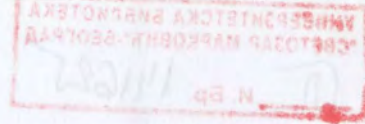


РД 19053



УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Мр Жарко Јанда, дипл. инж.

**ЈЕДНА КЛАСА ТРОФАЗНИХ ИСПРАВЉАЧА СА СИНУСОИДАЛНОМ
УЛАЗНОМ СТРУЈОМ КОЈИ КОРИСТЕ УБРИЗГАВАЊЕ ВИШИХ
ХАРМОНИКА СТРУЈЕ**

Докторска дисертација



Датум усмене одбране: 18.10.2004.

Комисија:

- др Предраг Пејовић, ванр. проф.
- др Борислав Јефтенић, ванр. проф.
- др Зоран Стојиљковић, ванр. проф.
- др Славољуб Марјановић, проф. у пензији
- др Зоран Лазаревић, ванр. проф.

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Мр Жарко Јанда, дипл. инж.

ЈЕДНА КЛАСА ТРОФАЗНИХ НЕПРАВАГА СА СИНУСОИДАЛНОМ
УПАНОМ СТРУЈОМ КОЈА КОРМЦИ УПРИСТАВАЊЕ ВШНХ
ХАРМОНИКА СТРУЈЕ

Докторска дисертација



Датум уписа одржане: 16. 11. 1902

Комисија:

- др Јефтиса Јефтисовић, дипл. инж.
- др Бошковић Јефтисовић, дипл. инж.
- др Јосиф Стамболић, дипл. инж.
- др Симоновић Јефтисовић, дипл. инж.
- др Јефтис Јефтисовић, дипл. инж.

САЖЕТАК

Ова дисертација садржи анализу теоријских принципа рада и практичну реализацију класе трофазних исправљача базираних на принципу убризгавања струје. Метод убризгавања струје захтева процесирање малог дела снаге исправљача, не генерише електромагнетне интерференције и има висок степен искоришћења у поређењу са компетитивним решењима, будући да нема комутационих губитака.

Извршено је детаљно разматрање методе убризгавања трећег хармоника и анализа појава које се дешавају у трофазном диодном исправљачу при убризгавању трећег хармоника струје различитих амплитуда и фазних ставова. На основу аналитички добијеног израза за укупно хармонијско изобличење улазне струје је изведен закључак да је оптимална вредност амплитуде убризганог трећег хармоника 1,5 пута већа од једносмерне струје којом је оптерећен излаз исправљача, уз претпоставку да је потрошач струјни понор. Најмање тотално хармонијско изобличење које се може постићи на тај начин износи 5,125% и при томе мрежа за убризгавање струје апсорбује 8,571% улазне снаге.

Затим су приказане неке од могућих реализација оптималног убризгавања трећег хармоника и даје се поређење неких типичних мрежа за убризгавање. Анализирана је могућност убризгавања идеалног таласног облика струје и постављени проблем је решен у петом поглављу дисертације, путем разматрања токова виших хармоника убризгане струје и то како на наизменичној тако и на једносмерној страни, на примеру трофазног диодног исправљача који је оптерећен са два boost DC/DC конвертора. Приказани су различити путеви убризганих парних и непарних хармоника струје. Изведене су једначине које дају таласни облик убризгане струје са којим се постиже идеални синусни таласни облик струје коју исправљач узима из напојне мреже. Затим је приказано неколико практичних реализација трофазних диодних исправљача са оптималним убризгавањем струје, са експерименталним резултатима. При томе је прво анализирано оптимално убризгавање само непарних хармоника и показано је да се тако може постићи тотално хармонијско изобличење улазне струје испод 5% а ако се на једносмерној страни убризгавају и парни хармоници, постиже се тотално хармонијско изобличење од 0%. Показује се да у сваком случају мора да буде дисипирано на отпорима (или процесирано кроз конверторе који активно емулирају

отпорност) 8,81% улазне снаге и то 8.65% у мрежи која убризгава непарне хармонике а 0,16% у мрежи која убризгава парне хармонике на једносмерној страни.

Основни концепт оптималног убризгавања струје је примењен на случај шестофазног диодног исправљача. При томе су фазни напони померени за 30° електричних, чиме се постиже генерисање кружне струје и њено убризгавање у улазну фазну струју исправљача, односно није потребно користити неутралну тачку. Тако је цео проблем постизања синусоидалног таласног облика улазних струја трофазног диодног исправљача редукован на убризгавање оптималних таласних облика струје на једносмерној страни. И у овом случају је потребно да мрежа за убризгавање апсорбује приближно 2,35% излазне снаге.

ABSTRACT

This thesis presents the theoretical explanation of the current injection technique applied in three phase diode rectifiers as well as practical rectifier circuits using that technique. The current injection technique application needs to process a small amount of the total rectified power through current injection network; it does not generate EMI and has high conversion efficiency due to absence of the switching losses.

The detailed analysis of the third harmonic injection technique is performed, regarding different amplitude and phase values of the injected current. By using analytically derived exact expression for input current THD, the optimal amplitude value of the injected current is found to be 1.5 times higher than the output rectifier current. In that case the minimum input current THD value achieved is 5.125% at the price of processing the 8.571% of the input rectifier power through current injection network. Some of the possible third harmonic current injection networks are explained and compared.

The next problem tackled and the solution presented in the 5th chapter is the analysis of, the possibility of the ideal current waveshape injection. The optimal solution is derived by analyzing the current flow of higher harmonics. The base rectifier circuit which is used for the analysis is three phase diode rectifier loaded with two boost converters. Different flow paths for odd and even current harmonics are clarified and explained. To achieve the most sinusoidal waveshape of the rectifier input current, the optimal injected current waveshape is derived based on the previous analysis.

Besides that some practical current injection networks are presented. By current injection of the odd harmonics only, the THD achieved can be below 5%. Power flow in optimal waveshape current injection case is such that 8.81% of input rectifier power has to be processed through current injection network (8.65% in

odd harmonics current injection network and 0.16% in even harmonics current injection network).

In the 6th chapter the optimal current injection technique is applied on the six phase diode rectifier case. The two sets of three phase input voltages are displaced for 30 electrical degrees, thus enabling circular current generation and injection of the same current into input rectifier current. In this way all the necessary current injection is performed on DC rectifier side and the power processed through the current injection network in this case is only 2.35% of the rectifier output power.

Один класс трёхфазных выпрямителей с синусоидальным входным током, которые пользуют впрыскивание высших гармоник тока

ПОСРЕДНИ ИЛУСТРАЦИЈА И ТАБЕЛА

ОДЖЕ

Садржај

1.1	Поздравна реч	1
1.2	Увод	2
1.3	Опис предмета	3
1.4	Опис предмета	4
1.5	Опис предмета	5
1.6	Опис предмета	6
1.7	Опис предмета	7
1.8	Опис предмета	8
1.9	Опис предмета	9
1.10	Опис предмета	10

Захваљујем се ментору проф. др Предрагу В. Пејовићу на драгоценим саветима и убеђењу да је ова научна област плодна, иако то тако није изгледало у почетку.

Захваљујем се свим мојим друговима који су сматрали да једном, ипак, треба да завршим тезу. Посебно бих се захвалио друговима и колегама са катедре за електронику Електротехничког факултета у Београду, а нарочито Влади Божовићу.

Захваљујем се оним сарадницима из института „Никола Тесла“ који су ми колегијално помогли.

Захваљујем се својим родитељима који су ме охрабривали да нађем довољно времена и снаге да напишем ову тезу.

Посебно се захваљујем својој супрузи Весни, која је највише поднела терет моје дугогодишње израде тезе, увек са разумевањем и подршком, као и мом малом сину коме је сигурно највише недостајало време које је тата употребио за писање те тезе.

ПОПИС ИЛУСТРАЦИЈА И ТАБЕЛА

СЛИКЕ

Слика	Садржај слика	Глава	Страна
3.1	Подела трофазних исправљача са високим фактором снаге	3	26
3.2.	3-фазни boost исправљач	3	28
3.3	Фазорски дијаграм (а) и еквивалентна шема по фази (б), ради објашњења принципа преноса снаге.	3	30
3.4.	3-фазни buck исправљач	3	31
3.5.	3-фазни buck-boost исправљач	3	32
3.6.	3-фазни исправљач на бази Ћуковог DC/DC претварача	3	32
3.7.	3-фазни DCM boost исправљач са једним прекидачем	3	33
3.8.	3-фазни ZCT квази-резонантни buck исправљач са једним прекидачем	3	34
4.1.	Структура трофазног исправљача са убризгавањем струје	4	42
4.2.	Коло за анализу убризгавања трећег хармоника	4	45
4.3	Зависност $k_{opt}(\varphi)$	4	47
4.4	Зависност THD од φ за $k = k_{opt}(\varphi)$	4	48
4.5	Зависност фактора снаге првог хармоника од φ	4	49
4.7	Зависност ефикасности од $k_{opt}(\varphi)$	4	51
4.8	Зависност THD улазне струје од ефикасности исправљача	4	52
4.9.	Мреже за убризгавање струје	4	53
4.10.	Мреже за убризгавање струје на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције	4	55
4.11.	Заједничка еквивалентна шема мрежа за убризгавање струје на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције	4	55
4.12.	Мреже за убризгавање струје на парним умношцима троструке мрежне фреквенције	4	57
4.13.	Зависност THD од Q са a као параметром	4	58
4.14.	Зависност THD од a са Q као параметром	4	58
4.15.	Временски дијаграми струја и напона	4	60
4.16.	Временски дијаграми струја и напона	4	62
5.1.	Упрошћено еквивалентно коло исправљача	5	66
5.2.	Помоћне функције за случај оптималног програмирања струје.	5	72
5.3.	Таласни облици струја конвертора код примене технике оптималног програмирања струје.	5	74
6.1	Трофазни диодни мостни исправљач са системом за убризгавање струје.	6	78
6.2	Основна структура мреже за убризгавање струје.	6	85
6.3	Мрежа за убризгавање струје са два кондензатора.	6	85
6.4	Мрежа за убризгавање струје са дистрибуираном	6	87

	отпорношћу.		
6.5	Мрежа за убризгавање струје која врши једновремено убризгавање	6	87
6.6	Зависност фактора THD улазне струје од γ .	6	90
6.7	Исправљач са убризгавањем оптималног таласног облика струје.	6	92
6.8	Таласни облици v_I (50V/под) и i_I (5A/ под). Временска скала 2,5 мс/ под.	6	93
6.9	Таласни облици струја i_Y , i_X , и i_{even} . Струјна скала 5A/под, временска скала 2,5мс/под.	6	95
6.10	Таласни облици струја i_{IA} и i_{IB} . Струјна скала 5A/под, временска скала 2,5мс/под.	6	95
7.1	Приказ токова струја у случају идеалне компензације таласног облика улазне струје дванаестоимпулсног исправљача	7	99
7.2.	Илустрација тока кружне струје, која садржи само непарне умношке шестог хармоника.	7	100
7.3.	Таласни облик циркуларне струје i_y нормализоване према I_d .	7	104
7.4	Таласни облик циркуларне струје i_x нормализоване према I_d .	7	104
7.5	Таласни облици улазне струје (горњи траг) и збира струја $I_d + i_y$ (доњи траг).	7	108
7.6	Таласни облици струје кроз диоде за случај а) без убризгавања и б) са убризгавањем циркуларне струје	7	109
7.7	Таласни облици струје секундарна напојног трансформатора за случај а) без убризгавања и б) са убризгавањем циркуларне струје	7	112
7.8	Експериментална веза исправљача са циркуларном струјом, реализована ради провере концепта	7	115
7.9	Улазна струја исправљача са слике 7.8	7	117
7.10	Таласни облик струје у једном полунамоту примара индуктивног интерфазног делитеља.	7	117
7.11	Таласни облик струје у једној фази секундарног намота трансформатора, везаног у троугао.	7	118
7.12	Таласни облик струје кроз секундарни намот индуктивног интерфазног делитеља.	7	118
7.13	Таласни облик фазног напона на примару напојног трофазног трансформатора.	7	120
7.14	Улазна струја исправљача са слике 7.8, без убризгавања циркулационе струје	7	120
7.15	Таласни облик фазног напона на примару напојног трофазног трансформатора, без убризгавања циркулационе струје.	7	121
7.16	Таласни облик једносмерне струје потрошача.	7	121

ТАБЕЛЕ

Табела	Садржај табеле	Глава	Страна
2-1:	Максимално дозвољене снаге потрошача прве групе, стандард G5/3	2	10
2-2a:	Граничне вредности хармоника струје потрошача друге групе за непарне хармонике, стандард G5/3	2	10
2-2b:	Граничне вредности хармоника струје потрошача друге групе за парне хармонике, стандард G5/3	2	11
2-3:	Граничне вредности хармоника напона при прикључењу друге групе потрошача, стандард G5/3	2	11
2-3b:	Претпоставке о снази кратког споја	2	12
2-3в:	Граничне вредности садржаја хармоника за планирање, стандард G5/4	2	12
2-4:	Снаге исправљача које се могу везати на напојну мрежу у [kVA], Француски стандард	2	14
2-5:	Дозвољена снага претварача у процентима снаге кратког споја, напон до 24 kV у Шведској	2	15
2-6:	Укупно дозвољено хармонијско изобличење у Шведској	2	15
2-7:	Граничне вредности хармоника струје према Аустралијском стандарду AS 2279-1991	2	17
2-8:	Граничне вредности хармоника напона према Аустралијском стандарду AS 2279-1991	2	18
2-9:	Граничне вредности хармоника напона у дистрибутивним мрежама према Аустралијском стандарду AS 2279-1991	2	18
2-10:	Граничне вредности хармоника напона на нивоу електромагнетне компатибилности према стандарду IEC 61000-3-6	2	20
2-11:	Граничне вредности хармоника напона на нивоу планирања према стандарду IEC 61000-3-6	2	21
2-12:	Граничне вредности хармоника напона према IEEE Std. No. 519-1992	2	22
2-13:	Граничне вредности хармоника напона за системе 120 V-69 kV IEEE Std. No. 519-1992	2	22
2-14:	Граничне вредности хармоника напона за системе 69 kV - 161 kV IEEE Std. No. 519-1992	2	23
2-15:	Граничне вредности хармоника напона за системе >161 kV IEEE Std. No. 519-1992	2	23
2-16:	Граничне вредности хармоника напона према IEEE Std. No. 519-1992	2	23
4.1:	Укупна хармонијска изобличења и фактори снаге	4	61
5.1:	Диоде које воде и струје конвертора за време појединих сегмената периоде мрежног напона.	5	70
5.2:	Генерализоване улазне струје и изрази за i_A и i_B .	5	71

6.1	Хармонијско изобличење улазних напона и струја и фактор снаге	6	94
7.1	Вежа између секундарних струја трансформатора и излазних струја диодних мостова.	7	103

Симбол	Тумачење	Страна	Страна
α	коэффициент који зависи од напонског нивоа напојне мреже	2	13
β	однос отпорности у триаголном мреже за убрзавање	4	76
$\gamma(t)$	повољна функција, служи за дефинисање таласног облика убрзане струје	5	79
$\gamma(t)$	коэффициент синусног члана при развоју таласног облика напона (7.3)	7	101
$\delta(t)$	повољна функција, служи за дефинисање таласног облика убрзане струје	5	81
$\delta(t)$	коэффициент косинусног члана при развоју таласног облика напона (7.3)	7	103
C	капацитет кондензатора у мрежи за убрзавање струја	6	82
C_d	врши функцију филтрирања хармоника струје чије фреквенције су напонски умношци троструке основне фреквенције, слика 6.3	6	81
C_e	врши функцију филтрирања хармоника струје чије фреквенције су напонски умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.3	6	82
C_{max}	кондензатор у грани струја чије фреквенције су напонски умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.2	6	83
C_{min}	кондензатор у грани струја чије фреквенције су напонски умношци троструке основне фреквенције, слика 6.2	6	83
C_{max}	кондензатор у грани струја чије фреквенције су напонски умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.2	6	83
d	ред хармоника	2	15
f	амплитуда фундаменталног хармоника улазне струје	3	67
I_1	улазна струја из прве фазе напојне мреже	3	68
I_{max}	ефикасна вредност првог хармоника улазне струје исправљача	4	65
I_2	улазна струја из друге фазе напојне мреже	3	68
I_3	улазна струја из треће фазе напојне мреже	3	68
I_4	струја позитивног излазног терминала исправљача према неутралу	4	67
I_5	програмирана струја узета из позитивног извода исправљача	5	67
I_6	струја струјног извода прикљученог на позитивни терминал	4	64
I_7	струја негативног излазног терминала исправљача према неутралу	4	67

ПОПИС УПОТРЕБЉЕНИХ ОЗНАКА

Ознака	Тумачење	Глава	Страна
α	коэффициент који зависи од напонског нивоа напојне мреже	2	13
a	однос отпорности у гранама мреже за убризгавање	4	56
$a(\varphi)$	помоћна функција, служи за дефинисање таласног облика убризгане струје	5	66
$a_n(\alpha)$	коэффициент синусног члана при развоју таласног облика напона (7.9)	7	106
$b(\varphi)$	помоћна функција, служи за дефинисање таласног облика убризгане струје	5	66
$b_n(\alpha)$	коэффициент косинусног члана при развоју таласног облика напона (7.9)	7	106
C	капацитет кондензатора у мрежи за убризгавање струје	6	89
C_A	врши функцију филтрирања хармоника струје чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.3	6	86
C_B	врши функцију филтрирања хармоника струје чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.3	6	86
C_{even}	кондензатор у грани струја чије фреквенције су парни умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.2	6	83
$C_{odd A}$	кондензатор у грани струја чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.2	6	83
$C_{odd B}$	кондензатор у грани струја чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.2	6	83
h	ред хармоника	2	13
I	амплитуда фундаменталног хармоника улазне струје	5	67
i_1	улазна струја из прве фазе напојне мреже	5	66
I_{IRMS}	ефективна вредност првог хармоника улазне струје исправљача	4	45
i_2	улазна струја из друге фазе напојне мреже	5	66
i_3	улазна струја из треће фазе напојне мреже	5	66
i_A	струја позитивног излазног терминала исправљача према неутралу	4	43
i_A	програмирана струја узета из позитивног извода исправљача	5	67
i_{AI}	струја струјног извора прикљученог на позитивни терминал	4	44
i_B	струја негативног излазног терминала исправљача према неутралу	4	43

i_B	програмирана струја узета из негативног извода исправљача	5	67
I_{bazno}	базна вредност струје на излазу исправљача	7	107
i_{BI}	струја струјног извора прикљученог на негативни терминал	4	44
I_d	половина средње вредности излазне струје	7	99
I_{DAV}	средња вредност струје диоде	7	110
$I_{DAV,a}$	средња вредност струје диоде, случај а)	7	110
$I_{DAV,b}$	средња вредност струје диоде, случај б)	7	110
$I_{DAV,nom}$	номинална средња вредност струје диоде	7	110
I_{dc}	једносмерна струја у међуколу исправљача	3	31
I_{DRMS}	ефективна вредност струје диоде	7	110
$I_{DRMS,a}$	ефективна вредност струје диоде, случај а)	7	110
$I_{DRMS,b}$	ефективна вредност струје диоде, случај б)	7	110
i_{even}	хармоници струје чије фреквенције су парни умношци троструке мрежне фреквенције	6	81
I_h	гранична вредност хармоника струје	2	16
I_{IRMS}	ефективна вредност струје i_X која тече кроз сваки од намота	6	91
I_m	амплитуда синусног таласа претпостављене улазне струје	7	101
I_n	хармоник улазне струје реда n	5	73
i_{odd}	хармоници струје чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције	6	81
I_{out}	једносмерна струја потрошача	4	45
i_{P1}	уопштена улазна струја прве фазе	5	68
i_{P2}	уопштена улазна струја друге фазе	5	68
i_{P3}	уопштена улазна струја треће фазе	5	68
$I_{PRMS,a}$	ефективна вредност струје кроз намот примара	7	112
$I_{PRMS,b}$	ефективна вредност струје кроз намот примара у случају убризгавања циркулационе струје	7	113
I_{RMS}	ефективна вредност улазне струје исправљача	4	45
I_{SRMS}	ефективна вредност струје кроз намот секундара у случају убризгавања циркулационе струје	7	113
I_{TRMS}	ефективна вредност струје која тече кроз сваки од намота трансформатора	6	91
i_X	убризгана струја у фазни проводник	4	43
i_x	половина струје која садржи све хармонике излазне струје који су парни умношци шестог хармоника	7	99

i_Y	укупна струја убризгавања	4	43
i_y	струја која садржи све хармонике излазне струје који су непарни умношци шестог хармоника	7	99
φ	фазни став убризгане струје	4	46
k	релативни однос амплитуде убризгане струје према излазној струји исправљача	4	44
$k_{opt}(\varphi)$	оптимална вредност параметра k	4	46
k_R	коэффицијент пропорционалности, дефинисан изразом (7.30)	7	113
K_x	помоћна константа	7	106
m	максимална вредност дубине модулације	3	29
P_3	снага дисипирана на отпорнику R_3 у мрежи за убризгавање струје, слика 6.5	6	86
P_4	снага дисипирана на отпорнику R_4 у мрежи за убризгавање струје, слика 6.5	6	86
$P_{D,g}$	термички губици у диоди	7	110
$P_{D,g,a}$	термички губици у диоди, случај а)	7	110
$P_{D,g,b}$	термички губици у диоди, случај б)	7	110
P_{IN}	улазна снага исправљача	6	82
P_{INJ}	снага коју узима мрежа за убризгавање струје	4	50
P_{OUT}	излазна снага исправљача	4	50
P_{OUT}	излазна снага исправљача	6	82
$P_{T,a}$	типска снага напојног трансформатора у случају убризгавања циркулационе струје	7	111
$P_{\gamma l}$	термички губици на једном отпорнику у случају убризгавања циркулационе струје	7	114
Q	Q фактор мреже за убризгавање струје	4	54
R	отпор (у мрежи за убризгавање)	4	55
R_1	отпорник у грани струја чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.2	6	83
R_2	отпорник у грани струја чије фреквенције су парни умношци троструке мрежне фреквенције, слика 6.2	6	83
R_3	отпорник у мрежи за убризгавање струје, слика 6.5	6	86
R_4	отпорник у мрежи за убризгавање струје, слика 6.5	6	86
r_d	динамичка унутрашња отпорност директно поларисане диоде	7	110
R_e	емулирана отпорност на улазу у исправљач	6	79
R_{even}	однос хармоника напона и струје чије фреквенције су парни умношци троструке мрежне фреквенције	6	81
R_{odd}	однос хармоника напона и струје чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције	6	81

S_c	снага трофазног кратког споја мреже у тачки прикључења	2	13
S_I	Типска снага уређаја за убризгавање струје	6	91
S_n	називна снага исправљача	2	13
S_T	Типска снага једног еквивалентног трансформатора на мрежној фреквенцији	6	91
$THD(k, \varphi)$	Укупно хармонијско изобличење улазне струје	4	46
U_{bazno}	базна вредност напона на излазу исправљача	7	107
u_d	таласни облик излазног напона трофазног исправљачког моста, слика 7.1	7	100
u_{dl}	таласни облик излазног напона трофазног исправљачког моста, слика 7.1	7	100
U_{dc}	једносмерни напон на међуколу исправљача	3	29
$U_{max,lin}$	максимална вредност линијског напона	7	105
U_n	ефективна вредност фундаментала линијског напона	2	13
U_o	идеална вредност исправљеног напона на излазу исправљача, уз занемарење свих губитака	7	114
U_{YRMS}	ефективна вредност напона на једној половини примара индуктивног интерфазног делитеља	7	113
v_1	фазни напон прве фазе напојне мреже	5	65
v_2	фазни напон друге фазе напојне мреже	5	65
v_3	фазни напон треће фазе напојне мреже	5	65
v_A	напон позитивног излазног терминала исправљача према неутралу	4	43
$V_{A,n}$	n -ти хармоник v_A	4	44
v_B	напон негативног излазног терминала исправљача према неутралу	4	43
$V_{B,n}$	n -ти хармоник v_B	4	44
V_c	Средња вредност напона на кондензаторима	6	89
V_h	гранична вредност хармоника напона	2	16
V_m	максимални фазни напон трофазног (напојног) напона	4	43
V_{OUT}	једносмерна вредност излазног напона исправљача	6	81
V_{OUTAC}	наизменична вредност излазног напона исправљача	6	81
V_{to}	константна компонента пада напона на директно поларисаној диоди	7	110
$w(n, \varphi)$	тежинска функција при одређивању спектра улазне струје исправљача	5	73
$\omega_r = 3\omega_o$	резонантна фреквенција мреже за убризгавање струје	4	54
Z	импеданса, уопште	2	16

