монитору *PC*-а и логовање одбирака посматраних величина, као и *online* промјена унапријед дефинисаног параметра (или групе параметара). Промјена унапријед дефинисаних параметара и исписивање таласних облика на монитору омогућени су посредством одговарајућег графичког корисничког интерфејса [127]. *DSP* картица се напаја напоном 5 V из посебног стабилсаног извора напона, мада може да се напаја и из прототипа исправљача.



Слика П2.1. Управљачка DSP картица.

Биографија аутора

Срђан Срдић рођен је у Ливну, БиХ, 15. 06. 1977. године. Основну школу завршио је у Гламочу, а XII Београдску гимназију "Димитрије Туцовић" у Београду. Основне студије на Електротехничком факултету Универзитета у Београду уписао је 1997. године, а дипломирао је 2004. године на Енергетском одсеку, смер Енергетски претварачи и погони, са укупном просечном оценом 8.28 и оценом 10 на дипломском раду на тему "Анализа рада управљачких кола сервопојачавача *DBM03*". Магистарске студије на Електротехничком факултету Универзитета у Београду уписао је 2004. године, а магистрирао је 2010. године на Одсеку за енергетику, смер Енергетски претварачи и погони, са просечном оценом 10 и магистарским радом на тему "Предиктивни струјни регулатор за тиристорске исправљаче".

Од 2005. године запослен је на Катедри за енергетске претвараче и погоне, Електротехничког факултета Универзитета у Београду у звању асистента-приправника. Ангажован је на предметима Енергетски претварачи 1 (рачунске и лабораторијске вежбе), Енергетски претварачи 2 (рачунске и лабораторијске вежбе) и Управљање енергетским претварачима (рачунске и лабораторијске вежбе).

Аутор је рада "*Predictive Fast DSP-Based Current Controller for Thyristor Converters*" који је објављен у часопису "*IEEE Transactions on Industrial Electronics*" (са импакт фактором 5.16), у августу 2011. године (vol 58, no 8).

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-а _____ Срђан Срдић _____

број индекса _____ ---- _____

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Регулација струје електролучне пећи за једносмерну струју предиктивном
методом без коришћења модела електричног лука

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, _____ 03. 06. 2013. _____



Прилог 2.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Срђан Срдих

Број индекса ----

Студијски програм ----

Наслов рада Регулација струје електролучне пећи за једносмерну струју
предиктивном методом без коришћења модела електричног лука

Ментор Др Зоран Радаковић, дипл. инг. ел., редовни професор,
Електротехнички факултет, Универзитет у Београду

Потписани/а Срђан Срдих

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис докторанда

У Београду, 03. 06. 2013.

Срђан Срдих

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Регулација струје електролучне пећи за једносмерну струју предиктивном методом без коришћења модела електричног лука

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, 03. 06. 2013.



1. Ауторство - Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.
3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.
4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.
5. Ауторство – без прераде. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.
6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољаваате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.