Z_{bazno}	базна вредност импедансе на излазу исправљача	7	107
$Z_{cc} = U^2_n/S_c$	импеданса кратког споја мреже у тачки прикључења	2	13
Z_h	хармонијска импеданса мреже	2	13
$Z_n(\alpha)$	потребна импеданса за хармоник реда n при оптималном убризгавању циркуларне струје	7	107
γ	симбол дефинисан једначином (6.36)	6	88
η	степен искоришћења	6	83
λ_I	Амплитуда флуксног обухвата који одговара свакој фази напаве за убризгавање струје	6	91
λ_T	Амплитуда флуксног обухвата која одговара сваком од намота трансформатора	6	90

3.	МЕРЕ ЗА КОНТРОЛУ ВИШКИХ ХАРМОНИКА У ЕЛЕКТРИЧНОМ МРЕЖАМА	35
3.1.	Преглед типичних решења	35
3.1.1.	Трофазни исправљачи са високим фактором снаге	27
3.1.2.	Регулација трофазних исправљача са високим фактором снаге	35
3.2.	Режима	38
4.	ТЕХНИКА УБРИЗГАВАЊА ТРЕЋЕГ ХАРМОНИКА СТРУЈЕ	38
4.1.	Уводна разматрања	38
4.2.	Убризгавање струје	40
4.3.	Убризгавање трећег хармоника	44
4.4.	Енергетски биланс убризгавања трећег хармоника	50
4.5.	Мреже за убризгавање трећег хармоника и утицај виших хармоника	50
4.6.	Експериментални резултати	58
4.7.	Режима	63
5.	УБРИЗГАВАЊЕ ОПТИМАЛНОГ ТАЛАСНОГ ОБЛИКА СТРУЈЕ	64
5.1.	Уводна разматрања	64
5.2.	Оптимални таласни облици за одређених струја	65
5.3.	Режима	75
6.	РЕАЛИЗАЦИЈА ТРОФАЗНОГ ДИОДНОГ ИСПРАВЉАЧА СА УБРИЗГАВАЊЕМ СТРУЈЕ И СИМУЛТАНОМ УЛАЗНОМ СТРУЈОМ	72
6.1.	Уводна разматрања	77
6.2.	Убризгавање струје	79
6.3.	Токови снаге при убризгавању струје	82
6.4.	Мреже за убризгавање струје	84

САДРЖАЈ

1.	УВОД	1
1.1	Значај истраживања	1
1.2	Предмет истраживања	2
1.3	Опис појединих поглавља	4
2.	СТАНДАРДИ И ПРЕПОРУКЕ ЗА КОНТРОЛУ ВИШИХ ХАРМОНИКА У ЕЛЕКТРИЧНИМ МРЕЖАМА	7
2.1	Уводна разматрања	7
2.2	Преглед националних и међународних стандарда и препорука	9
3.	МЕРЕ ЗА КОНТРОЛУ ВИШИХ ХАРМОНИКА У ЕЛЕКТРИЧНИМ МРЕЖАМА	25
3.1	Преглед типичних решења	25
3.1.1	Трофазни исправљачи са високим фактором снаге	27
3.1.2	Регулација трофазних исправљача са високим фактором снаге	35
3.2	Резиме	36
4.	ТЕХНИКА УБРИЗГАВАЊА ТРЕЋЕГ ХАРМОНИКА СТРУЈЕ	38
4.1	Уводна разматрања	38
4.2	Убризгавање струје	40
4.3	Убризгавање трећег хармоника	44
4.4	Енергетски биланс убризгавања трећег хармоника	50
4.5	Мреже за убризгавање трећег хармоника и утицај виших хармоника	53
4.6	Експериментални резултати	59
4.7	Резиме	63
5.	УБРИЗГАВАЊЕ ОПТИМАЛНОГ ТАЛАСНОГ ОБЛИКА СТРУЈЕ	64
5.1	Уводне напомене	64
5.2	Оптимални таласни облик за референцу струје	65
5.3	Резиме	76
6.	РЕАЛИЗАЦИЈА ТРОФАЗНОГ ДИОДНОГ ИСПРАВЉАЧА СА УБРИЗГАВАЊЕМ СТРУЈЕ И СИНУСОИДАЛНОМ УЛАЗНОМ СТРУЈОМ	77
6.1	Уводна разматрања	77
6.2	Убризгавање струје	79
6.3	Токови снага при убризгавању струје	82
6.4	Мрежа за убризгавање струје	83

6.5	Изведене топологије	84
6.6	Смернице за пројектовање	88
6.7	Експериментални резултати	92
6.8	Резиме	96
7.	ВИШЕИМПУЛСНИ (ДВАНАЕСТОИМПУЛСНИ) ДИОДНИ ИСПРАВЉАЧИ СА СИНУСОИДАЛНОМ УЛАЗНОМ СТРУЈОМ	97
7.1	Уводна разматрања	97
7.2	Извођење идеалног таласног облика циркулационе струје	98
7.3	Реализација убризгавања циркуларне струје	105
7.3.1	Реализација потребне импедансе за убризгавање	107
7.3.2	Симулација шестофазног диодног исправљача са оптималним убризгавањем циркулационе струје	108
7.4	Енергетски биланс убризгавања циркулационе струје	109
7.4.1	Димензионисање диода	109
7.4.2	Димензионисање трансформатора	111
7.4.3	Пораст губитака и димензионисање индуктивног делитеља	112
7.5	Експериментални резултати	115
7.6	Резиме	122
8.	ЗАКЉУЧАК	123
9.	ЛИТЕРАТУРА	125

1 УВОД

1.1 Значај истраживања

Новоуведени стандарди за контролу хармонијског загађења дистрибутивне мреже довели су до пораста интересовања за исправљаче са високим фактором снаге. У области великих снага од нарочитог интереса су трофазни исправљачи са високим фактором снаге и скоро синусоидалним таласним обликом улазне струје. Виши хармоници струје доводе до изобличења мрежног напона, које даље доводи до повећаних губитака у трансформаторима и асинхроним моторима и до појава могуће резонансе на батеријама кондензатора који служе за компензацију реактивне енергије.

Стање истражености данас у свету је такво да се за постизање синусоидалног таласног облика улазне струје, при конверзији велике снаге наизменичне струје у једносмерну, углавном користе трофазни импулсно-ширински модулисани прекидачки претварачи. При томе се користи напонска или струјна топологија претварачког кола. Код напонског прекидачког трофазног исправљача са импулсно-ширинском модулацијом се према прикључним тачкама напојне мреже налазе индуктивности, а у једносмерном међуколу кондензатор. Код овог претварача се конверзијом енергије управља промером фазног угла између фазора мрежног напона и напона генерисаног на трофазном претварачком мосту. Код струјног прекидачког трофазног исправљача се на месту прикључења претварача на трофазну напојну мрежу налазе кондензатори а у једносмерном међуколу индуктивност. Код овог претварача се конверзијом енергије управља путем импулсно-ширинске модулације улазне струје. При томе се имплементација управљачких алгоритама често врши на модерним брзим микроконтролерима, или на вишепроцесорским платформама које садрже и дигитални процесор сигнала.

Недостаци ових приступа су сложеност и осетљивост на поремећаје у напојној мрежи, затим повећано генерисање електромагнетних интерференција и смањенио искоришћење, због постојања комутационих губитака. Као алтернативни приступ се јавља коришћење трофазног нерегулисаног (диодног) исправљача, који у једносмерном међуколу садржи прекидачки елемент, мада таква решења захтевају масиван и скуп филтер на улазу исправљача. Генерално се може рећи да проблем избора праве

топологије и управљања трофазним исправљачима са малим изобличењем улазне струје и високим фактором снаге још није решен на за индустрију задовољавајући начин.

1.2 Предмет истраживања

Предмет истраживања у оквиру ове тезе је проналажење једноставне топологије трофазног исправљача и заснивање што погоднијег начина управљања његовим параметрима ради постизања што мањег хармонијског изобличења (*THD*) таласног облика улазне струје. При томе се користи метод убризгавања струја на наизменичној и једносмерној страни исправљача који је у принципу познат већ дуже време. Техника базирана на убризгавању струје трећег хармоника је првобитно представљена у референцама [1.1] и [1.2]. Историјски, први рад о могућности употребе убризгавања трећег хармоника струје је био рад В. М. Bird-а, [1.1]. Тај рад се бави са два трофазна исправљача са средњом тачком у паралелној вези преко међуфазне пригушнице, напојена са два секундара (IEC ознака везе M3.2) и струја за корекцију таласног облика се убризгава из идеалног струјног извора који је паралелно везан међуфазној пригушници на излазу исправљача. Идеја презентована у том раду је у овој дисертацији анализирана, модификована и експандована на дванаестофазне исправљаче у седмом поглављу ове дисертације. И други аутори су приступ из [1.1] реализовали, на пример [1.3]. Рад Ametani-ја [1.2] представља покушај генерализације метода из [1.1] и његово проширење на различите топологије шестоимпулсних исправљача. Мада је метод убризгавања струје био ефикасан у побољшању таласног облика струје која се узима из напојне мреже, реализација адекватних струјних извора у пракси је тих дана представљала велики проблем. Генерално се може рећи да рани аутори нису показали једноставну имплементацију принципа убризгавања трећег хармоника.

Даља експанзија коришћења овог приступа је била прекинута све до појаве модерних високофреквентних прекидачких претварача [1.4, 1.5, 1.6 и 1.7]. Идеју је даље развијао током осамдесетих година Arillaga са неколико сарадника [1.8, 1.9, 1.10, 1.11 и 1.12]. Он је у својим шемама користио убризгавање правоугаоног таласног облика струје на трострукој мрежној фреквенцији. Најатрактивнији део Arillag – иног приступа је била могућност да се убризгана струја тако уобличи употребом само пасивних кола, и на тај начин је од трофазног мостног шестоимпулсног диодног исправљача прављен

дванаестоимпульсни исправљач. На тај начин је хармонијско изобличење улазне струје смањено два пута, што је још увек превисока вредност THD (око 15%). Недостатак овог приступа је у томе што су потиснути хармоници 5. и 7. реда из таласног облика улазне струје, док остали хармоници остају. Међутим, код исправљачких постројења хармоници нижег реда су већи и теже се уклањају пасивним филтрима.

Примена ове технике у трофазним диодним исправљачима је приказана у референцама [1.13] и [1.14]. Исправљачи представљени у референцама [1.13] и [1.14] користе пасивне мреже за убризгавање струје, погодне за употребу на великим снагама и то је њихова главна предност у односу на претходна решења. Може се рећи да је практично референца [1.13] снажно популарисала идеју убризгавања трећег хармоника струје, чак је претходна верзија тог рада била награђена на годишњем састанку друштва IEEE Industry Application Society 1994 године. Међутим, у оба рада ([1.13] и [1.14]) је остала нејасна теорија рада, без обзира што су приказане једноставне диодне апликације. На пример, у референци [1.14] Lawrance и Mielczarski користе велике индуктивности, не види се квантитативно величина компоненти и помиње се потреба за отпором али се не каже колики тај отпор треба да буде. Рад [1.13] анализира коло за убризгавање које не може да ради без адекватних додатних отпора, који се не помињу у раду. Разлика мрежа за убризгавање које се користе у радовима [1.13] и [1.14] је објашњена у дисертацији и публикована у [1.15]. У референци [1.15] је детаљно анализирана техника убризгавања струје и показано је да део улазне снаге исправљача мора да буде предат мрежи за убризгавање струје ради смањења изобличења улазне струје. У оптималном случају, када се убризгава трећи хармоник, снага потрошена у мрежи за убризгавање струје износи 8,57% улазне снаге [1.17], што ће бити показано у дисертацији. Снага коју апсорбује мрежа за убризгавање може бити дисипирана на отпорницима који се налазе у самој мрежи за убризгавање струје и на унутрашњим губицима примењених компоненти, или враћена назад ка потрошачу уз коришћење прекидачке емулације отпорности помоћу одговарајућег претварача. У референци [1.16] је приказано убризгавање оптималног таласног облика и постизање идеалног синусоидалног таласног облика струје на улазу у исправљач.

У овој дисертацији се прво анализира и оптимизира убризгавање трећег хармоника струје и то је први главни оригинални резултат а потом се врши оптимизација таласног облика убризгане струје (који садржи и више хармонике, а не само трећи) што је други главни оригинални резултат. Затим се анализирају јефтине

структуре за убризгавање само трећег хармоника, као и јефтине структуре за убризгавање оптималног таласног облика струје.

Доказана је чињеница да се може постићи идеалан синусоидални таласни облик улазне струје трофазног диодног исправљача без употребе значајних филтера на наизменичној страни исправљача, чак без употребе прекидачких компоненти уопште или коришћењем прекидачких претварача за процесирање веома малог процента конвертоване снаге. На крају дисертације је анализирана дванаестоимпулсна структура исправљача и приказано је да се и код ње путем убризгавања циркулационе струје може постићи смањење изобличења улазне струје и код исправљача највећих снага.

1.3 Опис појединих поглавља

Прво поглавље садржи уводна разматрања и осврт на значај теме рада. Такође, у првом поглављу је дат кратак опис целокупног рада по поглављима и главни закључци.

Друго поглавље садржи кратак преглед релевантних стандарда и препорука које се односе на квалитет електричне енергије као што су IEEE 519, IEC 61000, G5/3 (усавршена верзија је G5/4) и други. При томе се посебна пажња обраћа на ограничење уношења виших хармоника у напојну мрежу, што је иначе само један од више аспеката квалитета електричне енергије.

Треће поглавље даје преглед типичних топологија трофазних енергетских AC/DC претварача (исправљача) који узимају струју из напојне мреже приближно синусоидалног таласног облика. Такође се наводе њихове предности и мане и на крају тог поглавља се помиње могућност коришћења убризгавања трећег хармоника у напојну мрежу, ради поправљања таласног облика улазне струје.

Четврто поглавље садржи детаљно разматрање методе убризгавања трећег хармоника. При томе се анализирају појаве које се дешавају у трофазном диодном исправљачу при убризгавању трећег хармоника струје различитих амплитуда и фазних ставова, и на основу аналитички добијеног израза за укупно хармонијско изобличење улазне струје се изводи закључак да је оптимална вредност амплитуде убризганог трећег хармоника 1,5 пута већа од једносмерне струје којом је оптерећен излаз исправљача, уз претпоставку да је потрошач струјни понор. Најмање тотално хармонијско изобличење које се може постићи на тај начин износи 5,125% и при томе

мрежа за убризгавање струје апсорбује 8,571% улазне снаге. Даље се приказују неке од могућих реализација оптималног убризгавања трећег хармоника и на крају поглавља се даје поређење неких типичних мрежа за убризгавање. Дате су смернице за пројектовање и приказани су постигнути експериментални резултати. Резултати приказани у овом поглављу су публиковани у радовима [1.17] и [1.18].

Пето поглавље садржи разматрање токова виших хармоника убризгане струје и то како на наизменичној тако и на једносмерној страни и то на примеру трофазног диодног исправљача који је оптерећен са два boost DC/DC конвертора. Приказују се различити путеви убризганих парних и непарних хармоника струје. Затим се приказује извођење једначина које дају таласни облик убризгане струје са којим се постиже идеални синусни таласни облик струје коју исправљач узима из напојне мреже. Начелно се дискутује могућност примене концепта код трофазних пуноуправљивих тиристорских претварача и закључује се да померање таласног облика убризгане струје са порастом угла регулације тиристорског пуноуправљивог моста даје исти резултат као код диодног моста, али се јавља додатна реактивна снага. Резултати приказани у овом поглављу су публиковани у радовима [1.15] и [1.16].

Шесто поглавље садржи приказ практичних реализација трофазних диодних исправљача са оптималним убризгавањем струје. При томе се прво анализира оптимално убризгавање само непарних хармоника и показује се да се тако може постићи тотално хармонијско изобличење улазне струје испод 5%, а ако се на једносмерној страни убризгавају и парни хармоници, постиже се тотално хармонијско изобличење од 0%. При томе се потребне струје могу остварити дисипирањем потребне снаге на отпорима. Показује се да у сваком случају мора да буде дисипирано на отпорима (или процесирано кроз конверторе који активно емулирају отпорност) 8,81% улазне снаге и то 8,65% у мрежи која убризгава непарне хармонике а 0,16% у мрежи која убризгава парне хармонике на једносмерној страни. Дате су смернице за пројектовање и приказани су постигнути експериментални резултати. Резултати приказани у овом поглављу су публиковани у радовима [1.19], [1.20] и [1.21].

Седмо поглавље садржи приказ проширења основног концепта оптималног убризгавања струје на случај шестофазног диодног исправљача. При томе су фазни напони померени за 30° електричних, чиме се постиже генерисање циркулационе струје и њено убризгавање у улазну фазну струју исправљача, односно није потребно користити неутралну тачку. Тиме је цео проблем постизања синусоидалног таласног

облика улазних струја трофазног диодног исправљача редуован на убризгавање оптималних таласних облика струје на једносмерној страни. Биће показано да је и у овом случају потребно да мрежа за убризгавање апсорбује приближно 2,35% излазне снаге.

У закључку су наведени оригинални резултати приказани у дисертацији, и дат је осврт на могућност практичне примене.

2 СТАНДАРДИ И ПРЕПОРУКЕ ЗА КОНТРОЛУ ВИШИХ ХАРМОНИКА У ЕЛЕКТРИЧНИМ МРЕЖАМА

2.1 Уводна разматрања

Присуство великог броја нелинеарних потрошача у дистрибутивним мрежама доводи до низа негативних ефеката који се одражавају како на саму мрежу тако и на остале прикључене потрошаче. Заједнички интерес потрошача и произвођача електричне енергије је последњих година довео у жижу интересовања проблеме везане за квалитет електричне енергије, односно садржај хармоника у дистрибутивној мрежи и друге аспекте квалитета електричне енергије (непрекидност напајања, присуство краткотрајних флукуација и дисторзија,...). Данас је у свету пред произвођаче и пројектанте уређаја енергетске електронике постављен читав низ стандарда и препорука из области квалитета електричне енергије. Традиционално се сматрало да је квалитет електричне енергије у ствари поузданост, односно непостојање трајних прекида у снабдевању електричном енергијом, док модерно схватање квалитета електричне енергије подразумева и сигурно (непрекидно) напајање и физички квалитет напона. Проблеми непрекидности напајања се углавном решавају у току поступка планирања и изградње мреже, док је проблем физичког квалитета напона уско везан за експлоатацију. Доминантан утицај на физички квалитет напона имају нелинеарни потрошачи (уређаји енергетске електронике, засићене електричне машине, електролучне пећи, итд...), транзијентне појаве услед комутација у систему (рад прекидача, извршавање аутоматског поновног укључења, укључење или искључење великих активних потрошача, итд), рад електроенергетског система на границама могућности, итд... Нарушавање квалитета електричне енергије подразумева нарушавање основних параметара напона у устаљеним или прелазним режимима и деформацију таласних облика. Основни параметри напона су његова ефективна вредност, фреквенција и симетрија фазних напона.

Даље ће бити разматрани стандарди везани за садржај виших хармоника како напојног напона тако и струје коју потрошач узима, а други аспекти квалитета електричне енергије се неће разматрати.

Ограничавање виших хармоника у дистрибутивним мрежама помоћу одговарајућих стандарда и препорука неопходно је из више разлога:



- да се ограничи ниво изобличења таласних облика струје и напона на вредности које систем и његови елементи могу да толеришу и тиме омогуће квалитетну испоруку електричне енергије потрошачима;
- да не утичу на даље ширење употребе енергетских претварача и других уређаја који уносе нелинеарност у дистрибутивну мрежу;
- да се ограничи ометање других уређаја и система од стране дистрибутивне мреже (телефонске мреже и сл.)

Да би се постигао тај циљ, потребно је уважити неколико специфичних фактора, а то су:

- амплитуде виших хармоника напона и/или струје;
- хармонијско изобличење напона или струје;
- напонски ниво мреже;
- снагу кратког споја мреже на месту прикључења нелинеарних потрошача;
- методе мерења;
- врсте нелинеарних потрошача;
- могуће ефекте на телекомуникационе системе;

Основу за доношење стандарда представљају резултати мерења садржаја виших хармоника на великом броју различитих тачака у различитим дистрибутивним мрежама и евалуација њиховог штетног утицаја на напајане потрошаче.

Појава виших хармоника и њени ефекти на дистрибутивну мрежу условили су груписање свих потрошача у три велике групе, према томе како делују на изобличење мрежног напона [2.1]:

Прву групу потрошача чине апарати који се примењују у домаћинству или слични уређаји масовне примене. То су уређаји мале снаге и релативно мало генеришу више хармонике, али постоји велика вероватноћа истовременог прикључивања великог броја таквих уређаја на дистрибутивну мрежу (на пример ТВ апарати у вечерњим часовима, флуоресцентне сијалице, итд...).

Друга група потрошача се налази у оквиру индустријских погона или је директно везана за преносну мрежу. У првом случају (индустријских погона) потребно је водити рачуна да се не изобличи сувише дистрибутивна мрежа и да појава виших хармоника

напона у напојном систему унутар погона не ствара проблеме у раду инсталисаних машина и друге опреме. У другом случају (директног прикључења на преносну мрежу) се ради о претварачима великих снага који стварају више хармонике струје који могу озбиљно угрозити рад електроенергетског система (утицај виших хармоника струје на синхроне машине – прегревање површине полова ротора).

Трећу групу потрошача чине енергетски претварачи великих индустријских постројења или претварачи који се користе у домену преноса електричне енергије (инверторско-исправљачке станице преноса једносмерним напоном).

Проблем изобличења дистрибутивне (и ретко преносне) мреже вишим хармоницима струје је разматран у већини земаља и донете су одговарајуће препоруке и стандарди који представљају одговор или компромис између дистрибутивних предузећа и потрошача у ситуацијама које су карактеристичне за сваку земљу.

2.2 Преглед националних и међународних стандарда и препорука

У Великој Британији је објављена препорука G5/3 (референца [2.1]), 1976. године. Циљ препоруке је да се сви потрошачи заштите од негативних ефеката виших хармоника, па је сходно томе извршена подела нелинеарних потрошача у три групе, и за сваку групу су одређене граничне вредности виших хармоника које се у тачки прикључења на дистрибутивну мрежу не смеју прећи:

У прву групу се сврставају потрошачи мањих снага, као и монофазни потрошачи називне снаге мање од 5 kVA на напонском нивоу 240 V, односно 7,5 kVA на напонском нивоу 415/480 V, који се могу прикључити на дистрибутивну мрежу без посебне дозволе. У табели 2-1 приказане су максималне величине потрошача који се могу прикључити на дистрибутивну мрежу у зависности од врсте потрошача и места прикључења.

Табела 2-1: Максимално дозвољене снаге потрошача прве групе, стандард G5/3

Напон напајања у тачки Прикључења (kV)	Трофазни претварачи			Трофазни наизменични регулатори	
	$q=3$ (kVA)	$q=6$ (kVA)	$q=12$ (kVA)	6 тиристора (kVA)	3 тиристора 3 диоде (kVA)
0,415	8	12	----	14	10
6,6 и 11	85	130	250*	150	100

* Ограничење важи за 12-тоимпулсне исправљаче као и за комбинацију 6-тоимпулсних исправљача који увек раде као 12-тоимпулсни исправљачи при чему се користи добро изведено управљање углом паљења тако да се минимизују некарактеристични хармоници, на пример 3., 5. и 7. хармоник.

У другу групу спадају потрошачи средњих снага. Прикључење ових потрошача је дозвољено ако измерене вредности виших хармоника напона и струје у тачки прикључења не прелазе 75% вредности приказаних у табелама 2-2а, 2-2б и 2-3. У табелама 2-2а и 2-2б приказане су граничне вредности хармоника струје I_h изражене у амперима док су у табели 2-3 дате граничне вредности хармоника напона V_h изражене процентуално у односу на називни напон основне фреквенције.

Табела 2-2а: Граничне вредности хармоника струје потрошача друге групе за непарне хармонике, стандард G5/3

Напон мреже у Тачки прикључења [kV]	Ред хармоника и ефективна вредност струје I_h , [A]								
	3	5	7	9	11	13	15	17	19
0,415	34	56	40	8	19	16	5	6	6
6,6 и 11	8	10	8	3	7	6	2	2	1
33	7	9	6	2	6	5	1	2	1
132	4	4	3	1	3	3	1	1	1

Табела 2-26: Граничне вредности хармоника струје потрошача друге групе за парне хармонике, стандард G5/3

Напон мреже у Тачки Прикључења [kV]	Ред хармоника и ефективна вредност струје I_h , [A]								
	2	4	6	8	10	12	14	16	18
0,415	48	22	11	9	7	6	5	5	4
6,6 и 11	13	6	4	3	3	2	2	2	1
33	11	5	4	3	2	2	2	1	1
132	5	3	2	1	1	1	1	1	

Трећу групу чине потрошачи великих снага који уносе у напојну мрежу више хармонике струје чије вредности прелазе граничне вредности приказане у табелама 2-2а, 2-2б и 2-3. За одређивање услова прикључења ових потрошача морају се посебно спровести детаљне анализе, односно овлашћена институција треба да изврши рачунарску симулацију прикључења потрошача и да одреди да ли постигнуто изобличење напона смета другим потрошачима прикљученим на истом месту, односно да ли треба предузети неке додатне мере ради његовог смањења.

Табела 2-3: Граничне вредности хармоника напона при прикључењу друге групе потрошача, стандард G5/3

Напон мреже у Тачки Прикључења [kV]	Укупно Изобличење V_t (%)	Појединачно хармонијско изобличење V_h (%)	
		Непарни	Парни хармоници
0,415	5	4	2
6,6 и 11	4	3	1,75
33 и 66	3	2	1
132	1,5	1	0,5



Нови стандард G5/4 представља иновирани стари стандард и он је имплементиран од 1.1.2001. Остаје у употреби претходно дефинисана тростепена процедура, али су нивои за планирање изобличења подигнути и примењује се методологија описана у стандарду стандардима IEC 61000-3-6 за разматрање утицаја потрошача из треће групе на напојну мрежу. Такође се разматрају хармоници до 50. уместо до 19., као што је то раније био случај. Ове промене су донете под претпоставком да су снаге кратког споја, при одговарајућим називним напонима, приказане у Табели 2 - 3б.

Табела 2-3б: Претпоставке о снази кратког споја

Називни напон мреже [kV]	Снага кратког споја [MVA]
0,4	10
6,6	60
11	100

Одговарајући нивои изобличења релевантни за планирање прикључења нових потрошача су приказани у Табели 2 - 3в.

Табела 2-3в: Граничне вредности садржаја хармоника за планирање, стандард G5/4

Називни напон мреже [kV]	Садржај 5. хармоника [%]	Укупно хармонијско изобличење [%]
0,4	4	5
6,6 и 11	3	4
22 и 33	2	3
66 и 132	2	3
275 и 400	2	

Стандардом G5/4 је предвиђена следећа процедура евалуације утицаја при прикључењу највећих потрошача:

1. Мери се постојећи ниво хармонијског изобличења (тоталног и садржај појединих хармоника),
2. Израчунава се изобличење које ће бити изазвано прикључењем новог нелинеарног потрошача (претпоставља се импеданса система у тачки прикључења),
3. Врши се предикција утицаја новоприкљученог нелинеарног потрошача на постојеће стање, и то тако да се хармоници до 5. сабирају по апсолутним вредностима (аритметички), а за више хармонике се рачуна ефективна вредност, да би се добио резултујући садржај хармоника.

У Француској су према препоруци *Regulations Concerning the Installation of Power Convertors Taking into Account the Characteristics of the Supply Network* [2.1], дефинисане следеће граничне вредности виших хармоника:

— граничне вредности хармонијског изобличења, када је само један потрошач везан за тачку прикључења на мрежу, износе:

- а) за парне хармонике 0,6% фундаментала напона (основног хармоника напона),
- б) за непарне хармонике 1% фундаментала напона,
- в) укупно хармонијско изобличење напона у тачки прикључења 1,6%

Ове границе су изабране тако да се осигура ниво од око 5% THD напона у тачки прикључења није премашен када су сви потрошачи прикључени.

Одређивање величине претварача (исправљача) се темељи на хармонијској импеданси одређеној следећом једначином

$$Z_h = \alpha \cdot h \cdot Z_{cc} \quad (2.1)$$

где је Z_h хармонијска импеданса мреже у тачки прикључења, $Z_{cc} = U_n^2 / S_c$ импеданса кратког споја мреже у тачки прикључења, U_n ефективна вредност фундаментала линијског напона, S_c снага трофазног кратког споја мреже у тачки прикључења, h је ред хармоника и α је коефицијент који зависи од напонског нивоа напојне мреже (2 за високонапонске системе, 3 за системе средњег напона и 1 за нисконапонске системе). Резултујуће вредности за 6-тоимпулсне и 12-тоимпулсне исправљаче су дати у табели 2-4, изражене преко односа S_c / S_n (где је S_n називна снага исправљача):

**Табела 2-4: Снаге исправљача које се могу везати на напојну мрежу у [kVA],
Француски стандард**

Напон мреже	6-тоимпулсни исправљач	12-тоимпулсни исправљач
Високи напон	240	150
Средњи напон	360	225
Ниски напон	120	75

У Савезној републици Немачкој стандард DIN 57160 (VDE 0160/11.81) одређује дозвољене називне вредности уређаја који генеришу више хармонике, које нису веће од 1% вредности снаге кратког споја. Појединачни нивои хармоника, до 15-тог хармоника износе 5% фундаментала напона; дозвољени ниво хармоника опада до 1% фундаментала напона за 100-ти хармоник, према дефинисаној кривој линији. Укупно хармонијско изобличење напона у тачки прикључења не сме да пређе 10%.

Краткотрајни пропади таласног облика напојног напона су такође дефинисани у стандарду и дубина краткотрајног пропада (на пример због комутације у мрежом комутованим исправљачима) је ограничена на 20% амплитуде фундаментала напона. Осцилације на почетку и на крају краткотрајног пропада напона су ограничене да буду мање од даљих 20% амплитуде фундаментала напона. Трајање краткотрајног пропада напона не сме да буде дуже од 14° електричних.

Шведска [2.1] проблеме виших хармоника описује у посебној препоруци и дефинише захтеве којима се ограничава прикључење потрошача у зависности од места прикључења, врсте потрошача и укупног хармонијског изобличења. У табели 2-5 су приказане дозвољене снаге исправљача који се могу прикључити на дистрибутивну мрежу називног напона до 24 kV у зависности од места прикључења и врсте претварача.

Табела 2-5: Дозвољена снага претварача у процентима снаге кратког споја, у зависности од врсте потрошача и снаге кратког споја, напон до 24 kV у Шведској

Врста претварача, q – број	S_n / S_c [%]
$q < 6$	0,5
$q = 6$	1,0
$q = 12$	2,0
$q > 12$	3,0

У табели 2- 6 су приказане вредности укупног дозвољеног хармонијског изобличења напона у зависности од називног напона напојне мреже.

Табела 2-6: Укупно дозвољено хармонијско изобличење у Шведској

Напон мреже	укупно хармонијско изобличење [%]
430/250 V	4,0
3,3 kV до 24 kV	3,0
до 84 kV	1,0

Историјски гледано, први комплетан стандард који разматра проблеме виших хармоника у дистрибутивним и преносним мрежама је издат у Аустралији (Стандард AS 2279-1991) референца [2.2]. Стандард се састоји из четири дела:

- Први део разматра и дефинише дозвољене вредности виших хармоника проузрокованих прикључењем апарата за домаћинство и сличних уређаја;
- Други део разматра и дефинише дозвољене вредности виших хармоника проузрокованих прикључењем индустријских постројења;
- Трећи и четврти део се односе на дозвољене флукуације напона проузроковане прикључењем апарата за домаћинство и сличних уређаја и индустријских постројења.

Први део стандарда се примењује на апарате за домаћинство и сличне уређаје називне снаге мање од 4,8 kVA прикључене на дистрибутивну нисконапонску мрежу називног напона 240 V монофазног система и 240/415 V трофазног система. У овом делу стандарда се одређују:

— дозвољене вредности виших хармоника струје које могу у дистрибутивну мрежу уносити поменути уређаји;

— референтна импеданса мреже;

— практичне методе мерења виших хармоника.

Амплитуда напона изобличеног вишим хармоницима који потичу од рада прикључених уређаја директно зависи од карактеристика и импедансе дистрибутивне мреже као и од услова прикључења уређаја. Како су ови фактори врло различити, усваја се референтна импеданса мреже и у односу на њу се дефинишу дозвољене вредности виших хармоника напона и струје које поменути уређаји могу унети у мрежу. Референтна импеданса мреже износи:

- за монофазна оптерећења прикључена на напојни напон 240 V, 50 Hz,

$$\underline{Z} = (0,4 + j 0,25)\Omega, \quad (2.2)$$

- за сва остала оптерећења прикључена на напон фреквенције 50 Hz, по фази,

$$\underline{Z} = (0,24 + j 0,15)\Omega. \quad (2.3)$$

За монофазне уређаје називног напона 240 V, као и за трофазне уређаје називног напона 415 V, примењују се граничне вредности хармоника струје I_h , и хармоника напона V_h приказане табелама 2-7 и 2-8.

У другом делу стандарда дате су максимално дозвољене вредности виших хармоника које у дистрибутивну мрежу уноси индустријска опрема напајана са средњег и високог напона, називне снаге веће од 4,8 kVA. Како је поменута опрема разноврсна, извршена је њена подела у три велике групе:

- Прву групу чине уређаји који се могу прикључити без посебне дозволе на дистрибутивну мрежу, а чија називна снага је мања од 0,3% снаге трофазног кратког споја у тачки прикључења.

а) При томе је називна снага уређаја мања од 75 kVA, за прикључење на секундарну мрежу, односно 500 kVA за примарну дистрибутивну мрежу (напон мреже од 415 V до 33 kV). При томе снага кратког споја мора бити најмање 5 MVA за секундарну мрежу (415/240 V), односно 50 MVA за примарну дистрибутивну мрежу (6,6; 11 и 24 kV).

Табела 2-7: Граничне вредности хармоника струје према Аустралијском стандарду AS 2279-1991

Ред хармоника (h)	Максимална струја хармоника [A]
3	2,4
5	1,19
7	0,80
9	0,42
11	0,35
13	0,22
15	0,16
15 <math> < h < 40 </math>	0,15 x I5/h
2	1,13
4	0,44
6	0,31
8 <math> < h < 40 </math>	0,23 x 8/h

б) При нивоу делатног моћног учешћа напона снага до 100 kVA при напону 240 V, односно 7,5 kVA при напону 415 V.

- Друга група потрошача обухвата уређаје који се могу држати на дистрибутивној мрежи ако поседују укупно хармоничко изобличење у тарни максимална наја већа од 75% вредности хармоничког напона приказаних у табели 2-8 према конструкцији.

Табела 2-8: Граничне вредности хармоничког напона у дистрибутивној мрежи према Аустралијском стандарду AS 2279-1991

Напон мреже у потрошачу прикључена (V)	Укупно хармоничко изобличење напона THD	Појединачно хармоничко изобличење (%)	
		Основна хармонија	Горњи хармонији
до 33	5	4	2
до 90	3	2	1
преко 110	1,5	1	0,5

Табела 2-8: Граничне вредности хармоника напона према Аустралијском стандарду AS 2279-1991

Ред хармоника (h)	V_h (%)
3	0,85
5	0,65
7	0,60
9	0,40
11	0,40
13	0,30
15 <math> < h < 39 </math>	0,25
2	0,30
4 <math> < h < 40 </math>	0,20

б) У случају прикључења више мањих претварача сума њихових снага не сме да пређе горње границе;

в) При монофазном прикључењу називна снага претварача није већа од 5 kVA при напону 240 V, односно 7,5 kVA при напону 415 V.

- Друга група потрошача обухвата уређаје који се могу прикључити на дистрибутивну мрежу ако постојеће укупно хармонијско изобличење у тачки прикључења није веће од 75% вредности хармоника напона приказаних у табели 2-9 пре прикључења.

Табела 2-9: Граничне вредности хармоника напона у дистрибутивним мрежама према Аустралијском стандарду AS 2279-1991

Напон мреже у тачки прикључења (kV)	Укупно хармонијско изобличење напона V_t (%)	Појединачно хармонијско изобличење (%) V_h (%)	
		Непарни хармоници	Парни хармоници
до 33	5	4	2
до 66	3	2	1
преко 110	1,5	1	0,5

- У трећу групу спадају уређаји великих снага и за њих су потребна посебна мерења и студије. Прикључење се дозвољава ако изобличења не премаше вредности дате у табели 2-9.

Проблемом виших хармоника се бави више радних група Међународне електротехничке комисије (IEC). Први стандард се појавио 1982. године, (IEC 555) који се састоји из три дела: IEC 555-1 *Дефиниције*, IEC 555-2 *Хармоници*, IEC 555-3 *Флукуације напона*. Овај стандард је преведен и примењује се у Југославији од 1989-године, (JUS N.A6.101, JUS N.A6.102, JUS N.A6.103).

Даљи рад IEC комитета TC 77 резултовао је низом стандарда којима се ограничавају струје и напони виших хармоника на вредности за које се сматра да електрична мрежа може да их толерише. Ту се посебно издвајају стандарди из групе IEC 61000 [2.3], у којима је обрађена проблематика виших хармоника (основне дефиниције, мерења, прорачуни и дозвољене граничне вредности).

У стандарду IEC 61000-3-6 [2.3], дефинишу се основни захтеви које треба да испуне нелинеарни потрошачи да би се прикључили на дистрибутивну мрежу. Граничне вредности виших хармоника су тако одређене да се одржи задовољавајући квалитет напона и то како у тачки прикључења нелинеарног потрошача на дистрибутивну мрежу тако и према осталим потрошачима. Овим стандардом се дефинишу граничне вредности виших хармоника на два нивоа:

- на нивоу електромагнетске компатибилности,
- на нивоу планирања.

Граничне вредности виших хармоника напона у средњенапонској и нисконапонској мрежи на нивоу електромагнетне компатибилности су приказане у табели 2-10.

Табела 2-10: Граничне вредности хармоника напона на нивоу електромагнетне компатибилности према стандарду ИЕС 61000-3-6

Непарни хармоници који нису умножак броја 3		Непарни хармоници који јесу умножак броја 3		Парни хармоници	
h	V_h (%)	h	V_h (%)	h	V_h (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2+1,3(25/h)$				
$V_t = 8\%$					

На нивоу планирања граничне вредности виших хармоника се примењују (за потребе прогнозе виших хармоника у дистрибутивној мрежи) и специфицирају се од стране дистрибутивних компанија и морају бити мање од граничних вредности приказаних у табели 2-10. Граничне вредности виших хармоника на нивоу планирања су приказане у табели 2-11.

У стандарду се дефинишу:

- основне методе за процену убризгавања виших хармоника у дистрибутивну мрежу,
- методе за одређивање референтне импедансе дистрибутивне мреже за више хармонике,
- методе за одређивање процене убризгавања струја и напона виших хармоника који потичу од нелинеарних потрошача на ниском (NN – до 1 kV), средњем (SN – од 1 kV до 35 kV) и високом (VN од 35 kV до 230 kV) и врло високом (VVN изнад 230 kV) напону.

Табела 2-11: Граничне вредности хармоника напона на нивоу планирања према стандарду IEC 61000-3-6

Непарни хармоници који нису умножак броја 3			Непарни хармоници који јесу умножак броја 3			Парни хармоници		
h	$V_h(\%)$		h	$V_h(\%)$		h	$V_h(\%)$	
	SN	VVN-VN		SN	VVN-VN		SN	VVN-VN
5	5	2	3	4	2	2	1,6	1,5
7	4	2	9	1,2	1	4	1,0	1,0
11	3	1,5	15	0,3	0,3	6	0,5	0,5
13	2,5	1,5	21	0,2	0,2	8	0,4	0,4
17	1,6	1	>21	0,2	0,2	10	0,4	0,4
19	1,2	1				12	0,2	0,2
23	1,2	0,7				>12	0,2	0,2
25	1,2	0,7						
>25	0,2+0,5(25/h)							
SN: $V_i = 6,5\%$			VN: $V_i = 3\%$					

На основу ове процедуре може се проценити да ли ће амплитуде унетих виших хармоника у дистрибутивну мрежу задовољити планирани ниво, односно ниво електромагнетне компатибилности. Уколико потрошачи задовоље наведене граничне вредности садржаја виших хармоника дозвољава се прикључење, а у противном се прикључење условљава одговарајућим методом за елиминацију виших хармоника. Такође, овим стандардом се дефинише да за појаву виших хармоника у хаваријским радним режимима одговорност сноси испоручилац електричне енергије а не потрошач.

За прикључење малих потрошача који не уносе значајна хармонијска изобличења струје и напона не мора се тражити посебна дозвола. Прикључења ових потрошача на ниском напону су регулисана стандардима IEC 61000-3-2 и IEC 61000-3-4 [2.6].

У Сједињеним Америчким Државама први стандард је публикован 1981. год. (IEEE Std.519). Касније је извршена ревизија овог стандарда и објављен је стандард (IEEE Std.519-1992.god.) [2.4].

Потрошачи који се прикључују на дистрибутивну напојну мрежу се подвргавају следећим проверама:

— проверка интензитета хармоника струје и напона у тачки прикључења и поређење са граничним вредностима;

— проверка могућности појаве резонансе и пренапрегнутости кондензатора за поправку фактора снаге;

— проверка утицаја на друге системе (телефонске мреже).

Увођење граничних вредности виших хармоника је неопходно из разлога обезбеђења квалитета електричне енергије и одржавања тоталног хармонијског изобличења напона у прописаним границама.

У зависности од величине струје нелинеарног потрошача и тачке прикључења на напојну мрежу одређене су дозвољене вредности хармоника напона и приказане у Табели 2-12. У Табелама 2-13, 2-14, 2-15, 2-16 дате су граничне вредности хармоника напона у зависности од места прикључења и величине потрошача.

Табела 2-12: Граничне вредности хармоника напона према IEEE Std. No. 519-1992

$SCR=I_{sc}/I_L$	$THD(\%)$	Напомена
10	2,5-3,0	приватни систем
20	2,0-2,5	1-2 претварача велике
50	1,0-1,5	неколико великих
100	0,5-1,0	5-20 потрошача средње
1000	0,5-0,10	много малих потрошача

Табела 2-13: Граничне вредности хармоника напона за системе

120 V-69 kV IEEE Std. No. 519-1992

$SCR=I_{sc}/I_L$	<11	11 < h < 17	17 < h < 23	23 < h < 35	35 < h	$THD(\%)$
<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

Табела 2-14: Граничне вредности хармоника напона за системе 69 kV -161 kV IEEE Std. No. 519-1992

$SCR=I_{sc}/I_L$	< 11	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h$	THD(%)
<20*	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100-1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0

Табела 2-15: Граничне вредности хармоника напона за системе >161 kV IEEE Std. No. 519-1992

$SCR=I_{sc}/I_L$	< 11	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h$	THD(%)
<50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
>50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

*Сви генератори су ограничени на ове вредности, без обзира на стварну вредност $SCR=I_{sc}/I_L$, где је I_{sc} максимална струја кратког споја у тачки прикључења а I_L максимална струја потрошача

Табела 2-16: Граничне вредности хармоника напона према IEEE Std. No. 519-1992

Напон мреже	V_h (%) максимална појединачна хармонијска компонента	V_i (%) максимално хармонијско изобличење
< 69 kV	3,0	5,0
од 69 kV до 161 kV	1-5	2,5
> 161 kV	1,0	1,5

На националном нивоу у Србији и Црној Гори се разматра појава виших хармоника у

електроенергетском систему, али су до сада усвојени само стандарди JUS N.A6.101, JUS N.A6.102 i JUS N.A6.103, који се односе на прикључење апарата за домаћинство.

Поменути национални стандарди или препоруке електропривредних организација представљају решења која одговарају појединим земљама и која су диктирана конфигурацијом мреже, распоредом највећих потрошача и сличним факторима. Због тога постоји разноликост решења, односно интереса па је тешко наћи основу за међународни стандард, а у неким земљама чак и за национални.

Из прегледа националних стандарда и препорука се види да већина њих одређује граничне вредности укупног хармонијског изобличења *THD*, које се разликују на појединим напонским нивоима. У већини земаља се овај фактор усваја да буде за ниски напон *THD* <5%, за средњи напон *THD* је између 3 и 5%, а за високи 1-1,5%. У неким стандардима се ограничава снага потрошача који се може прикључити на мрежу. То је погодно, јер се брзим и једноставним прорачуном може утврдити да ли тај потрошач представља извор хармоника и у којој мери доприноси загађењу напојне мреже вишим хармоницима.

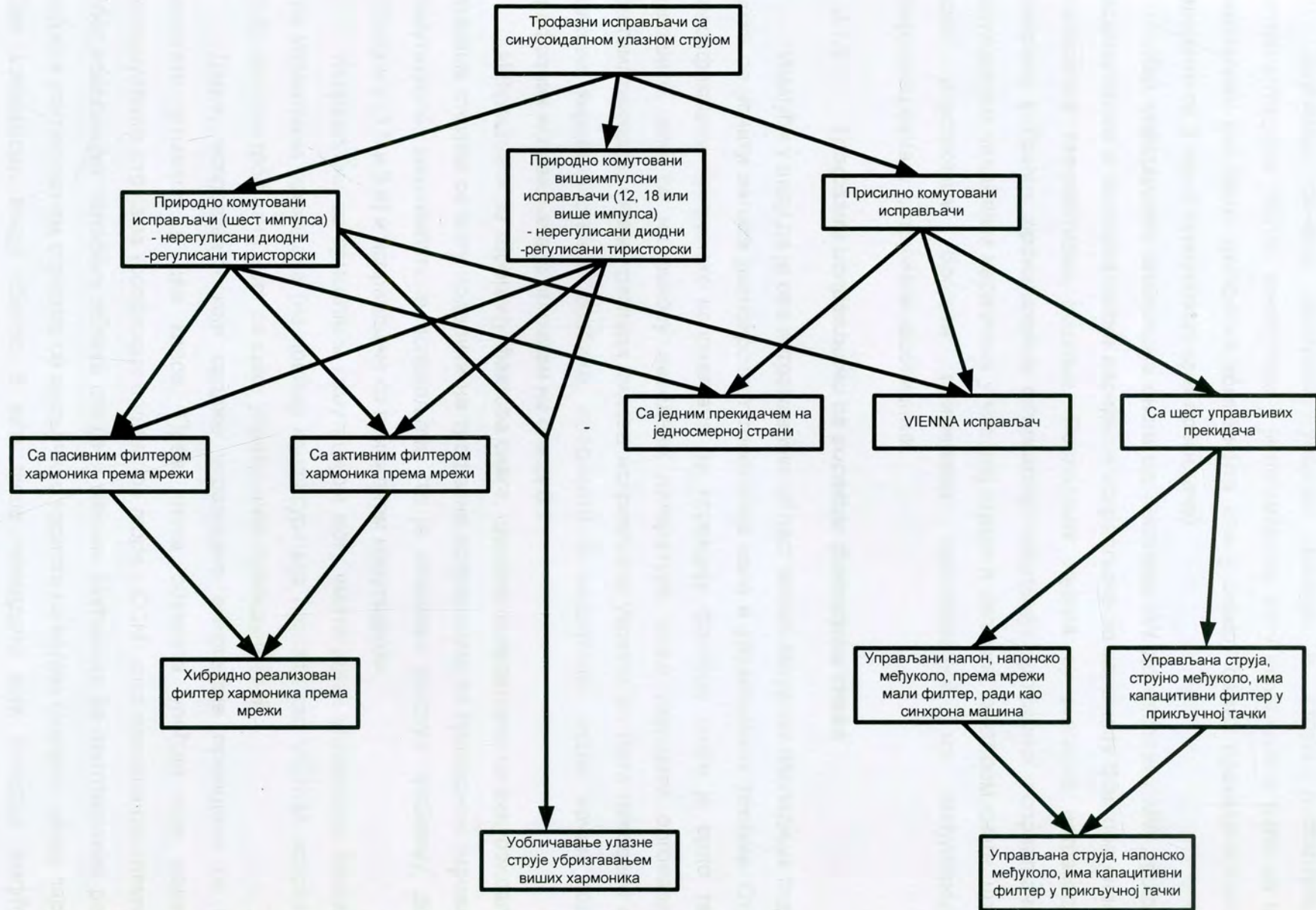
3 МЕРЕ ЗА КОНТРОЛУ ВИШИХ ХАРМОНИКА У ЕЛЕКТРИЧНИМ МРЕЖАМА

3.1 Преглед типичних решења

У већини уређаја енергетске електронике управо су исправљачи ти који се налазе према напојној наизменичној мрежи, па су сходно томе и узрок генерисања нежељених виших хармоника струја и напона мреже. С обзиром да су у производњи класичних дискретних исправљачких компоненти (диода и тиристора) достигнуте значајне вредности снага, па су и комплетни исправљачки уређаји већ снага реда MW, због чега је њихов утицај на мрежу значајан. Данас су у индустрији доминантна решења исправљача на бази диода и тиристора, посебно код великих снага. Развој енергетске електронике (производња брзих пуноуправљивих прекидача) допринео је реализацији нове класе AC/DC конвертора под називом *исправљачи за поправку фактора снаге (rectifiers for power factor correction)*.

У литератури [3.1, 3.2] је присутно неколико приступа у класификацији исправљача за поправку фактора снаге. Најопштији приступ је њихова подела на монофазне и полифазне (најчешће трофазне, али у области највећих снага се срећу шестофазни и дванаестофазни) уређаје. Монофазна решења углавном су намењена за примене у области малих снага. Због бројности уређаја који раде напајани из монофазне мреже (рачунари, извори светлости, клима уређаји, кућни апарати, разни пуњачи, итд.) веома је значајно да монофазни уређаји имају појединачно што већи фактор снаге (*PF*). С друге стране, трофазни уређаји су превасходно намењени за примене у области средњих и великих снага (енергетски исправљачи), па иако је њихова бројност у односу на прву класу вишеструко мања, због значајног појединачног утицаја неопходно је да и они имају што већи фактор снаге.

Даље, исправљачи за поправку фактора снаге се могу поделити на: струјне и напонске према топологији наизменичне и једносмерне стране; реверзибилне и неревверзибилне према способности рекуперације енергије и напонски и струјно регулисане према начину регулације наизменичне величине на мрежном крају. Због различитости топологија веома је тешко извршити строгу класификацију, али је уочљива чињеница да су сви исправљачи за корекцију фактора снаге објединили две функције: класичну - исправљачку и функцију DC/DC претварача.



Слика 3.1 Подела трофазних исправљача са високим фактором снаге

Другачије речено, контрола улазних напона и струја постигнута је имплементацијом DC/DC конвертора у једносмерном колу исправљача било да је он реализован као једна дискретна компонента или у оквиру самих прекидача (мостне варијанте са 3 или 6 пуноуправљивих прекидача).

Код стандардних апликација снага од неколико kW до неколико MW трофазне нисконапонске и високонапонске варијанте исправљача за корекцију фактора снаге су доминантна перспективна решења. Последњих година су значајна истраживања усмерена у правцу проналажења оптималне топологије трофазног исправљача са редукованим садржајем хармоника у улазној струји и великим фактором снаге, што се може илустровати бројним примерима публикованим на међународним конференцијама и у стручним часописима .

3.1.1 Трофазни исправљачи са високим фактором снаге

Имајући у виду да је ова истраживачка област веома актуелна последњих година, може се уочити велика разноврсност топологија кола и управљачких техника. Строгу класификацију трофазних исправљача за корекцију фактора снаге је врло тешко извршити, али се на основу наведене литературе може извршити одговарајућа систематизација. Осим прегледа типова исправљача укратко ће бити наведене неке њихове карактеристичне особине, предности и недостаци. Један начин поделе трофазних исправљача је приказан на слици 3.1.

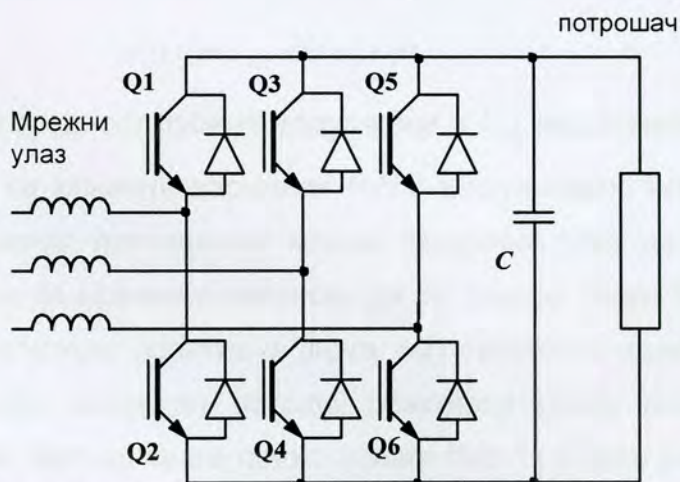
Исправљачи за корекцију фактора снаге, односно исправљачи са синусоидалном улазном струјом се могу поделити на трофазне исправљаче са природном (мрежном) комутацијом, вишеимпулсне исправљаче (то је класичан приступ проблему, добро обрађен у [3.3 и 3.4] и исправљаче са присилном комутацијом.

Исправљачи са присилном комутацијом могу имати један управљани прекидач, три управљана прекидача (на пример конфигурација позната као VIENNA исправљач [3.5]) или пун трофазни мост са шест управљаних прекидача [3.6].

Даље, исправљачи који садрже управљане енергетске прекидаче се могу сврстати углавном у две класе. Прва класа обухвата уређаје који раде са континуалним струјама (*continuous conduction mode* - CCM) кроз прекидачке елементе. Због повољнијих таласних облика струје и мањим захтевима за филтрирање, режим рада са континуалним струјама се искључиво користи на већим снагама, изнад пар kW. Ови конвертори имају обично 6 или више прекидача који поседују могућност

бидирекционог протока снаге (*bidirectional power flow*). Код енергетских претварача намењених за електромоторне погоне углавном се захтева могућност рекуперативног рада, па је стога ова класа исправљача од посебног интереса за ту групу апликација. Друга класа уређаја има мање прекидачких компоненти, најчешће само један активни прекидач и ради у режиму дисконтинуалних струја (*discontinuous conduction mode - DCM*) и користи се на мањим снагама (испод пар kW) где се могу олерисати релативно габаритнији филтери. Оваква решења су посебно интересантна када се жели извести реконструкција постојећих диодних исправљача уз минимална улагања.

Најчешће примењивани тип исправљача је трофазни boost исправљач чија је принципијелна шема приказана на слици 3.2. Овај тип конвертора је познат и као напоном напајан инвертор (уобичајени проток енергије је од једносмерног ка наизменичном колу). Типично ограничење је да излазни једносмерни напон мора бити најмање једнак амплитуди линијског напона мреже да би постојала регулација излазног напона и улазне синусоидалне струје.



Слика 3.2. 3-фазни boost исправљач

Као што је приказано на горњој слици, прекидачки елементи су са могућношћу бидирекционог протока струје, односно снаге, што је постигнуто прекидачима са инкорпорираном замајном диодом. Таласни облик улазних струја је веома близак синусоидалним, а улазне електромагнетне сметње су веома мале. С обзиром на мале прекидачке губитке и на веома добре управљачко-регулационе перформансе ово решење је могуће користити у области средњих снага (пар десетина kW). Један од значајних недостатака је немогућност једноставне заштите од кратког споја на

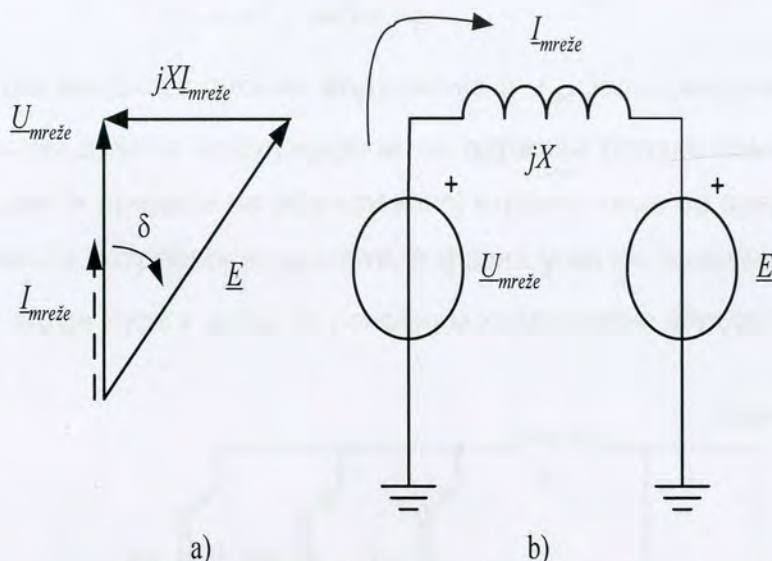
једносмерној страни [3.7]. У [3.8] приказано је неколико побољшања основне конфигурације boost исправљача. То су пре свега унапређења која примењују различите резонантне технике у циљу смањења прекидачких губитака на транзисторима (пре свега губитака при укључењу који су доминантни). Тако су настали конвертори са прекидањем у DC колу од којих су оптимални са резонантним једносмерним колом (*Resonant DC link - RDCL*). Због малих прекидачких губитака значајне су и технике које користе постепено прекидање при нултом напону (*ZVT-Zero Voltage Transition*) или при нултој струји (*ZCT-Zero Current Transition*) којима се за ред величине смањују укупни прекидачки губици у претварачу у односу на класичне PWM технике. Недостатак поменутих метода је повећање напонских напрезања основних прекидача, али и веома сложена техника управљања.

Начин управљања оваквим трофазним исправљачем у основи личи на начин управљања побудом синхроне машине. Наиме, основни хармоник фазног напона на прикључним терминалима трофазног прекидачког моста се може приказати изразом (3.1)

$$u(t) = mU_{dc} \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.1)$$

где је m максимална вредност дубине модулације а U_{dc} једносмерни напон на међуколу исправљача. Тада се основни хармоник PWM модулисаног напона (који постоји на терминалима трофазног прекидачког моста) генерише тако да је основни хармоник улазне струје у фази са мрежним напонам (да би фактор снаге био 1). Помоћу дубине модулације m се регулише реактивна снага коју генерише трофазни претварач [3.9] према мрежи и која мора да покрије реактивну снагу генерисану у мрежним пригушницама да би фактор снаге према мрежи био 1. Преко регулације угла између мрежног и основног хармоника PWM модулисаног напона (фазорски дијаграм, слика 3.3а, угао δ) регулише се снага која се узима из напојне мреже, односно регулациони круг одржава баланс између снаге узете на наизменичној страни и предате на једносмерној страни, чиме се вредност једносмерног напона U_{dc} на излазу исправљача, према потрошачу, одржава на задатој вредности (слика 3.3б и израз (3.2)). Снага која се размеђује између напојне мреже и овог исправљача је одређена изразом (3.2) који се на елементаран начин добија из приказаног фазорског дијаграма,

$$P_{fazno} = \frac{U_{mreže} E}{X} \sin(\delta). \quad (3.2)$$



Слика 3.3 Фазорски дијаграм (а) и еквивалентна шема по фази (б), ради објашњења принципа преноса снаге.

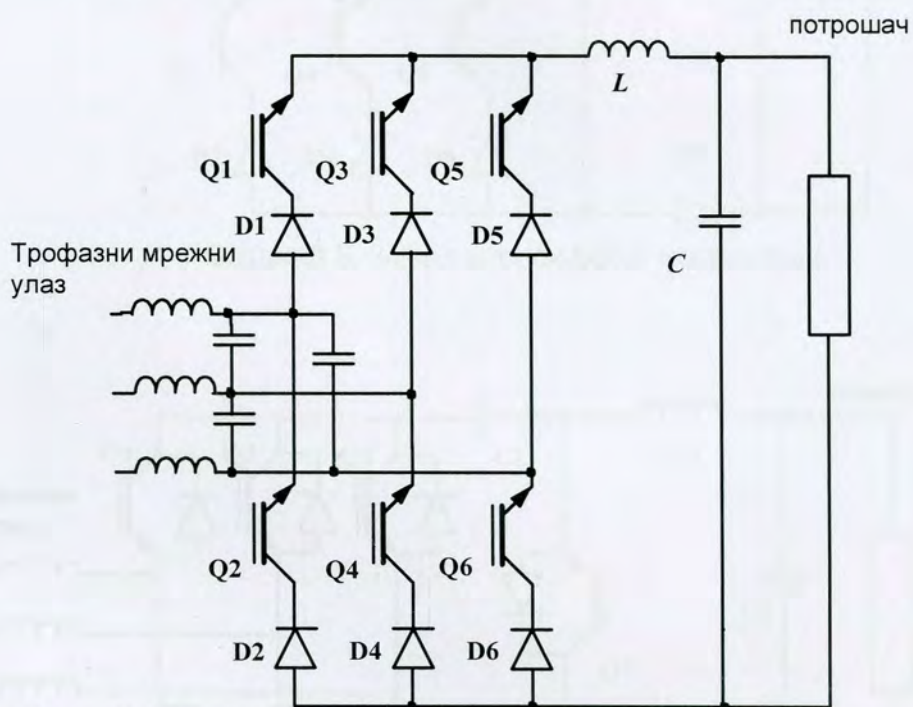
Други типови исправљача су приказани на сликама 3.4, 3.5 и 3.6. Као и за решење са слике 3.2 уочљиво је да су све приказане топологије настале комбинацијом познатих структура DC/DC конвертора и 6 пуноуправљивих прекидача. Трофазни *busk* исправљач приказан на слици 3.4 је по структури идентичан струјном инвертору, осим што у примени за AC/DC конверзију ради као исправљач. Овај конвертор може радити као инвертор ако му се промени поларитет излазног DC напона. За управљање се користи адекватно генерисан модулациони сигнал [3.20]. Недостатак ове топологије је повећање губитака у стању вођења због редне везе полупроводничких елемената (диода и прекидач). Осим тога струја кроз поједини транзистор је већа него кроз одговарајући транзистор у конфигурацији са слике 3.2, па то додатно повећава губитке. Могућност једноставне заштите од кратког споја, нижи излазни једносмерни напон (него код *boost* топологије), као и могућности примене техника постепеног прекидања су неке од компаративних предности овог исправљача.

Начин управљања оваквим струјним трофазним исправљачем у основи се базира на томе да је основни хармоник струје у фази са улазним мрежним напоном.

Наиме, основни хармоник струје која улази у трофазни прекидачки мост се може приказати изразом (3.3)

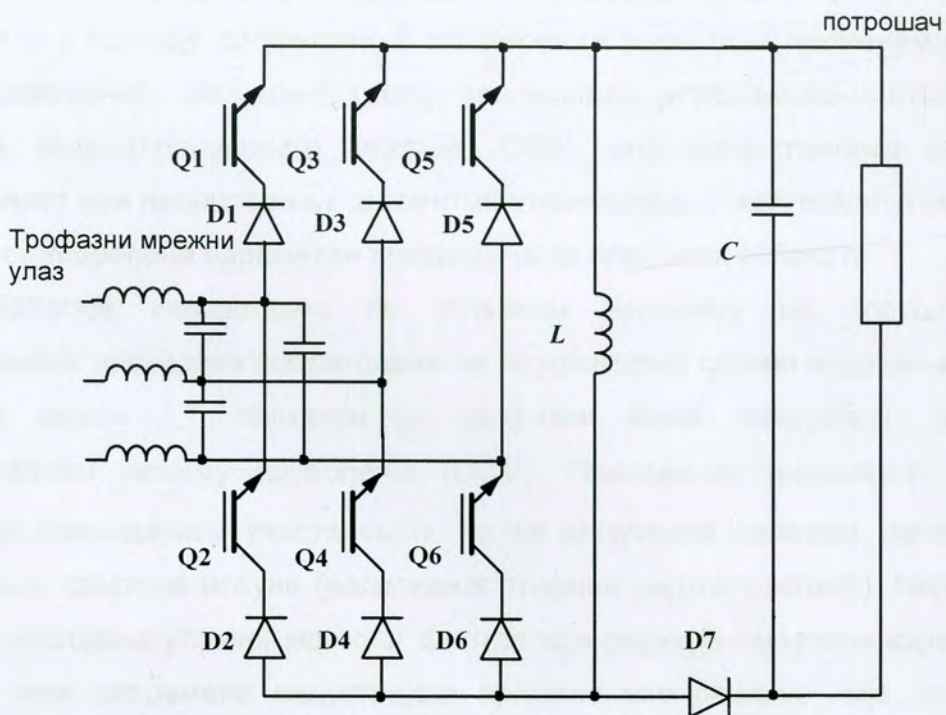
$$i(t) = mI_{dc} \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.3)$$

где је m максимална вредност дубине модулације а I_{dc} једносмерна струја у међуколу исправљача. Помоћу дубине модулације m се одржава баланс између узете снаге на наизменичној страни и предате на једносмерној страни, чиме се вредност једносмерне струје I_{dc} одржава на потребној вредности, а фазни угао се подешава тако да основни хармоник улазне струје буде у фази са основним хармоником напојног мрежног напона.

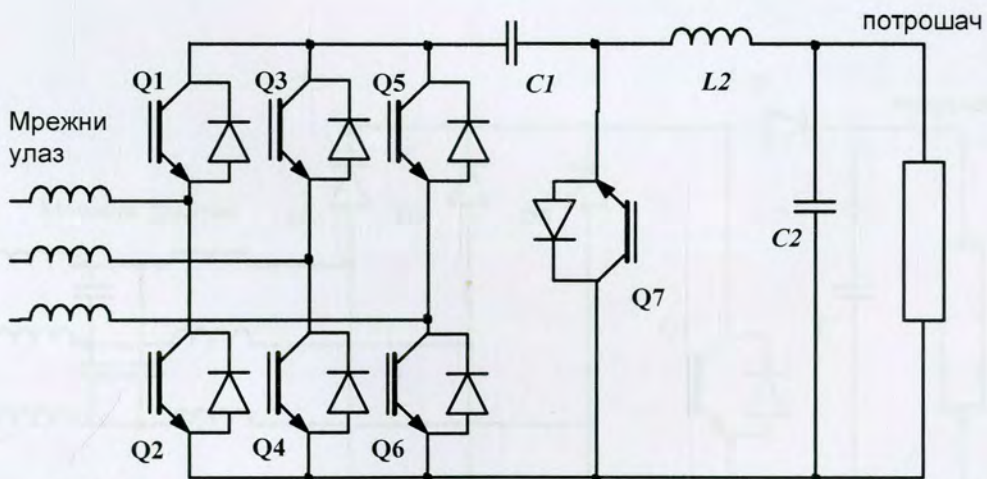


Слика 3.4. 3-фазни биск исправљач

Други типови DC/DC претварача такође су примењени за конструкцију исправљача за PFC у комбинацији са прекидачком мрежом. На сликама 3.5 и 3.6 приказане су неке од најчешће коришћених топологија (основна конфигурација) при чему треба имати у виду чињеницу да се у складу са захтевима модуларне технике могу извршити потребне модификације енергетског кола.



Слика 3.5. 3-фазни buck-boost исправљач

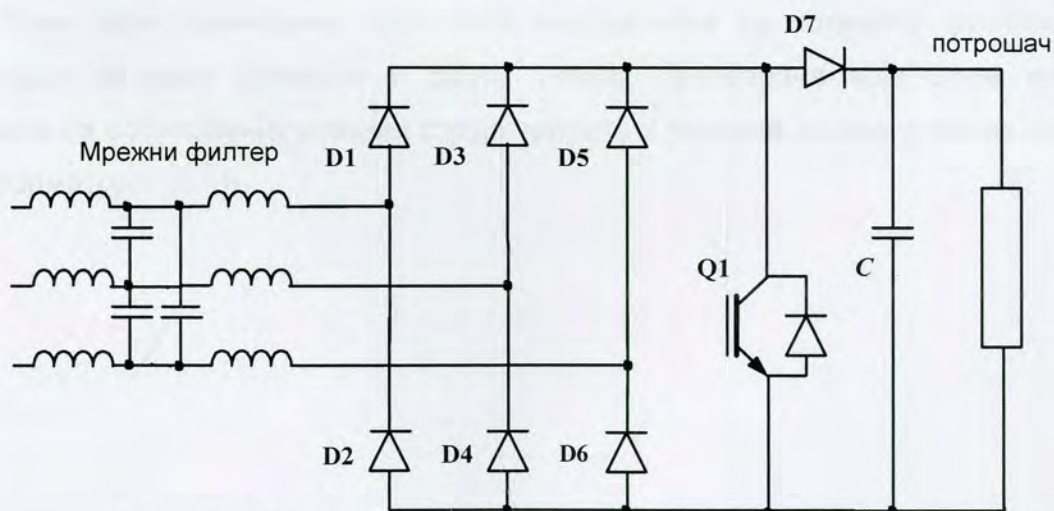


Слика 3.6. 3-фазни исправљач на бази Ћуковог DC/DC претварача

Осим поређења исправљача са аспекта квалитета улазних струја и излазних напона (струја), при практичним применама исправљача за PFC мора се узети у обзир и њихова функционална поузданост која је пре свега зависна од поузданости прекидачких елемената (функција напонских и струјних напрезања) и припадајућих управљачких кола. Реализација управљачко-заштитног кола може понекад бити

доминантно ограничавајући фактор како у погледу могућности реализације (брзина рада), тако и у погледу сигурности и стабилности рада (при променама параметара објекта управљања). Данашњи тренд реализације управљачко-заштитних кола је коришћење кола (процесорске картице, DSP), што пројектантима даје изузетну флексибилност при пројектовању алгорита управљања. У већ поменутом чланку [3.8] прегледно су упоређени параметри претварача са свих ових аспеката.

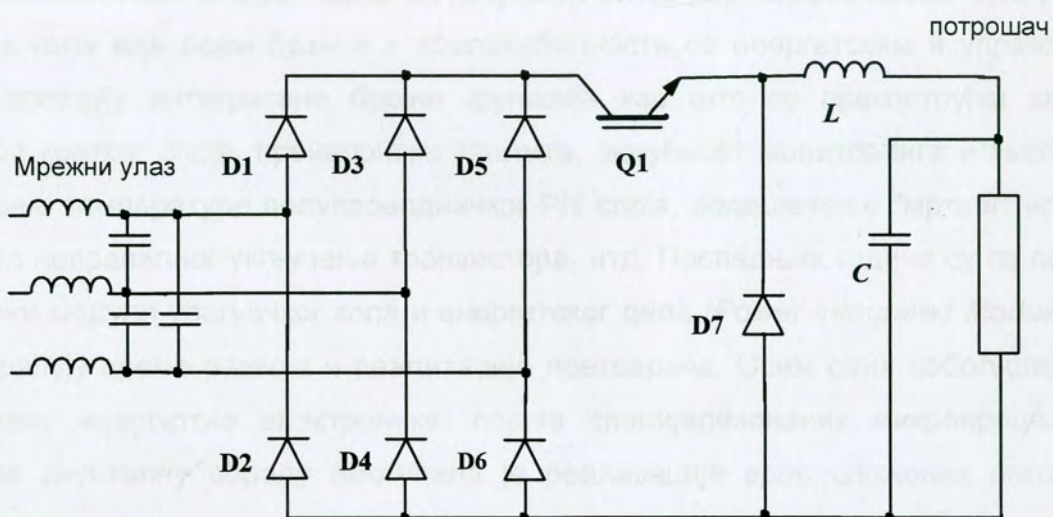
Друге топологије исправљача се углавном заснивају на коришћењу једног пуноуправљивог прекидача постављаног на једносмерној страни исправљачког диодног моста. На слици 3.7 приказан је трофазни boost исправљач који ради у дисконтинуалном режиму провођења (DCM). Прекидачки транзистор Q_1 ради са константном прекидачком учестаношћу, па се регулација излазног напона остварује подешавањем фактора испуне (релативног трајања радног циклуса). Недостатак овог решења је постојање улазног мрежног филтра који редукује импулсни карактер улазних струја. За неке савремене индустријске примене ово решење није погодно јер не омогућава рекуперативни режим рада што је карактеристика свих решења која су базирана на примени диодног моста и једног активног прекидача.



Слика 3.7. 3-фазни DCM boost исправљач са једним прекидачем

Примена техника постепеног прекидања захтева коришћење додатних резонантних елемената (индуктивности и кондензатора) којима се у тренутку комутације напон или струја обарају на нулу. Пошто је снага прекидачких губитака производ напона

и струје, јасно је да ако нека од ових величина буде једнака нули, то су и губици једнаки нули. Од ове основне идеје настала су разна кола. Једно решење је приказано на слици 3.8. На слици 3.8 транзистор Q_1 ради у режиму ZCT са напонским напрезањем једнаким амплитуди линијског напона и струјним пиком двоструко већим од излазне једносмерне струје.



Слика 3.8. 3-фазни ZCT квази-резонантни buck исправљач са једним прекидачем

Осим горе приказаних топологија исправљача за поправку фактора снаге у литератури су могу сусрести и други типови претварача који осим енергетских прекидача за обликовање улазних струја користе и погодне спреге улазних енергетских трансформатора ([3.1]).

3.1.2 Регулација трофазних исправљача са високим фактором снаге

Остварена побољшања у области енергетског дела конвертора постигнута пре свега применом нових прекидачких компоненти (снажних MOSFET и IGBT транзистора) омогућила су примену нових алгоритама регулације излазног једносмерног напона и улазних наизменичних струја. Наравно, потребан услов је употреба нових интегрисаних упаљачких кола која осим брзине и компатибилности са енергетским и управљачким нивоима поседују интегрисане бројне функције као што су прекострујна заштита, заштита од кратког споја, пренапонска заштита, могућност мониторинга и заштите од прекорачења температуре полупроводничког PN споја, подешавање "мртвог" времена, заштита од неправилног укључења транзистора, итд. Последњих година су се појавили интегрисани модули упаљачког кола и енергетског дела (*Power Integrated Modules*) који знатно скраћују време развоја и реализације претварача. Осим ових побољшања која су у домену енергетске електронике, појава специјализованих микропроцесорских картица за дигиталну обраду омогућила је реализација врло сложених алгоритама регулације.

Овде ће због уске специјализације теме бити дат искључиво преглед аутору доступних алгоритама управљања код трофазних пуноуправљивих мостних boost исправљача за PFC топологије кола или са модификацијама у вези побољшања услова прекидања. Најраније реализације боост исправљача за PFC примењивале су унутрашњу регулациону контуру са хистерезисном регулацијом по струји мреже и спољашњу регулациону контуру по излазном напону са конвенционалним аналогним P односно PI регулатором (видети литературу [3.10] -[3.12]). Подешавањем параметара P (PI) регулатора на описани начин показало је њихову зависност не само од параметара кола претварача, него и од параметара потрошача, односно од радне тачке претварача.

Један од озбиљних недостатака хистерезисне регулације по струји мреже је да је хармонијски спектар улазних струја континуалан што отежава пројектовање улазног филтра. Такође, промена параметара кола утиче на промену прекидачке учестаности. Једно од решења ([3.13]) је да се уводи коло задршке првог реда (*Sample&Hold*) које даје готово фиксну прекидачку учестаност са добрим динамичким перформансама хистерезисне регулације. Једна од метода хистерезисне регулације је приказана у раду

[3.14] где је естимацијом улазних струја избегнута употреба струјних сензора, али је метод осетљив на промене параметара и захтева сложу рачуницу.

Регулација boost исправљача који раде са фиксном прекидачком учестаношћу дефинисаном фреквенцијом носећег таласа дозвољава још разноврсније и ефикасније технике нелинеарне регулације. Реализација струјне и напонске петље може бити аналогна, дигитална или хибридна. Данас су доминантне дигиталне примене управљачких алгоритама које дозвољавају широку флексибилност у примени закона управљања.

Полазећи од математичког модела PWM исправљача датог у референци [3.15] написаног у фазним координатама може се закључити да је фактор испуне косинусна функција времена што је потешкоћа при практичној примени, па се стога прибегава трансформацији координата - претварању модела претварача из трофазног у двофазни систем. Постигнута временска инваријантност фактора испуне омогућава једноставну имплементацију регулационе контуре по струји. Напонска регулациона контура ће у зависности од врсте трансформације (обртне или у стационарном двофазном систему) захтевати пројектовање стационарног или синхроног напонског регулатора. Најновија истраживања крећу се у правцу примене управљања коришћењем система променљиве структуре ([3.16]), адаптивног управљања ([3.17]), примена клизних режима ([3.18]) и других савремених техника нелинеарног управљања.

Осим побољшања самих техника регулације, значајна су и разматрања која доприносе смањењу броја потребних сензора. Поменуте методе естимације улазних струја су један од све више истраживаних приступа, мада се примењују и реализације које задржавају струјне сензоре, а напонски сензори који се користе за синхронизацију улазних струја се избегавају естимацијом улазних напона и снага ([3.19]) Користан преглед у вези овог аспекта кола за PFC може се наћи у раду [3.8] где су на бази поређења више решења, не само boost исправљача, истакнуте перформансе појединих алгоритама, али и смернице даљих истраживања.

3.2 Резиме

Приказани преглед не претендује на то да буде потпун, него му је сврха да да одређен преглед ситуације у области трофазних исправљача са високим фактором снаге.

Може се рећи да су главни недостаци трофазних исправљача са високим фактором снаге следећи:

- сложеност управљања енергетским прекидачима,
- релативно већа цена (у односу на диодне и тиристорске)
- компликоване заштите од разних нерегуларних радних стања
- осетљивост на транзијентне појаве у напојној мрежи.

Зато се као погодна алтернатива појављују технике убризгавања струје, било у трофазној шестоимпулсној топологији, било у дванаестоимпулсној. Главне предности техника убризгавања струје су робусност и једноставност, мала осетљивост на транзијенте из напојне мреже, доста велике (у односу на ИГБТ транзисторе) могућности краткотрајних преоптерећења.

Веома важна предност исправљача са високим фактором снаге који користе технику убризгавања струје, је повећан степен искоришћења у односу на прекидачке исправљаче са ИГБТ транзисторима. Наиме, типично искоришћење исправљача са високим фактором снаге се креће око 0,96 и више, ако је правилно решен проблем рекулације снаге узете из мреже за убризгавање струје, док се код прекидачких трофазних исправљача са високим фактором снаге и ИГБТ транзисторима искоришћење креће у опсегу 0,85 до 0,9 типично.

Ова разлика се лако може објаснити тиме да су код трофазних исправљача који користе технику убризгавања струје губици снаге у полупроводницима мањи јер не постоје комутациони губици (због форсираног прекидања главне улазне струје и њеног сељења из једног брзог прекидача у други). Такође, типичан пад напона на енергетској директно поларисаној диоди је мањи од типичног пада напона на енергетском ИГБТ транзистору у стању вођења. Према [3.20] пад напона на директно поларисаној диоди називне струје 320 А (SKN320) износи 1,35 V при 25 °C, односно за диоду називне струје 240 А (SKN240) износи 1,45 V при 25 °C, док је са ИГБТ транзисторима снаге ситуација другачија: при називној струји, називном напону од 1200 V и 25 °C ултрабрзи ИГБТ у стању вођења има напон 3,3 V, стандардни ИГБТ 2,7 V, ИГБТ са малим губицима 2,1 V и «тренч» ИГБТ 1,7 V, типично, а све те вредности су значајно веће од одговарајућих падова напона на директно поларисаним диодама.

4 ТЕХНИКА УБРИЗГАВАЊА ТРЕЋЕГ ХАРМОНИКА СТРУЈЕ

4.1. Уводна разматрања

Напредак у развоју и примени полупроводничких прекидачких елемената довео је до промене структуре потрошача електричне енергије, пре свега до знатног пораста броја и снаге потрошача са нелинеарном везом између струје и напона, што је истакнуто у уводном поглављу дисертације.

Нелинеарни потрошачи у својој улазној струји садрже спектралне компоненте на умношцима мрежне фреквенције, што доводи до хармонијског загађења мреже које се карактерише изобличеним напонима, повећаним губицима у трансформаторима и преносној мрежи, значајним струјама трећег хармоника по неутралним проводницима и међусобним утицајем једних потрошача на друге путем изобличеног мрежног напона. Како би се параметри електроенергетског система задржали у оквиру спецификација у условима где значајан део снаге користе нелинеарни потрошачи, уведен је низ стандарда који лимитирају садржај виших хармоника у струји потрошача. Ти стандарди су представљени у 2. поглављу.

Како би задовољили захтеве стандарда, произвођачи електричних уређаја, пре свега исправљача, срећу се са проблемом уклањања хармоника улазне струје. Како је проблем административно наметнут (нелинеарном потрошачу уопште не смета то што он узрокује повећане губитке у преносној мрежи), произвођачи најчешће теже да задовоље минимум захтева које стандард намеће применом најјефтинијег могућег решења. Преглед данас уобичајених решења је кратко приказан у 3. поглављу при чему се није разматрала проблематика данас популарних активних и хибридних енергетских филтера виших хармоника у мрежи [4.1, 4.2].

Ова тежња је довела до пораста истраживачког интереса у области исправљача са високим фактором снаге, са основним циљем да се пронађу јефтина, ефикасна и поуздана решења за смањење хармоника улазне струје. У овом поглављу се приказује и анализира један метод за смањење изобличења улазне струје код трофазних исправљача који је посебно погодан за потрошаче већих снага.

Алтернатива корекцији хармонијског изобличења и фактора снаге на нивоу уређаја је корекција на нивоу система, применом активних филтера [4.3].

Генерално, трофазни исправљачи код којих је смањен садржај виших хармоника улазне струје могу се поделити на:

1. импулсно-ширински модулисани исправљаче са високом фреквенцијом прекидања;
 2. вишеимпулсне исправљаче;
 3. исправљаче базиране на убризгавању струје,
- и сви они су делимично анализирани у 3. поглављу.

Пасивно филтрирање, које је историјски гледано први метод за елиминацију хармоника, у овом прегледу није ни поменуто због својих суштинских недостатака: високе цене и осетљивости на варијације параметара кола [4.4]. Импулсно-ширински модулисани исправљачи са високом прекидачком фреквенцијом [3.8] пружају широке могућности, попут бидирекционог тока енергије и готово идеално синусоидалних облика струје, али имају и својих недостатака, пре свега захтев за високом фреквенцијом прекидања, који је неповољан у области већих снага, високу сложеност и цену, релативно малу поузданост и робустност, генерисање електромагнетних кондукционих и радијационих сметњи на високим фреквенцијама и захтев за пасивним филтрирањем спектралних компонената улазне струје на високим фреквенцијама, у околини целобројних умножака фреквенције прекидања. Ови недостаци их чине непогодним за примену у исправљачима великих снага.

Вишеимпулсни исправљачи [3.3,3.4] и исправљачи засновани на убризгавању струје имају исту циљну групу потрошача, потрошаче велике снаге. Вишеимпулсни исправљачи захтевају обраду великог дела снаге трансформаторима или специјалне магнетне компоненте, аутотрансформаторе и међуфазне реакторе [4.5]. Спектар ових исправљача је богат хармонцима на вишим фреквенцијама због наглих скокова улазне струје у тренуцима промене стања провођења, а уз то су осетљиви на изобличења и несиметрију улазних напона [3.3].

Алтернатива вишеимпулсним исправљачима су исправљачи засновани на убризгавању струје. У односу на вишеимпулсне исправљаче они имају знатно глаткији таласни облик улазне струје, не захтевају специјалне магнетне компоненте нити магнетне компоненте са великом типском снагом, мање су осетљиви на несиметрије и изобличења у улазним напонима.

Историјски, метод убризгавања струје је стар 35 година, од када су постављени његови теоријски основи у раду [1.1].

Као неформални почетак коришћења методе убризгавања струје се може означити и 1954. година, када је према тврдњи изнетој у раду [1.1] El. A. Kandil сугерисао могућност убризгавања трећег хармоника. Нажалост, резултати из 1954. године нису шире публиковани, нити касније цитирани. Метод из рада [1.1] је 1972. генерализован у раду [1.2], да би након тога био заборављен, вероватно због малог интересовања за смањење хармонијског изобличења улазне струје у то време. Метод убризгавања струје је враћен у жижу интересовања истраживача након објављивања радова [1.14], и нарочито [1.13], у којима су приказани исправљачи једноставне конструкције. Након тога, метод убризгавања трећег хармоника је примењен у исправљачу са високим фактором снаге базираном на два boost конвертора [4.6]. У раду [1.16] је показано да је могуће применом једноставног контролног кола, једноставнијег него у [4.6], постићи идеално синусоидалне улазне струје у фази са улазним напонима. У [1.15] и [1.17] су анализирани и упоређени исправљачи предложени у радовима [1.14] и [1.13], и показано је да при истој укупној типској снази примењених магнетних компонената, која условљава примену идентичких кондензатора, исправљач предложен у раду [1.14] пружа знатно мање хармонијско изобличење улазних струја и већи фактор снаге. У раду [4.7] је метод оптималног струјног програмирања [1.16], који даје чист синусоидални облик улазних струја, генерализован на исправљаче са пасивним мрежама за убризгавање струје, типа [1.14] и [1.13]. Пасивне мреже за емулацију отпорности у мрежи за убризгавање струје су приказане у раду [1.18]. У раду [4.8] је приказан исправљач који користи пасивну мрежу за оптимално убризгавање струје и обезбеђује синусоидалне улазне струје у фази са улазним напонима.

У овом поглављу ће бити приказани основи методе убризгавања струје и његове примене, и илустровани експерименталним резултатима.

4.2. Убризавање струје

За анализу која се изводи претпоставља се да су улазни напони неизобличени и симетрични, представљени са

$$\begin{aligned} v_1 &= V_m \cos(\omega_0 t) \\ v_2 &= V_m \cos(\omega_0 t - 120^\circ) \\ v_3 &= V_m \cos(\omega_0 t - 240^\circ). \end{aligned} \tag{4.1}$$

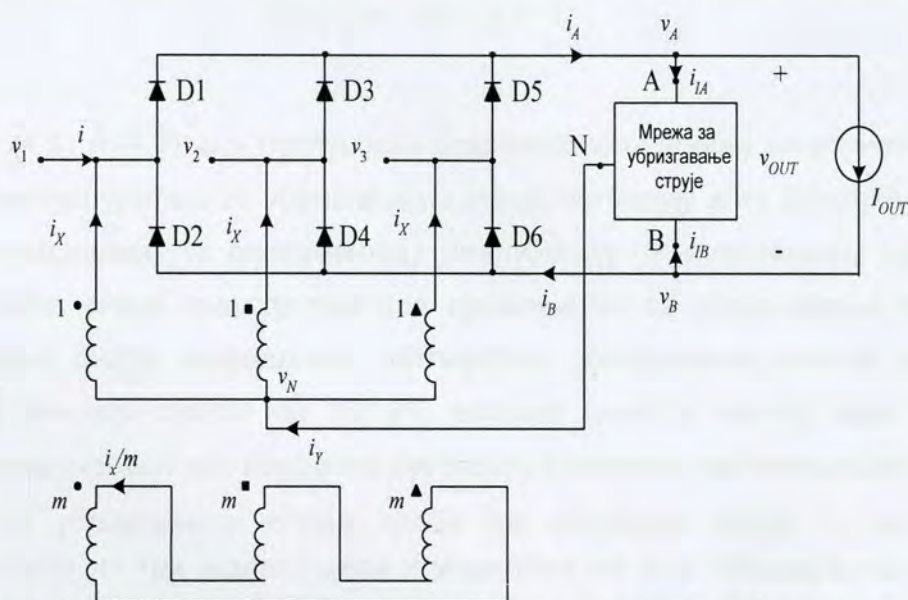
Под том претпоставком, свака од улазних струја исправљача који се састоји од трофазног диодног моста и струјног оптерећења имала би по два прекида у трајању од 60° електричних, тј. интервале на којима струја континуално не тече.

У случају улазне струје i_1 , која одговара напону v_1 , ти прекиди су од 120° до 60° и од 60° до 120° електричних степени, и даље се периодично понављају. Основ методе убризгавања струје управо лежи у овим прекидима. Наиме, обликовањем струје потрошача се може утицати на таласни облик улазне струје и на њено хармонијско изобличење у извесној мери, све до ограничења које намећу интервали прекида улазне струје. Како би се изобличење улазне струје даље смањило, потребно је на неки начин интервенисати код диодног моста и убризгати струју у прекидним интервалима.

Метод убризгавања струје анализиран у овој дисертацији заснован је на симултаном убризгавању струје у све три фазе. Све три убризгане струје имају једнаке тренутне вредности. Овај метод је изузетно погодан у случају да се на улазу исправљача налази трансформатор за прилагођење напонског нивоа. У том случају је могуће вршити директно убризгавање у звездиште секундара [1.14], те никакав додатни уређај за убризгавање није потребан. У случају да се на улазу исправљача не налази трансформатор за прилагођавање напонског нивоа, за убризгавање струје се мора користити посебна трансформаторска компонента, чија је намена да једну струју подели на три једнака дела и убризга је у три фазе исправљача. У раду [1.13] је у ту сврху коришћен трофазни трансформатор код кога је секундарни намотај неоптерећен и везан у троугао, док је примар везан у звезду и користи се за убризгавање струје. Оваква реализација, као најлакше разумљива, приказана је на слици 4.1. Економичније решење у облику аутотрансформатора са сломљеном звездом (*zigzag autotransformer*) је коришћено у радовима ([4.6], [1.16], [1.15], [1.17], [4.7], [1.18], [4.8]). У раду [4.8] је показано да је типска снага овакве компоненте за убризгавање струје у случају оптималног убризгавања једнака $20,80\%$ улазне снаге исправљача. У раду [4.9] је предложена магнетна компонента за убризгавање струје код које је изједначавање убризганих струја постигнуто оклапањем трофазног трансформатора алуминијумским оклопом. Мишљење кандидата је да смањење типске снаге од $13,4\%$ у односу на аутотрансформатор са сломљеном звездом не оправдава све недостатке које компонента предложена у раду [4.9] има, пре свега повећане губитке. У прилог томе

говори и чињеница да аутори рада [4.9] у раду [4.6] не користе своју компоненту предложену у [4.9], већ аутотрансформатор са сломљеном звездом.

Основна структура исправљача са малим хармонијским изобличењем улазне струје и високим фактором снаге заснованог на принципу убризгавања струје приказана је на слици 4.1. Исправљач се састоји из три основна подсистема: трофазног диодног моста, уређаја за убризгавање струје и мреже за убризгавање струје. У наредној анализи се сматра да потрошач из исправљача узима константну струју I_{out} .



Слика 4.1. Структура трофазног исправљача са убризгавањем струје

Трофазни диодни мост је примењен као исправљачки подсистем и његова функција и спецификације су исте као и код исправљача исте снаге који не користи убризгавање струје. Убризгавање струје ће променити таласне облике струја диода, али ће њихове средње вредности остати исте, као и максимални напони којима су диоде изложене. Штавише, таласни облици напона на диодама ће бити исти као и у случају да убризгавање струје није примењено.

Намена уређаја за убризгавање струје (*current injection device*) јесте да струју i_Y коју даје мрежа за убризгавање струје подели на три једнака дела означена са i_X на слици 4.1 и убризга их на улаз исправљача. На слици 4.1 је приказано за анализу најједноставније решење уређаја за убризгавање струје засновано на трофазном трансформатору са неоптерећеним секундаром везаним у троугао.

Пошто су секундарни намотаји везани у троугао, на основу првог Кирхофовог закона се може писати да је

$$i_X = \frac{1}{3} i_Y \quad (4.2)$$

Пошто је збир секундарних напона једнак нули (због везе намота у троугао), потенцијал звездишта уређаја за убризгавање у односу на референтни потенцијал трофазног система напона (4.1) биће

$$v_N = \frac{1}{3}(v_1 + v_2 + v_3) = 0 \quad (4.3)$$

Једначинама (4.2) и (4.3) је у потпуности окарактерисан уређај за убризгавање струје. Све остале верзије уређаја за убризгавање струје остварују исту функцију и покуравају се истим једнашинама, уз економичнију реализацију. У исправљачу приказаном на слици 4.1 типска снага трансформатора примењеног за убризгавање струје износи 45,34% излазне снаге исправљача (оптимално убризгавање трећег хармоника) у поређењу са типском снагом од 26,18% излазне снаге у случају када је уређај за убризгавање реализован као трофазни аутотрансформатор са сломљеном звездом.

Мрежа за убризгавање струје треба да обезбеди струју i_Y коју уређај за убризгавање дели на три једнака дела и убризгава на улаз исправљача. Струја i_Y се генерише на основу напона v_A и v_B означених на слици 4.1. Под претпоставком да је реч о континуалном радном режиму, за $i_A > 0$ и $i_B > 0$ за свако $\omega_0 t$, v_A и v_B одређено са $v_A = \max(v_1, v_2, v_3)$ и $v_B = \min(v_1, v_2, v_3)$, развоји у Фуријеов ред ова два напона су

$$\begin{aligned} v_A &= V_m \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega_0 t) \right) = \\ &= V_{A,0} + \sum_{n=1}^{+\infty} V_{A,n} \cos(3n\omega_0 t) = \\ &= V_{A,0} + \sum_{n=1}^{+\infty} v_{A,n}(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (4.4)$$

и

$$\begin{aligned}
 v_B &= V_m \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(-\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega_0 t) \right) = \\
 &= V_{B,0} + \sum_{n=1}^{+\infty} V_{B,n} \cos(3n\omega_0 t) = \\
 &= V_{B,0} + \sum_{n=1}^{+\infty} v_{B,n}(\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Овде треба нагласити да се развоји у Фуријеов ред потенцијала на излазима трофазног диодног моста састоје из једносмерне компоненте и компонената на целобројним умношцима троструке мрежне фреквенције. Од фундаменталног значаја за даље анализе је чињеница да спектралне компоненте на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције имају исте амплитуде и фазне ставове, док спектралне компоненте на парним умношцима троструке мрежне фреквенције имају исте амплитуде а фазни ставови им се разликују за π електричних радијана. Зато су комплексне амплитуде спектралних компоненти на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције једнаке и износе

$$V_{A,n} = V_{B,n} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{9n^2 - 1} V_m \tag{4.6}$$

док су комплексне амплитуде спектралних компоненти на парним умношцима троструке мрежне фреквенције супротног знака и износе

$$V_{A,n} = -V_{B,n} = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{9n^2 - 1} V_m \tag{4.7}$$

Од посебног значаја у анализи која следи јесу доминантне спектралне компоненте у напонима v_A и v_B , а то су компоненте на трострукој мрежној фреквенцији. Временски облици ове две спектралне компоненте када се издвоје из v_A и v_B су једнаки и износе

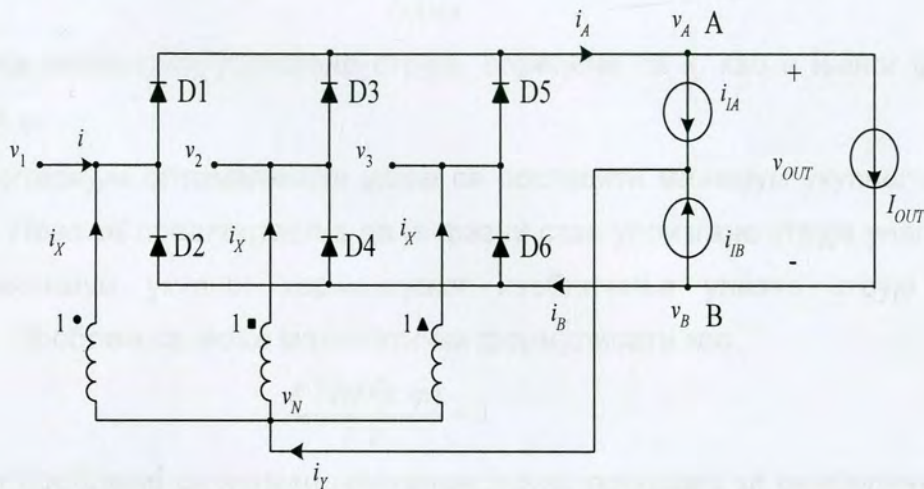
$$v_{A,3} = v_{B,3} = \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} V_m \cos(3\omega_0 t) \tag{4.8}$$

4.3. Убризгавање трећег хармоника

За анализу која следи претпоставља се да се убризгавање струје одвија само на једној спектралној компоненти, и то оној на трострукој мрежној фреквенцији. Ова апроксимација се чини пошто ова компонента доминира у спектрима напона v_A и v_B . Претпоставља се да су струје i_{AI} и i_{BI} једнаке (из разлога симетрије) и дате изразом

$$i_{IA} = i_{IB} = k I_{OUT} \cos(3 \omega_0 t - \varphi) \quad (4.9)$$

У том случају се исправљач са системом за убризгавање трећег хармоника струје може приказати упрошћеним колом са слике 4.2.



Слика 4.2. Коло за анализу убризгавања трећег хармоника

Како је

$$i_A = I_{OUT} + i_{IA} \quad (4.10)$$

и

$$i_B = I_{OUT} - i_{IB} \quad (4.11)$$

да би трофазни диодни мост водио у континуалном режиму мора бити задовољено $k \leq 1$ (следи из израза (4.9)).

Применом првог Кирхофовог закона и струјне једначине уређаја за убризгавање струје (4.2) добија се

$$i_X = \frac{1}{3}(i_A - i_B). \quad (4.12)$$

Анализом провођења диода у диодном мосту за ефективну вредност улазне струје се добија (детаљно извођење је дато у [1.17])

$$I_{RMS} = \frac{1}{3} \sqrt{k^2 + 6} I_{OUT} \quad (4.13)$$

док се за ефективну вредност првог хармоника улазне струје добија

$$I_{1RMS} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{3}{2} (k^2 (9 - 8 (\cos \varphi)^2) + 16 k \cos \varphi + 64)} I_{OUT}. \quad (4.14)$$

Фазни став првог хармоника улазне струје у односу на одговарајући улазни напон је

$$\gamma_1(\varphi) = -\arctan \frac{3k \sin \varphi}{8 + k \cos \varphi}. \quad (4.15)$$

Укупно хармонијско изобличење улазне струје дефинисано са

$$THD(k, \varphi) = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_{1RMS}^2}}{I_{1RMS}} \quad (4.16)$$

јесте функција амплитуде убризгане струје, одређене са k , као и њеног фазног става одређеног са φ .

Као критеријум оптималности може се поставити минимум укупног хармонијског изобличења. Прво се претпоставља да је фазни став убризгане струје унапред задат, а тражи се минимум укупног хармонијског изобличења улазне струје варирањем параметра k . Проблем се може математички формулисати као

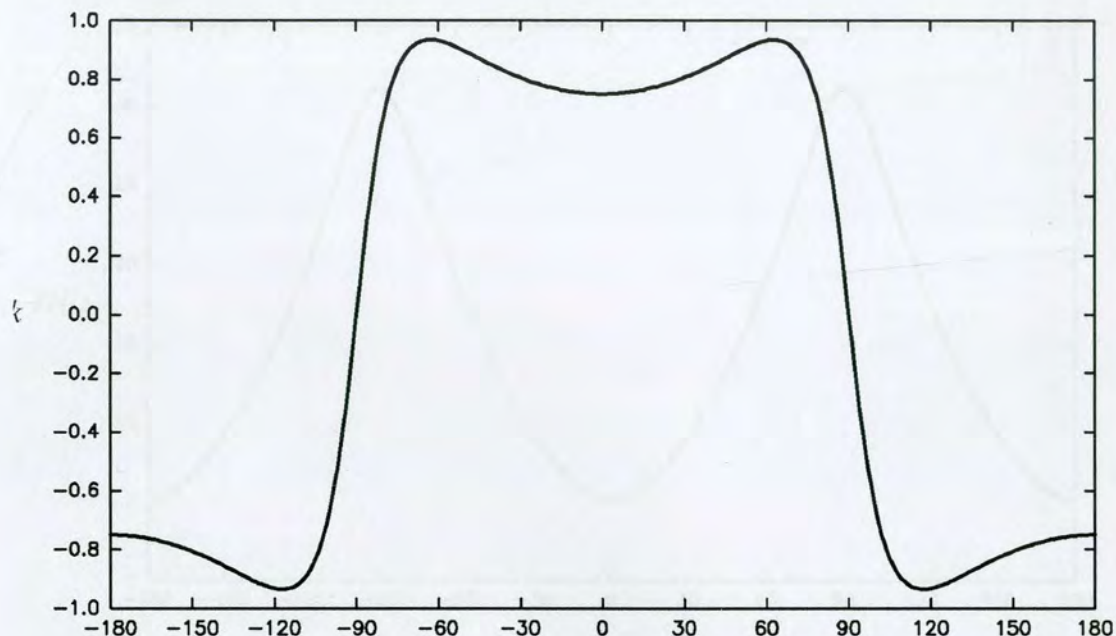
$$\frac{\partial THD(k, \varphi)}{\partial k} = 0. \quad (4.17)$$

Решење овог проблема се налази применом једног програма за симболичко рачунање. Добија се следећи резултат

$$k_{opt}(\varphi) = \frac{48 \cos \varphi}{\sqrt{576 (\cos \varphi)^4 + 624 (\cos \varphi)^2 + 25 + 24 (\cos \varphi)^2 + 5}}. \quad (4.18)$$

Дакле, за сваку задату вредност фазног става убризгане струје у односу на фазни став спектралне компоненте v_A и v_B на трострукој мрежној фреквенцији, означену са φ , постоји одговарајућа вредност амплитуде струја које мрежа за убризгавање узима са излазних прикључака трофазног диодног моста, означених са i_{AI} и i_{BI} , специфицирана као део излазне струје и дата са $k_{opt}(\varphi)$, за коју је укупно хармонијско изобличење улазних струја минимално. Зависност k_{opt} од φ приказана је на слици 4.3.

Са дијаграма се види да је оптимална вредност параметра k по апсолутној вредности стално мања од 1, дакле претпоставка о континуалном режиму рада је задовољена. Такође, види се да је за фазне углове убризгане струје од $\varphi = \pm 90^\circ$ оптимална вредност амплитуде једнака нули, односно у та два случаја убризгавање не може поправити укупно хармонијско изобличење улазне струје.

Слика 4.3 Зависност k_{opt} од φ

За $k = k_{opt}(\varphi)$ одређено једначином (4.18) добија се зависност укупног хармонијског изобличења улазне струје од фазног угла убризгане струје оптималне амплитуде као

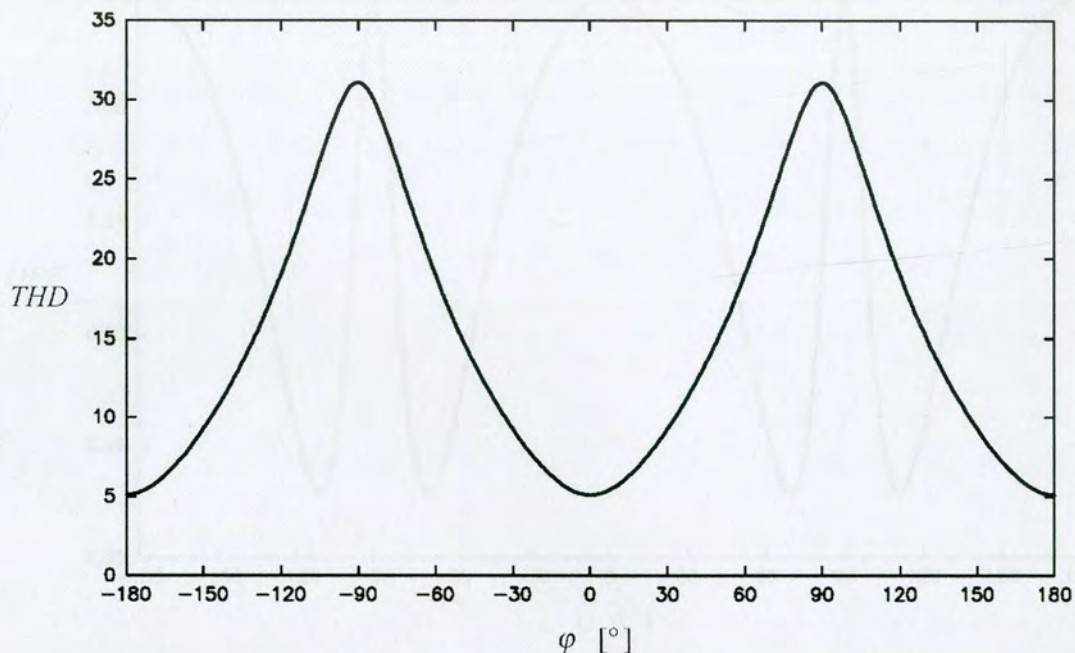
$$THD(\varphi) = \frac{\sqrt{(\pi^2 - 9)\sqrt{576(\cos\varphi)^4 + 624(\cos\varphi)^2 + 25} + 6(4\pi^2 - 45)(\cos\varphi)^2 + 5\pi^2 - 45}}{3\sqrt{576(\cos\varphi)^4 + 624(\cos\varphi)^2 + 25 + 30(\cos\varphi)^2 + 5}} \quad (4.19)$$

Ова зависност је приказана на слици 4.4. Дијаграм на слици 4.4 даје јаснији приказ како минимално могуће укупно хармонијско изобличење улазне струје зависи од фазног става убризгане струје него што се закључује на основу гломазног израза (4.19). Апсолутни минимум укупног хармонијског изобличења улазне струје остварује се за $\varphi = 0$ и тада је

$$THD_{\min} = THD(0) = \sqrt{\frac{32\pi^2}{315} - 1} = 5,125\% \quad (4.20)$$

За овај фазни угао оптимална амплитуда убризгане струје одређена је параметром k који за глобални минимум укупног хармонијског изобличења има вредност

$$k_{OPT} = k_{opt}(0) = \frac{3}{4}. \quad (4.21)$$



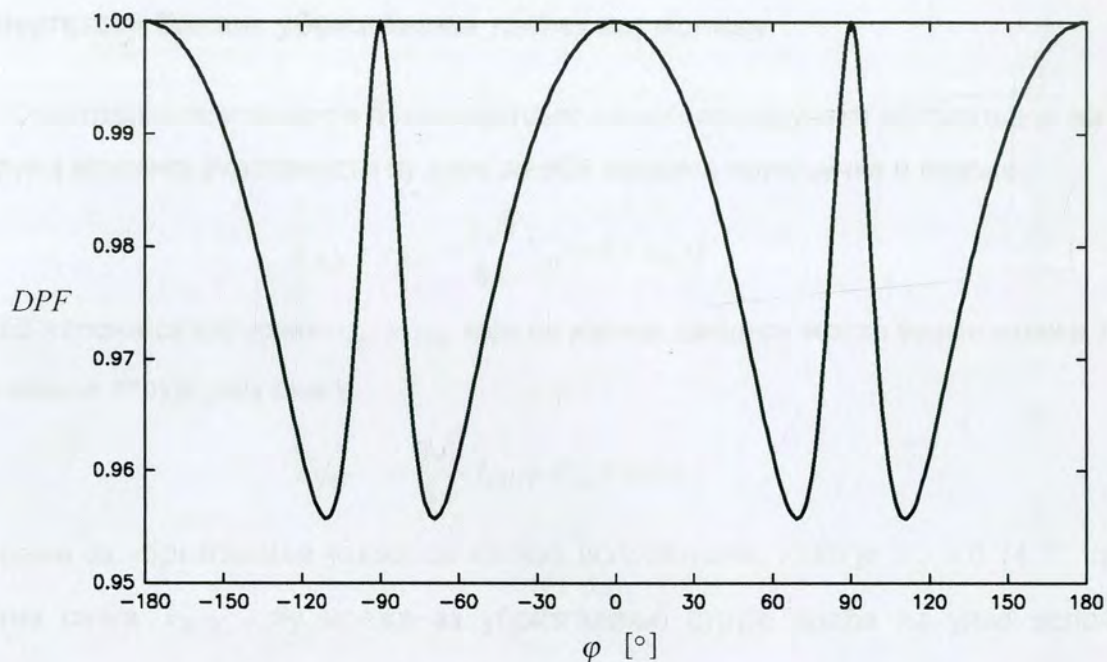
Слика 4.4 Зависност THD од φ за $k = k_{opt}(\varphi)$

С друге стране, за фазни став $\varphi = \pm 90^\circ$ убризгавање струје не доприноси смањењу укупног хармонијског изобличења улазне струје, и тада је њено изобличење исто као у случају исправљача са трофазним диодним мостом који је оптерећен са сталном струјом,

$$THD_{\min}(\pm 90^\circ) = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 31,084\% \quad (4.22)$$

Зависност фактора снаге првог хармоника (*displacement power factor*), DPF , од фазног става убризгане струје при њеној оптималној амплитуди (4.18), дата је са

$$DPF(\varphi) = \cos(\gamma_1(\varphi)) = \frac{\sqrt{576(\cos\varphi)^4 + 624(\cos\varphi)^2 + 25} + 5(6(\cos\varphi)^2 + 1)}{\sqrt{10(6(\cos\varphi)^2 + 1)}\sqrt{576(\cos\varphi)^4 + 624(\cos\varphi)^2 + 25 + 738(\cos\varphi)^4 + 6(\cos\varphi)^2(27(\sin\varphi)^2 + 77)} + 25} \quad (4.23)$$



Слика 4.5 Зависност фактора снаге првог хармоника од φ

што је претстављено дијаграмом на слици 4.5. Са тог дијаграма се види да је при оптималној амплитуди убризгане струје за задати фазни угао φ фактор снаге првог хармоника висок, виши од 0,95 у целом опсегу промене φ . Специјално, DPF достиже вредност 1 у пет случајева, за $\varphi = 0^\circ$, за $\varphi = \pm 90^\circ$ и за $\varphi = \pm 180^\circ$. За примену у трофазним исправљачима са диодним мостом интересантан је само први случај. Други случај одговара одсуству убризгавања струје, пошто је оптимална амплитуда једнака нули, док је трећи случај суштински идентичан првом, пошто је оптимална амплитуда у том случају негативна, $k_{opt}(\pm 180) = -\frac{3}{4}$, што тренутне вредности струја своди на први случај. У сваком случају, на основу дијаграма приказаног на слици 4.5 се закључује да је фактор снаге првог хармоника веома висок за свако φ и не представља разлог за забринутост.

4.4 Енергетски биланс убризгавања трећег хармоника

Спектралне компоненте потенцијала излазних прикључака исправљача на трострукој мрежној учестаности су исте за оба излазна прикључка и износе

$$v_{A,3} = v_{B,3} = \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} V_m \cos(3\omega_0 t) \quad (4.24)$$

Ова два напона са струјама i_{IA} и i_{IB} које са излаза диодног моста узима мрежа за убризгавање струје дају снагу

$$P_{INJ} = \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} I_{OUT} V_m k \cos\varphi \quad (4.25)$$

коју мрежа за убризгавање узима са излаза исправљача. Како је $v_N = 0$ (4.3), тако је и тренутна снага $v_N i_Y$ коју мрежа за убризгавање струје враћа на улаз исправљача стално једнака нули. Стога је P_{INJ} снага коју узима мрежа за убризгавање струје, без обзира на њену реализацију. Та снага може бити дисипирана, а може бити и враћена на излаз исправљача колима за емулацију отпорности. Пасивна кола за емулацију отпорности приказана су у [1.18]. Како је излазна снага исправљача дата са

$$P_{OUT} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_{OUT} V_m \quad (4.26)$$

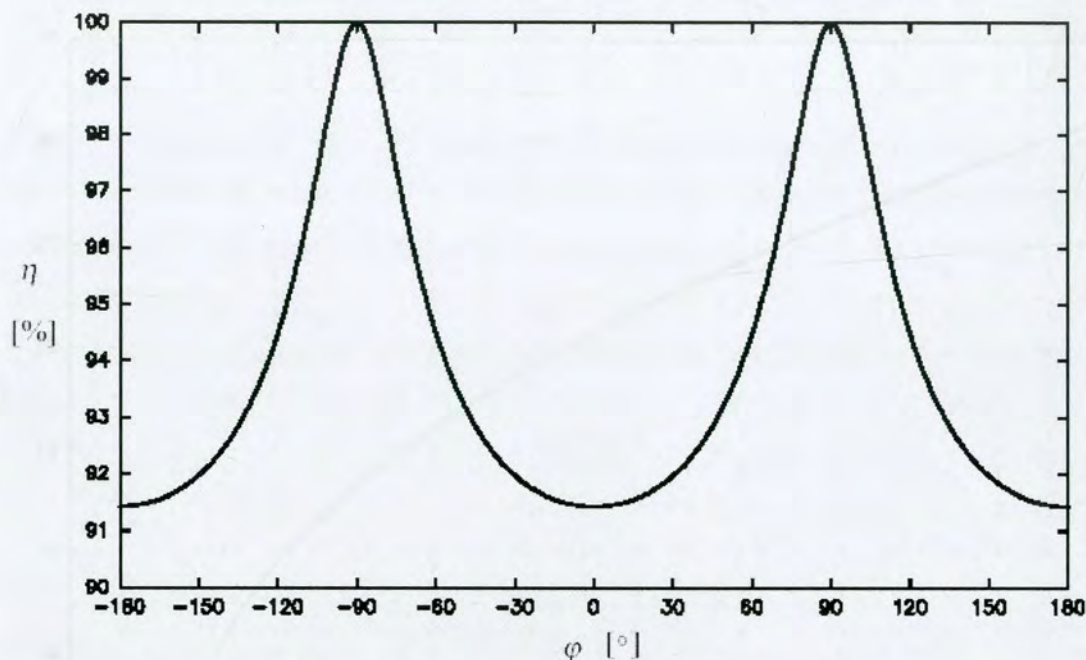
под претпоставком да је примењена најједноставнија мрежа за убризгавање струје која дисипира сву снагу коју је узела са излаза диодног моста, занемарујући остале губитке ефикасност исправљача је

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{INJ}} = \frac{8}{8 + k \cos\varphi} \quad (4.27)$$

Заменом $k = k_{opt}(\varphi)$ за ефикасност се добија

$$\eta(\varphi) = \frac{\sqrt{576 (\cos\varphi)^4 + 624 (\cos\varphi)^2 + 25 + 24 (\cos\varphi)^2 + 5}}{\sqrt{576 (\cos\varphi)^4 + 624 (\cos\varphi)^2 + 25 + 30 (\cos\varphi)^2 + 5}} \quad (4.28)$$

што је приказано дијаграмом на слици 4.7.

Слика 4.7 Зависност ефикасности од φ

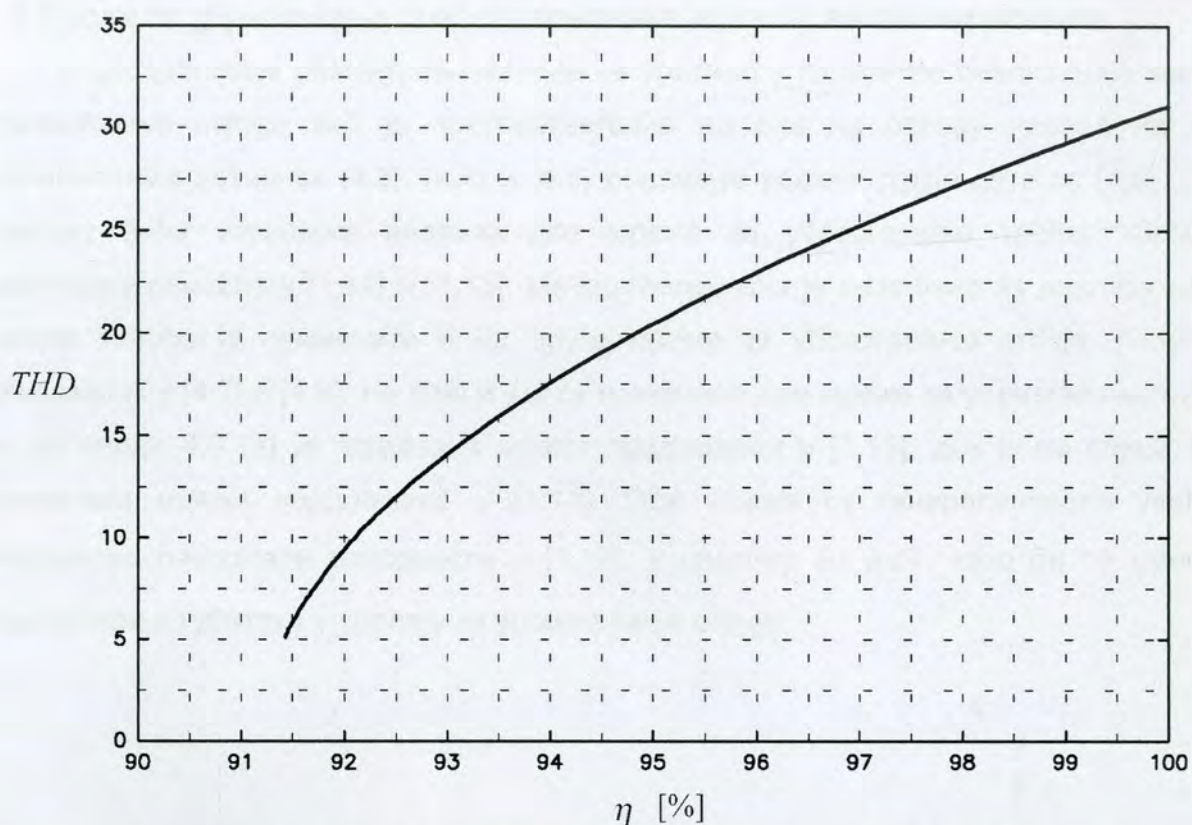
Од посебног интереса је случај $\varphi = 0$, када се постиже минимум изобличења улазне струје. У том случају је снага коју узима мрежа за убризгавање струје максимална и износи

$$P_{INJ \max} = \frac{9\sqrt{3}}{32\pi} V_m I_{OUT} = \frac{3}{32} P_{OUT} = 9,375\% P_{OUT} \quad (4.29)$$

што одговара минимуму ефикасности датом са

$$\eta_{\min} = \frac{32}{35} = 91,43\% \quad (4.30)$$

Очигледно, цена која је плаћена за смањење изобличења улазне струје применом убризгавања трећег хармоника јесте пад ефикасности исправљача који се може поправити емулацијом отпорности у колу за убризгавање струје и враћањем енергије коју узима мрежа за убризгавање струје на излаз [1.18]. Како би се веза између ефикасности исправљача и укупног хармонијског изобличења визуелизовала, из једначина (4.19) и (4.28) треба елиминисати φ . Нажалост, ово није могуће извести у затвореној форми, па је на слици 4.8 графички приказана параметарска крива $THD(\varphi)$.



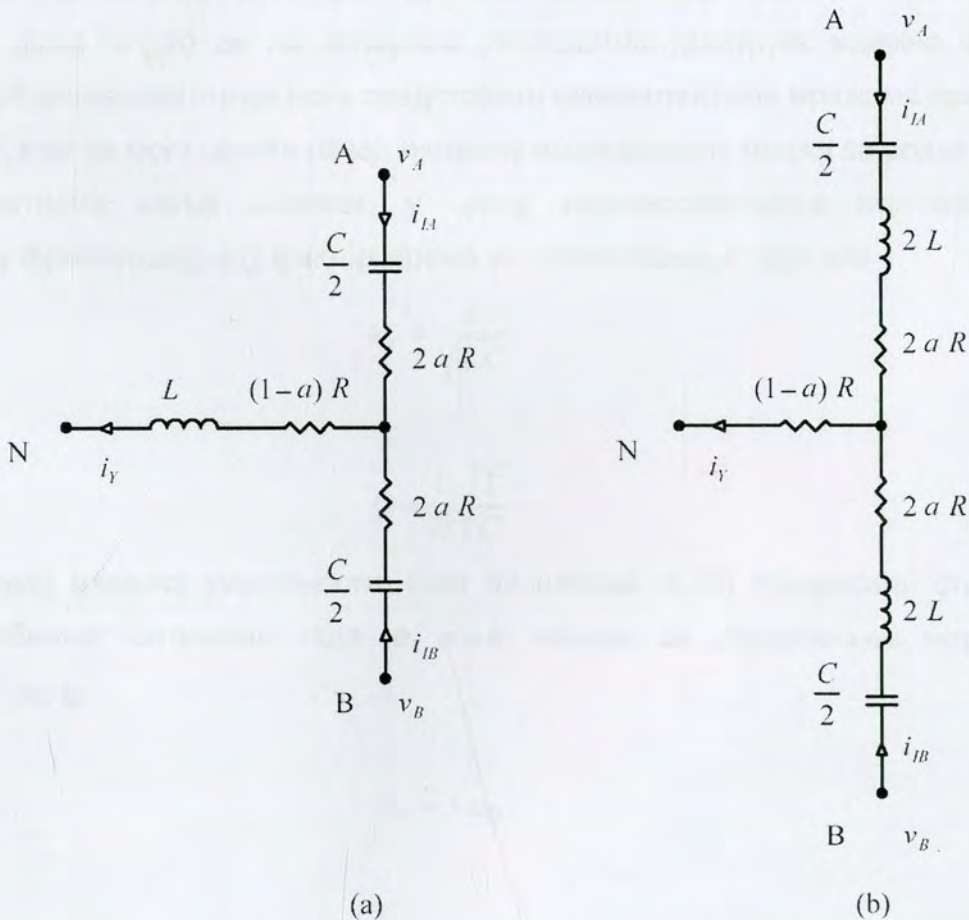
Слика 4.8 Зависност THD улазне струје од ефикасности исправљача

Са дијаграма са слике 4.8 се види да је ефикасност исправљача 100% у случају да нема убризгавања струје, што одговара изобличењу улазне струје (4.22), док је минимална у случају минималног изобличења улазне струје (4.20) и износи 91,43%.

Још једном треба нагласити да је дијаграм са слике 4.8 изведен под претпоставком да се снага коју узима мрежа за убризгавање струје дисипира. Применом активне или пасивне [1.18] емулације отпорности ова енергија се може вратити на излаз исправљача, па резултате приказане у овом одељку треба првенствено тумачити као везу између снаге коју обрађује емулатор отпорности и укупног хармонијског изобличења улазне струје, односно да је применом убризгавања трећег хармоника могуће остварити укупно хармонијско изобличење улазне струје од 5,125% уз обраду 8,571% улазне снаге активним или пасивним емулатором отпорности.

4.5 Мреже за убризгавање трећег хармоника и утицај виших хармоника

У досадашњим разматрањима није се улазило у конкретне реализације мреже за убризгавање струје, већ је претпостављено да она на основу напона на својим терминалима датим са (4.3), (4.4) и (4.5) реализује улазне струје дате са (4.9). У овом одељку биће извршена анализа две мреже за убризгавање трећег хармоника, претходно описане у [1.14] и [1.13]. Методологију која је развијена за анализу ове две мреже могуће је применити и на друге мреже за убризгавање струје, попут оних приказаних у [4.7] и [4.8]. На слици 4.9 су приказане две мреже за убризгавање струје, и то на слици 4.9 (а) је приказана мрежа предложена у [1.13], док је на слици 4.9 (б) приказана мрежа предложена у [1.14]. Обе мреже су генерализоване увођењем параметра расподеле отпорности a [1.17], у распону $0 \leq a \leq 1$, како би се омогућило моделовање губитака у уређају за убризгавање струје.



Слика 4.9. Мреже за убризгавање струје

Обе мреже за убризгавање струје приказане на слици 4.9 су фреквенцијски селективне, али не идеално, и оне само приближно могу реализовати струје i_{IA} и i_{IB} дефинисане са (4.9). Због спектралних компонената у v_A и v_B на вишим умношцима троструке мрежне фреквенције, i_{IA} и i_{IB} ће такође имати спектралне компоненте на тим фреквенцијама. Услед тога доћи ће до одступања у односу на до сада разматрани случај убризгавања само трећег хармоника. Циљ овог одељка је да се анализира утицај ових нежељених спектралних компонената у струјама i_{IA} и i_{IB} на укупно хармонијско изобличење улазне струје. Како би се анализирао одзив мрежа за убризгавање струје на побуду специфицирану са (4.4) и (4.5), повољно је искористити чињеницу да су спектралне компоненте напона v_A и v_B на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције једнаке амплитуде и фазе, док су спектралне компоненте напона v_A и v_B на парним умношцима троструке мрежне фреквенције једнаких амплитуда, али супротних фаза. Стога се на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције мреже за убризгавање струје могу представити еквивалентним мрежама приказаним на слици 4.10, које се могу свести на јединствену еквивалентну мрежу са слике 4.11.

За потребе даље анализе, у циљу поједностављења нотације, уведемо резонантну фреквенцију и Q фактор мрежа за убризгавање струје као

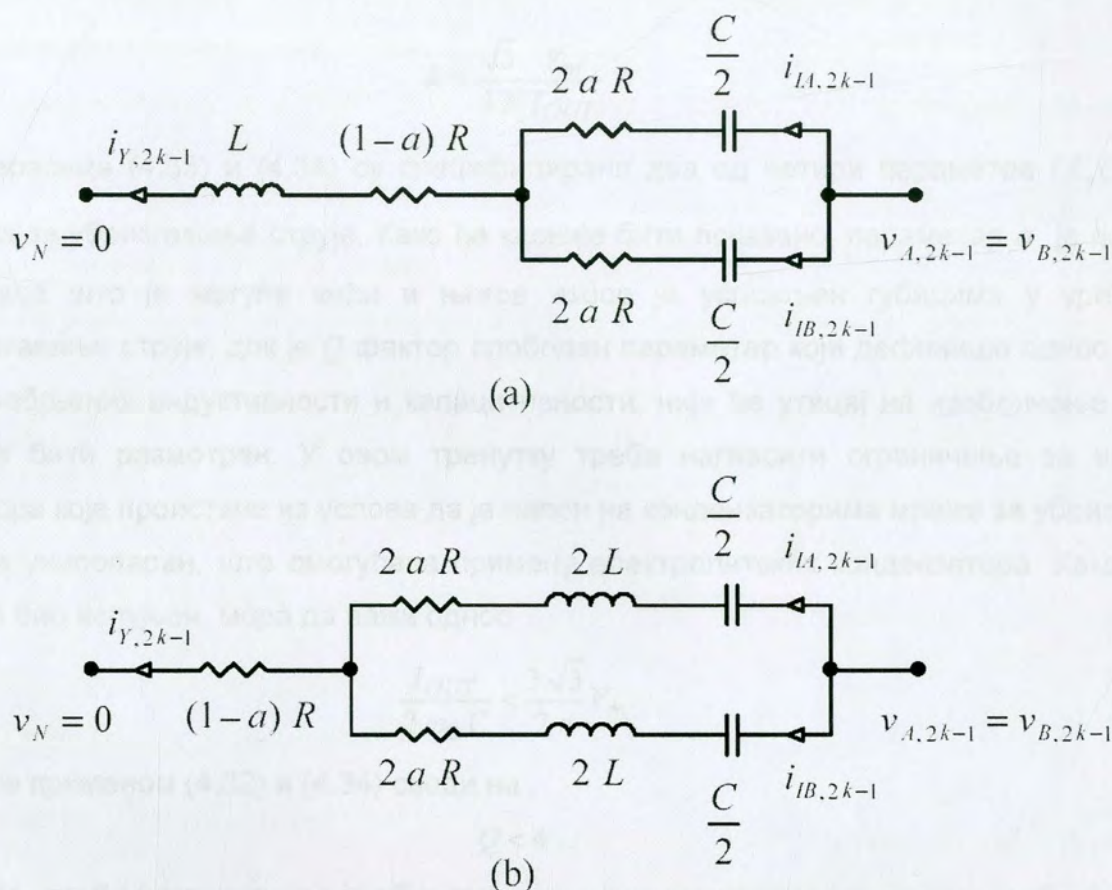
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.31)$$

и

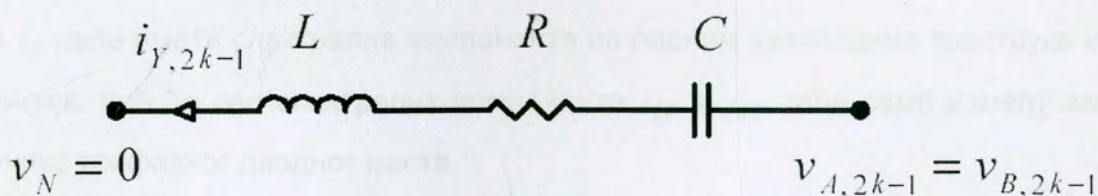
$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.32)$$

На трострукој мрежној учестаности, како би напони (4.24) генерисали струје (4.9) за случај глобалног оптимума када је $\varphi = 0$, мреже за убризгавање морају бити у резонанси, па је

$$\omega_r = 3 \omega_0 \quad (4.33)$$



Слика 4.10. Мреже за убризгавање струје на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције



Слика 4.11. Заједничка еквивалентна шема мрежа за убризгавање струје на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције

Осим тога, како би се постигла одговарајућа амплитуда убризгане струје, дефинисана са (4.21), отпорност R треба да буде

$$R = \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \frac{V_m}{I_{OUT}} \quad (4.34)$$

Са изразима (4.33) и (4.34) су специфицирана два од четири параметра (L , C , R и a) мрежа за убризгавање струје. Како ће касније бити показано, параметар a је повољно да буде што је могуће већи и његов избор је условљен губицима у уређају за убризгавање струје, док је Q фактор слободан параметар који дефинише однос између употребљених индуктивности и капацитивности, чији ће утицај на изобличење улазне струје бити размотрен. У овом тренутку треба нагласити ограничење за избор Q фактора које проистиче из услова да је напон на кондензаторима мреже за убризгавање струје униполаран, што омогућава примену електролитских кондензатора. Како би тај услов био испуњен, мора да важи однос

$$\frac{I_{OUT}}{2\omega_0 C} < \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \quad (4.35)$$

што се применом (4.32) и (4.34) своди на

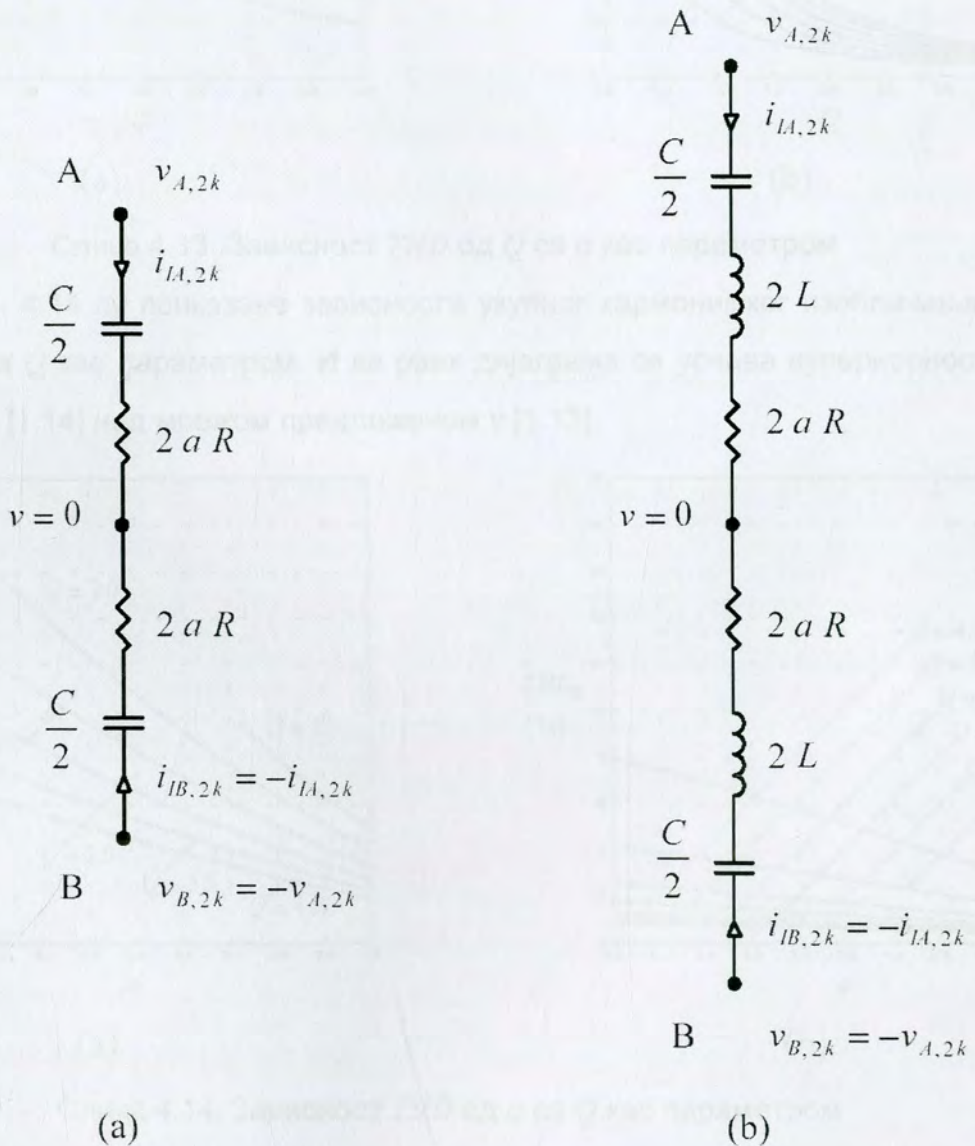
$$Q < 4 \quad (4.36)$$

Такође, треба нагласити да је збир типских снага магнетних елемената у обе мреже са слике 4.9 једнак, како је показано у [1.17], а како су и примењени кондензатори једнаки, оправдано је вршити поређења.

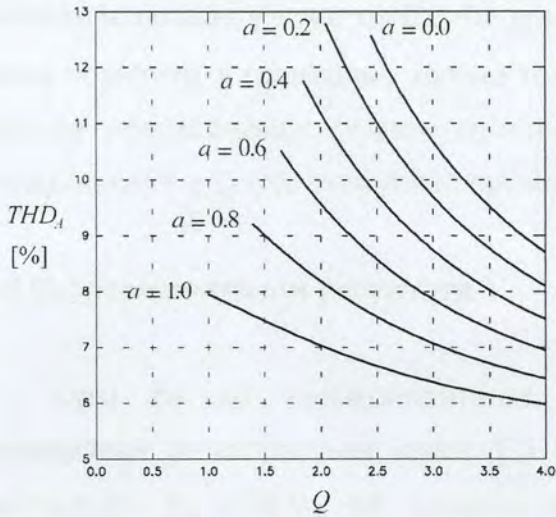
На парним умношцима троструке мрежне фреквенције спектралне компоненте v_A и v_B имају једнаке амплитуде и супротне фазе, па се мреже за убризгавање струје могу представити еквивалентним шемама приказаним на слици 4.12. Са слике 4.12 се види да i_Y и i_X неће имати спектралне компоненте на парним умношцима троструке мрежне фреквенције, већ ће ове спектралне компоненте i_{IA} и i_{IB} тећи само између излазних прикључака трофазног диодног моста.

Дефинисањем еквивалентних шема за одређене спектралне компоненте могуће је применом нумеричке процедуре описане у [1.17] одредити зависност укупног хармонијског изобличења улазне струје у функцији параметара a и Q за разматране мреже за убризгавање струје. Применом тог нумеричког поступка добијени су дијаграми приказани на сликама 4.13 и 4.14. На слици 4.13 је приказана зависност укупног хармонијског изобличења улазне струје од Q фактора мреже за убризгавање струје.

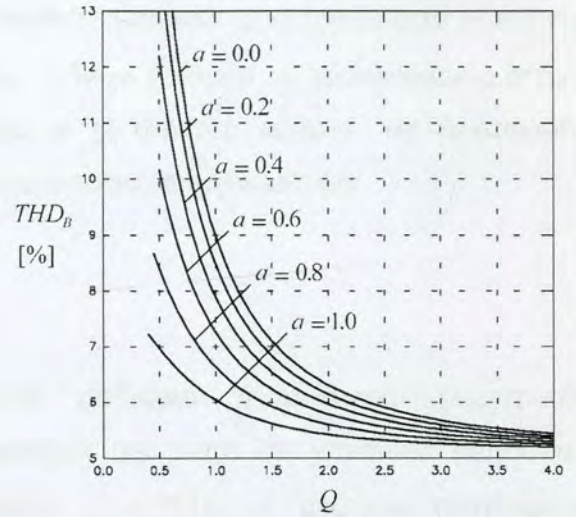
Опсег вредности Q фактора за коју је анализа вршена је задржан на $4 > Q$, како би се омогућила примена електролитских кондензатора. На слици 4.13 (а) су приказани резултати за мрежу са слике 4.9 (а), док су на слици 4.13 (б) приказани резултати за мрежу са слике 4.9 (б). Са ових дијаграма се види да у оба случаја укупно хармонијско изобличење улазне струје опада са растом Q фактора и параметра a , али да је код мреже предложене у [1.14] (слике са индексом (б)) пад THD-а са растом Q фактора много израженији и конвергенција ка теоријском минимуму од 5,125% много бржа.



Слика 4.12. Мреже за убризгавање струје на парним умношцима троструке мрежне фреквенције



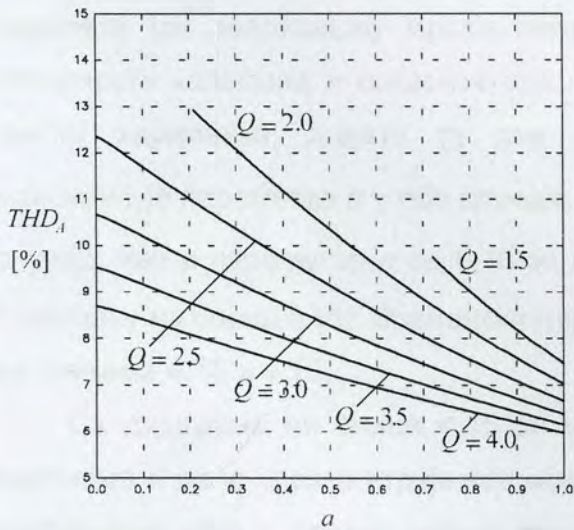
(a)



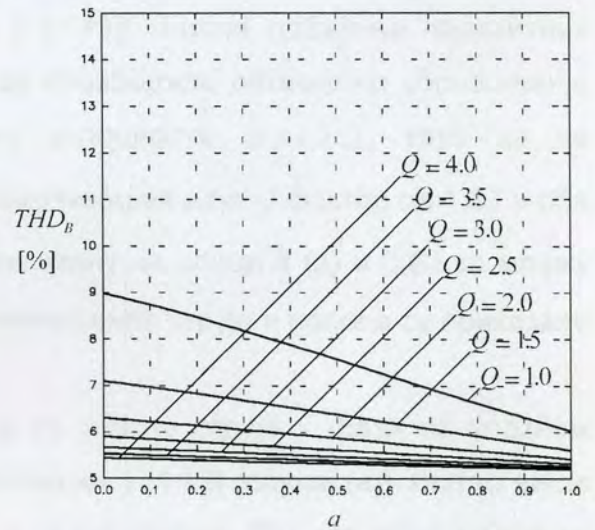
(b)

Слика 4.13. Зависност THD од Q са a као параметром

На слици 4.14 су приказане зависности укупног хармонијског изобличења улазне струје од a , са Q као параметром. И са ових дијаграма се уочава супериорност мреже предложене у [1.14] над мрежом предложеном у [1.13].



(a)



(b)

Слика 4.14. Зависност THD од a са Q као параметром

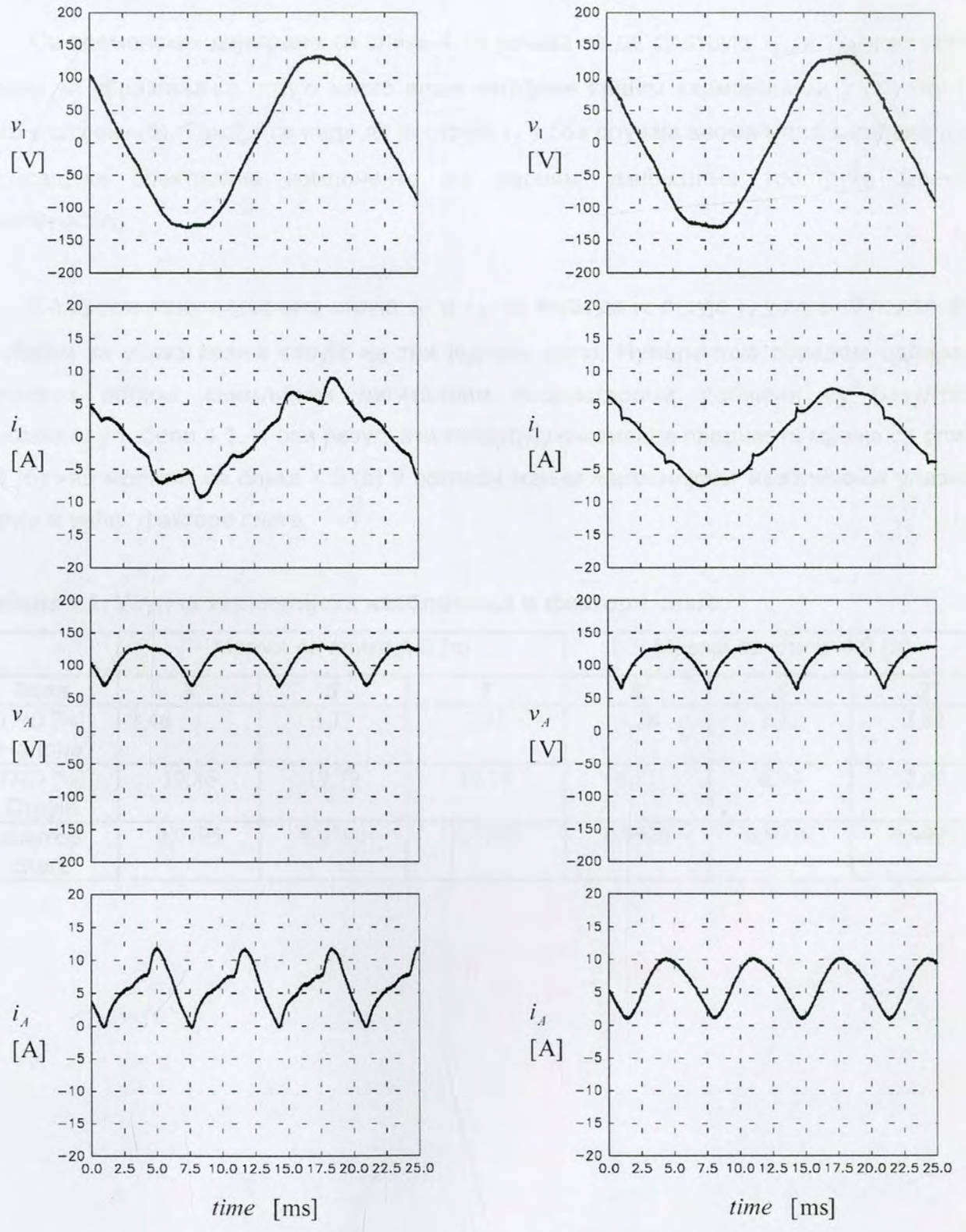
Из резултата приказаних у овом одељку може се закључити да је под условом да су у обе мреже за убризгавање струје примењени једнаки кондензатори и да је збир типских снага примењених магнетних компонента једнак, мрежа предложена у [1.14] обезбеђује мање изобличење улазне струје од мреже предложене у [1.13]. Осим тога,

показан је правац у коме треба ићи при пројектовању: параметар α треба што је могуће више повећати, у границама колико то допуштају губици уређаја за убризгавање струје који се представљају редном отпорношћу, као и Q фактор мреже, не прелазећи ограничење $4 > Q$ које омогућава примену електролитских кондензатора.

4.6 Експериментални резултати

Како би се експериментално потврдили добијени аналитички резултати, реализован је исправљач снаге 1,5 kW предвиђен да ради са улазним напонима амплитуде $V_m = 140 \text{ V}$, са мрежом фреквенције $f_0 = 50 \text{ Hz}$ и струјом потрошача $I_{OUT} = 6 \text{ A}$. Оваква спецификација намеће вредност отпора $R = 3,2 \Omega$ и услов резонансе $LC = 1,1258 \text{ (ms)}^2$. Уређај за убризгавање струје је реализован као ауотрансформатор са сломљеном звездом, код кога је еквивалентна редна отпорност неутралне тачке једнака $1,2 \Omega$. За реализацију мрежа су коришћени кондензатори капацитивности $C/2 = 115 \mu\text{F}$ и калемови индуктивности $2L = 11,6 \text{ mH}$, који су по потреби везивани у паралелу (за реализацију мреже предложене у [1.13]). После одбијања паразитних отпорности калемова и кондензатора, како би се обезбедило оптимално убризгавање трећег хармоника, додата су два отпорника отпорности $R = 1,2 \Omega$, тако да се максимизује параметар α у оба случаја. Оваква реализација даје Q фактор од 1,57 у оба случаја, као и параметар α од 0,48 за мрежу приказану на слици 8 (а) и 0,63 за мрежу приказану на слици 8 (б). Временски дијаграми снимљених струја и напона су приказани на сликама 4.15 и 4.16.

Са дијаграма на слици 4.15 се уочава да су улазне струје у фази са улазним напонима и да је улазна струја код мреже предложене у [1.13] (случај (а)) знатно више изобличена него у случају мреже предложене у [1.14] (случај (б)). На истој слици су приказани и напони v_A у оба случаја, као и струје i_A које оптерећују трофазни диодни мост. Уочава се да диодни мост води у континуалном режиму и да је у случају (а) загађење вишим хармоницима знатно више изражено.



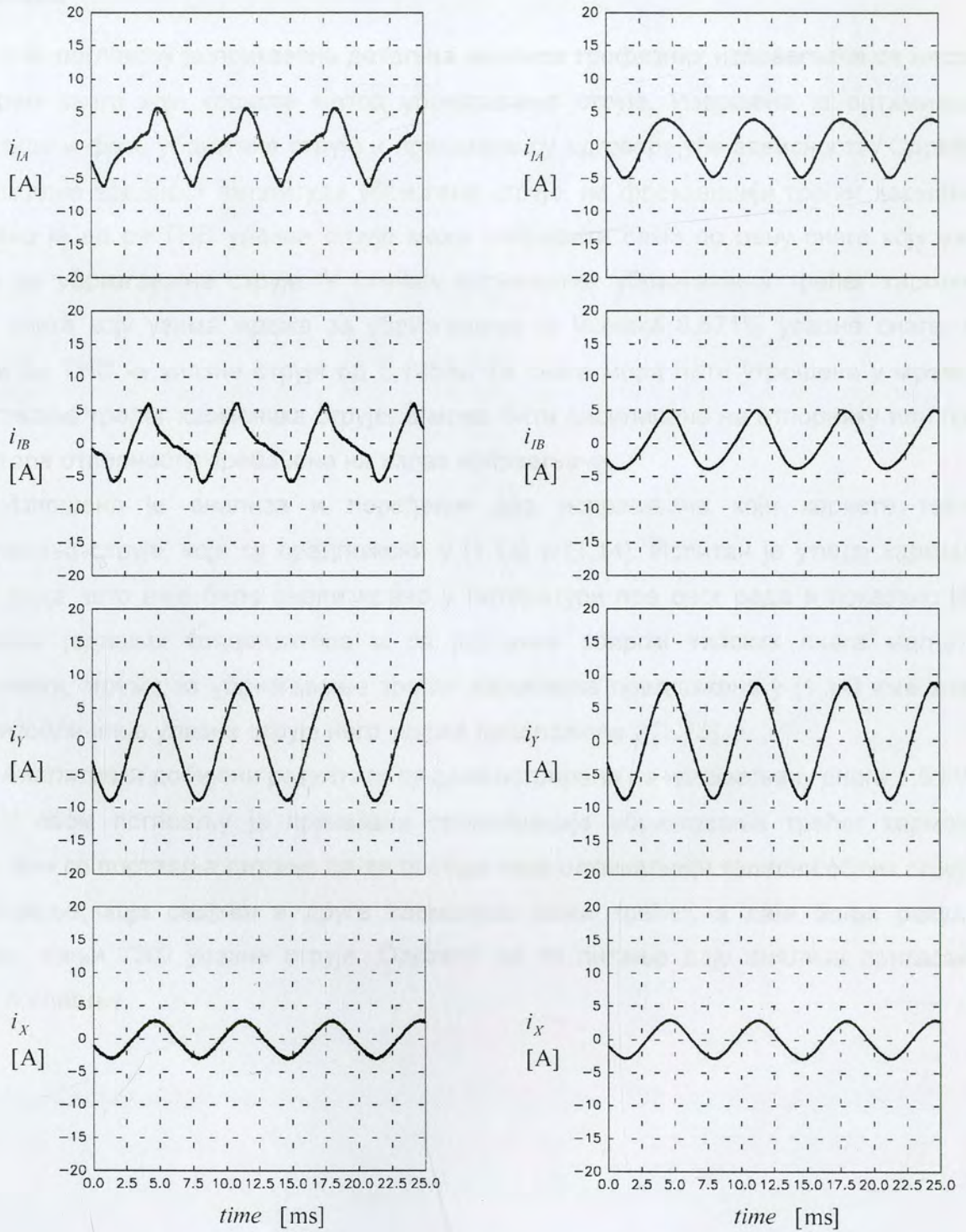
Слика 4.15. Временски дијаграми струја и напона

Са временских дијаграма са слике 4.16 уочава се да су струје i_{IA} и i_{IB} које узима мрежа за убризгавање струје много више загађене вишим хармоницима у случају (а) него у случају (б). Такође се види да је струја i_Y у оба случаја веома мало загађена и да не садржи спектралне компоненте на парним умношцима троструке мрежне учестаности.

Са временских дијаграма струја i_Y и i_X се види да је струја i_Y успешно подељена уређајем за убризгавање струје на три једнака дела. Нумеричком обрадом одбирака таласних облика снимљених дигиталним осцилоскопом добијени су резултати приказани у табели 4.1. И ови резултати потврђују очекиване предности мреже са слике 4.9 (б) над мрежом са слике 4.9 (а) у погледу мањег хармонијског изобличења улазних струја и већег фактора снаге.

Табела 4.1: Укупна хармонијска изобличења и фактори снаге

Фаза	Мрежа са слике 4.9 (а)			Мрежа са слике 4.9 (а)		
	<i>R</i>	<i>S</i>	<i>T</i>	<i>R</i>	<i>S</i>	<i>T</i>
<i>THD</i> [%] Напона	3,46	3,72	3,57	3,28	3,32	2,82
<i>THD</i> [%] Струје	19,86	19,79	19,79	6,81	6,94	7,09
Фактор снаге	0,9795	9,9790	0,9788	0,9930	0,9919	0,9922



Слика 4.16. Временски дијаграми струја и напона

4.7. Резиме

У 4. поглављу је приказана детаљна анализа трофазних исправљача са високим фактором снаге који користе метод убризгавања струје. Извршена је оптимизација амплитуде и фазе убризгане струје и приказане су одговарајуће зависности. Одређена је оптимална вредност амплитуде убризгане струје, на фреквенцији трећег хармоника. Показано је да се THD улазне струје може поправити само по цену снаге коју узима мрежа за убризгавање струје. У случају оптималног убризгавања трећег хармоника струје снага коју узима мрежа за убризгавање је једнака 8,571% улазне снаге, што доводи до THD -а улазне струје од 5,125%. Та снага мора бити утрошена у мрежи за убризгавање трећег хармоника струје, а може бити дисипирана на отпорнику или преко емулятора отпорности пребачена на излаз исправљача.

Извршена је анализа и поређење два исправљача који користе технику убризгавања струје, који су предложени у [1.13] и [1.14]. Испитан је утицај хармоника вишег реда, што није било анализирано у литератури пре овог рада и показано је да применом једнаких кондензатора и са једнаким збиром типских снага магнетних компоненти, мрежа за убризгавање трећег хармоника предложена у [1.14] има знатно мање изобличење улазне струје него мрежа предложена у [1.13].

Аналитички добијени резултати су демонстрирани на исправљачу снаге 1,5 kW.

У овом поглављу је приказана оптимизација убризгавања трећег хармоника струје, али се поставља питање да ли постоји неки оптималнији таласни облик струје за убризгавање, који садржи и друге хармонике осим трећег, а даје бољи резултат, односно мањи THD улазне струје. Одговор на то питање даје анализа приказана у петом поглављу.

5. УБРИЗГАВАЊЕ ОПТИМАЛНОГ ТАЛАСНОГ ОБЛИКА СТРУЈЕ

5.1 Уводне напомене

Као што је речено, метод убризгавања трећег хармоника има старе корене. Постојале су разне енергетске топологије ради постизања убризгавања трећег хармоника, а за даљу анализу и усавршавање метода је значајна топологија предложена у [1.5], која се базира на примени два boost конвертора и магнетне направе за убризгавање струје ради постизања приближно синусоидалне улазне струје и приближно регулисаног излазног напона.

Примена метода предложеног у [1.5] у систему са инвертором је приказана у [5.1]. Убризгавање трећег и шестог хармоника ради побољшања, односно смањења изобличења улазне струје је такође дискутовано у [5.1] и извршена је оптимизација. Важан део у предложеном концепту је направа за убризгавање струје, која је детаљно описана у претходним поглављима. У [5.2] и [5.3] убризгавање струје је постигнуто помоћу три редне резонантне L–C гране подешене на трећи хармоник мрежне фреквенције, али то решење није касније широко коришћено.

Недостаци претходних приступа су у томе да само струје на трострукој мрежној фреквенцији могу бити убризгане. Убризгавање трећег хармоника у оптималном случају доводи до изобличења улазне струје од 5,12%, док је за бољи резултат потребно убризгавати и више хармонике, и то како непарне умношке трећег хармоника у напојне водове преко направе за убризгавање, тако треба обезбедити и посебан пут за парне хармонике. Одатле потиче интерес да се одреди оптимални таласни облик струје који треба убризгати да би се постигао идеално синусоидални таласни облик улазне струје, ако је то могуће.

Оптимизација амплитуде и фазе убризгане струје ради постизања минималног изобличења је приказана у [5.2] при чему су такође анализирани утицаји коначне унутрашње индуктивности извора и утицај промена параметара система.

Показано је први пут у литератури у раду [1.16] да је могуће добити идеално синусне таласне облике улазних струја, уз занемарење таласности због прекидања, ако се користи струјно програмирање према референтним сигнаlima добијеним процесирањем улазних напона.

У овом поглављу су анализирани конвертори који користе магнетну направу за убризгавање струје, и спектар убризгане струје је проширен изнад трећег хармоника да би се постигла даља редукција изобличења улазне струје.

Оптимизација таласног облика убризгане струје је извршена у временском домену, уместо оптимизације хармоника у спектру, односно у фреквенцијском домену [5.1]. Показано је да се идеални синусни таласни облик улазне струје може постићи са одговарајућим програмирањем струје boost конвертора, примењених на исти начин као у [1.5].

5.2 Оптимални таласни облик за референцу струје

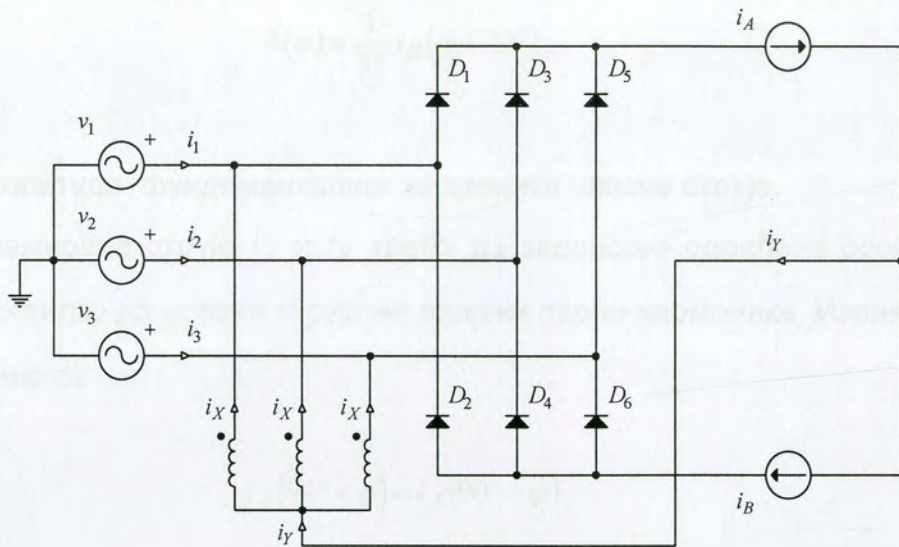
Ради анализе зависности таласног облика улазне струје i_A и i_B , прво ћемо анализирати стања кроз која пролази прекидачка матрица састављена од шест диода (које чине трофазни усмерачки мост, као на слици 5.1).

Стања диода у мосту су одређена са фазним напонима v_1 , v_2 , и v_3 , тако да само једна диода из групе $G1 = \{D1, D3, D5\}$ и само једна диода из групе $G2 = \{D2, D4, D6\}$ проводе струју у истом тренутку. За одређени тренутак у времену диода која проводи из групе $G1$ је диода повезана за напојну линију са највећим од фазних напона, док диода која проводи из групе $G2$ је диода повезана за напојну линију фазног напона са најмањом тренутном вредности. Зависно од стања појединих диода, период који одговара мрежној фреквенцији је подељен у шест сегмената од по 60° у фазном углу, који су означени са словима од А до F, како је то приказано у Табели 5.1. Сваки од тих временских сегмената је дефинисан са одговарајућим паром диода које тада воде струју.

За фазне напоне се предпоставља да формирају трофазни симетричан директан систем напона,

$$\begin{aligned} v_1 &= V_m \sin(\varphi) \\ v_2 &= V_m \sin(\varphi - 120^\circ) \\ v_3 &= V_m \sin(\varphi - 240^\circ). \end{aligned} \tag{5.1}$$

Стања диода која одговарају фазним напонима (5.1) су приказана у Табели 5-1. Из разлога једноставности је разматран период фазног угла од -30° до 330° .



Слика 5.1. Упрошћено еквивалентно коло исправљача

Према електричној шеми приказаној на слици 5.1, i_Y може бити приказано као

$$i_Y = i_A - i_B, \quad (5.2)$$

и пошто направа за убризгавање струје дели i_Y у три једнака дела, струја убризгана у сваку фазу, i_X , је

$$i_X = \frac{1}{3} i_Y = \frac{1}{3} (i_A - i_B). \quad (5.3)$$

Улазне струје су приказане изразима

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{D1} - i_{D2} - i_X \\ i_2 &= i_{D3} - i_{D4} - i_X \\ i_3 &= i_{D5} - i_{D6} - i_X. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Да би се приказали аналитички изрази који описују улазне струје у компактној форми, неопходно је увести две помоћне функције $a(\varphi)$ и $b(\varphi)$ дефинисане на сегменту фазног угла $0 \leq \varphi \leq 60^\circ$ као

$$a(\varphi) = \frac{1}{3I} i_A(\varphi + 90^\circ) \quad (5.5)$$

и

$$b(\varphi) = \frac{1}{3I} i_B(\varphi + 90^\circ), \quad (5.6)$$

где је I амплитуда фундаменталног хармоника улазне струје.

Програмиране струје i_A и i_B треба да задовоље одређене особине симетрије да би се постигло да улазна струја не садржи парне хармонике. Изражено преко i_A и i_B те особине су

$$i_A(90^\circ + \varphi) = i_A(90^\circ - \varphi), \quad (5.7)$$

и

$$i_B(\varphi) = i_A(\varphi - 60^\circ). \quad (5.8)$$

Струја i_B има исти таласни облик као и i_A , али померен за једну половину своје периоде, која је једна шестина периоде мрежног напона. Ограничење због симетрије може бити изражено преко помоћних функција као

$$a(\varphi) = b(60^\circ - \varphi). \quad (5.9)$$

Изрази за i_A и i_B приказани помоћу помоћних функција од помереног аргумента су дати у Табели 5.1, као и изрази за угао α у сваком сегменту. Убризгана струја i_X је изражена помоћу помоћних функција у сваком временском сегменту према (5.13), што је такође приказано у Табели 5.1. У врсти где је приказано i_X и у врстама испод, аргументи помоћних функција нису написани и претпоставља се да су аргументи исти као и изразима за i_A и i_B у истој колони табеле. У наредним врстама Табеле 5.1 улазне струје су изражене помоћу i_A , i_B и i_X у сваком сегменту, док су у задње три врсте посматране табеле улазне струје приказане као линеарне комбинације помоћних функција. Као што је и очекивано, из израза у задње три врсте Табеле 5.1 се може уочити да i_2 и i_3 имају исти таласни облик као i_1 , али са кашњењем фазе од 120° и 240° , респективно.

У претходном разматрању у поглављу 4 је закључено да у сваком тренутку времена диода из групе G1 повезана за напојну линију са максималним фазним напоном води, као и диода из групе G2 повезана за напојну линију са минималним фазним напоном. Пошто један фазни напон не може бити максималан и минималан

у исто време, диоде које воде су везане за различите напојне линије. Онда улазне струје могу бити изражене као

$$i_{P1} = i_A - i_X, \quad (5.10)$$

$$i_{P2} = -i_B - i_X, \quad (5.11)$$

и

$$i_{P3} = -i_X, \quad (5.12)$$

где је $P1$ индекс линије са максималним фазним напоном у посматраном тренутку времена, $v_{P1} = \max(v_{P1}, v_{P2}, v_{P3})$, док је $P2$ индекс линије са минималним фазним напоном, $v_{P2} = \min(v_{P1}, v_{P2}, v_{P3})$, у истом тренутку времена.

Једначине (5.10)-(5.12) задовољавају ограничење

$$i_{P1} + i_{P2} + i_{P3} = 0 \quad (5.13)$$

које условљава I Кирхофов закон.

У оквиру једног временског сегмента, линија са минималним и линија са максималним фазним напоном се не мења. Уопштене улазне струје i_{P1} , i_{P2} и i_{P3} су специфициране у Табели 5.2.

Замењујући (5.3) у (5.10)-(5.12), изрази за улазне струје изражени помоћу i_A и i_B су добијени као

$$i_{P1} = \frac{2}{3}i_A + \frac{1}{3}i_B, \quad (5.14)$$

$$i_{P2} = -\frac{1}{3}i_A - \frac{2}{3}i_B, \quad (5.15)$$

и

$$i_{P3} = -\frac{1}{3}i_A + \frac{1}{3}i_B. \quad (5.16)$$

Пошто улазне струје задовољавају ограничење (5.13), само две од њих су независне. Због тога, са одговарајућим струјним програмирањем i_A и i_B је могуће добити жељени таласни облик улазних струја који не садржи нулту компоненту, укључујући и чисто синусоидалан.

Решавајући (5.14) и (5.15) по i_A и i_B , добијају се

$$i_A = 2i_{P1} + i_{P2} \quad (5.17)$$

и

$$i_B = -i_{P1} - 2i_{P2}. \quad (5.18)$$

Примењујући ограничење (5.13) на (5.17) и (5.18), изрази за i_A и i_B се могу упростити до

$$i_A = i_{P1} - i_{P3} \quad (5.19)$$

и

$$i_B = i_{P3} - i_{P2}. \quad (5.20)$$

У Табели 5.2 изрази за i_A и i_B за сваки сегмент времена су дати у функцији улазних струја.

Примењујући услове $i_1 = I \sin \varphi$, $i_2 = I \sin(\varphi - 120^\circ)$, и $i_3 = I \sin(\varphi - 240^\circ)$ на изразе за i_A и i_B дате у Табели 5.2, и изједначавајући резултате са одговарајућим изразима датим у Табели 5.1 се одређују помоћне функције.

**Табела 5.1: Диоде које воде и струје конвертора за време појединих сегмената
периоде мрежног напона.**

сегмент	A	B	C	D	E	F
Горња диода	D5	D1	D1	D3	D3	D5
Доња диода	D4	D4	D6	D6	D2	D2
φ_{start}	-30°	30°	90°	150°	210°	270°
φ_{stop}	30°	90°	150°	210°	270°	330°
i_{D1}	0	i_A	i_A	0	0	0
i_{D2}	0	0	0	0	i_B	i_B
i_{D3}	0	0	0	i_A	i_A	0
i_{D4}	i_B	i_B	0	0	0	0
i_{D5}	i_A	0	0	0	0	i_A
i_{D6}	0	0	i_B	i_B	0	0
α	$\varphi + 30^\circ$	$\varphi - 30^\circ$	$\varphi - 90^\circ$	$\varphi - 150^\circ$	$\varphi - 210^\circ$	$\varphi - 270^\circ$
i_A	$3Ia(\alpha)$	$3Ib(\alpha)$	$3Ia(\alpha)$	$3Ib(\alpha)$	$3Ia(\alpha)$	$3Ib(\alpha)$
i_B	$3Ib(\alpha)$	$3Ia(\alpha)$	$3Ib(\alpha)$	$3Ia(\alpha)$	$3Ib(\alpha)$	$3Ia(\alpha)$
i_X	$I(a-b)$	$I(b-a)$	$I(a-b)$	$I(b-a)$	$I(a-b)$	$I(b-a)$
i_1	$-i_X$	$i_A - i_X$	$i_A - i_X$	$-i_X$	$-i_B - i_X$	$-i_B - i_X$
i_2	$i_A - i_X$	$-i_X$	$-i_B - i_X$	$-i_B - i_X$	$-i_X$	$i_A - i_X$
i_3	$-i_B - i_X$	$-i_B - i_X$	$-i_X$	$i_A - i_X$	$i_A - i_X$	$-i_X$
i_1/I	$-a+b$	$a+2b$	$2a+b$	$a-b$	$-a-2b$	$-2a-b$
i_2/I	$2a+b$	$a-b$	$-a-2b$	$-2a-b$	$-a+b$	$a+2b$
i_3/I	$-a-2b$	$-2a-b$	$-a+b$	$a+2b$	$2a+b$	$a-b$

Табела 5.2. Генерализоване улазне струје и изрази за i_A и i_B .

сегмент	A	B	C	D	E	F
i_{p1}	i_3	i_1	i_1	i_2	i_2	i_3
i_{p2}	i_2	i_2	i_3	i_3	i_1	i_1
i_{p3}	i_1	i_3	i_2	i_1	i_3	i_2
i_A	$i_3 - i_1$	$i_1 - i_3$	$i_1 - i_2$	$i_2 - i_1$	$i_2 - i_3$	$i_3 - i_2$
i_B	$i_1 - i_2$	$i_3 - i_2$	$i_2 - i_3$	$i_1 - i_3$	$i_3 - i_1$	$i_2 - i_1$

На пример, систем једначина по помоћним функцијама може бити формиран изједначавањем израза из Табеле 5.2 за i_A и i_B у временском сегменту A за улазне струје i_1 и i_2 са одговарајућим изразима из Табеле 5.1. Добијене једначине су

$$3Ia(\varphi + 30^\circ) = I\sin(\varphi - 240^\circ) - I\sin(\varphi) \quad (5.21)$$

и

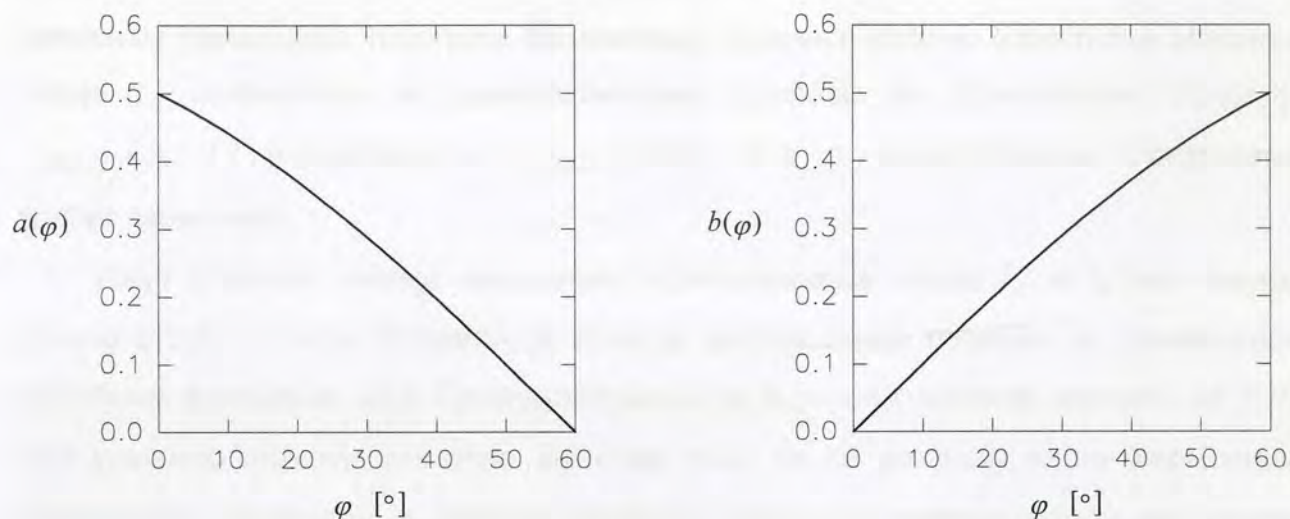
$$3Ib(\varphi + 30^\circ) = I\sin(\varphi) - I\sin(\varphi - 120^\circ). \quad (5.22)$$

Упростићавајући изразе (28) и (29), помоћне функције се могу добити у компактној форми као

$$a(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{3}}\sin(60^\circ - \varphi) \quad (5.23)$$

и

$$b(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{3}}\sin(\varphi). \quad (5.24)$$



Слика 5.2. Помоћне функције за случај оптималног програмирања струје.

Помоћне функције специфициране изразима (5.23) и (5.24) су приказане на слици 5.2.

Оптимални таласни облици за i_A и i_B су одређени помоћним функцијама према изразима датим у Табели 5.1, и приказани су на слици 5.3. Период i_A и i_B је трећина периода мрежног напона. Таласни облик i_B је исти као и таласни облик од i_A , али померен у времену за половину његове периоде.

Предложени метод програмирања струје доводи до струја конвертора приказаних на слици 5.3. На дијаграмима који су приказани на слици 5.3 се види да је улазна струја i_1 чисто синусоидална без икаквог изобличења.

Вршне вредности струја i_A и i_B , релевантне за димензионисање прекидачких компоненти, су $1,5 I$, где је I амплитуда улазне струје. У случају када се користи техника убризгавања трећег хармоника (описана у поглављу 4) вршне вредности струја i_A и i_B су једнаке $1,444 I$, где је I амплитуда основног хармоника струје. На такав начин, уз занемарљив пораст вршне струје прекидача од 4% се добија идеалан синусоидални таласни облик улазне струје. Такође, из наведених разматрања закључујемо да је разлика у димензионисању направе за убризгавање и исправљачких диода, код ове две врсте убризгавања (оптималног убризгавања трећег хармоника и убризгавања оптималног таласног облика струје), занемарива.

Посматрајући таласни облик убризгане струје i_x може се уочити да она има прекидни први извод у времену, што даље доводи до тога да њен спектар садржи

бесконечно велики број хармоника. Хармонијске компоненте струје i_x се налазе на непарним умношцима троструке фреквенције мрежног напона. Ефективна вредност струје i_x релевантна за димензионисање направе за убризгавање струје је $I_{XRMS} = 0,294 I$, у поређењу са $I_{XRMS} = 0,290 I$ што се има код технике убризгавања трећег хармоника.

Ради анализе утицаја неидеалног програмирања струја i_A и i_B на спектар улазне струје, у овом поглављу је спектар улазне струје повезан са примењеном помоћном функцијом $a(\varphi)$. Претпоставља се да је услов симетрије изражен са (5.9), који узајамно повезује помоћне функције тако да се уклањају парни хармоници, задовољен. Разматран је спектар струје i_1 , пошто су спектри остале две улазне струје исти као спектар од i_1 .

Пошто је i_1 непарна функција, $i_1(-\varphi) = -i_1(\varphi)$, а при ограничењу због симетрије (5.9), израз за струју може бити упрошћен, и интервал интеграције редукован на једну четвртину периоде мрежног напона. Ограничење због симетрије у функцији i_1 даје

$$i_1(90^\circ - \varphi) = i_1(90^\circ + \varphi), \quad (5.25)$$

па је онда спектар струје i_1 одређен са

$$I_n = \frac{2}{j\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_1(\varphi) \sin(n\varphi) d\varphi, \quad (5.26)$$

где је ред хармоника n ограничен на то да мора бити непаран број, пошто спектар струје i_1 не садржи хармонијске компоненте на парним умношцима мрежне фреквенције.

Применом (5.26) на аналитички израз за струју i_1 у сегментима А и Б датим у Табели 5.1, спектар улазне струје исправљача се добија као

$$I_n = \frac{2}{j\pi} I \int_0^{\frac{\pi}{3}} a(\varphi) w(n,\varphi) d\varphi, \quad (5.27)$$

где је $w(n,\varphi)$ тежинска функција,

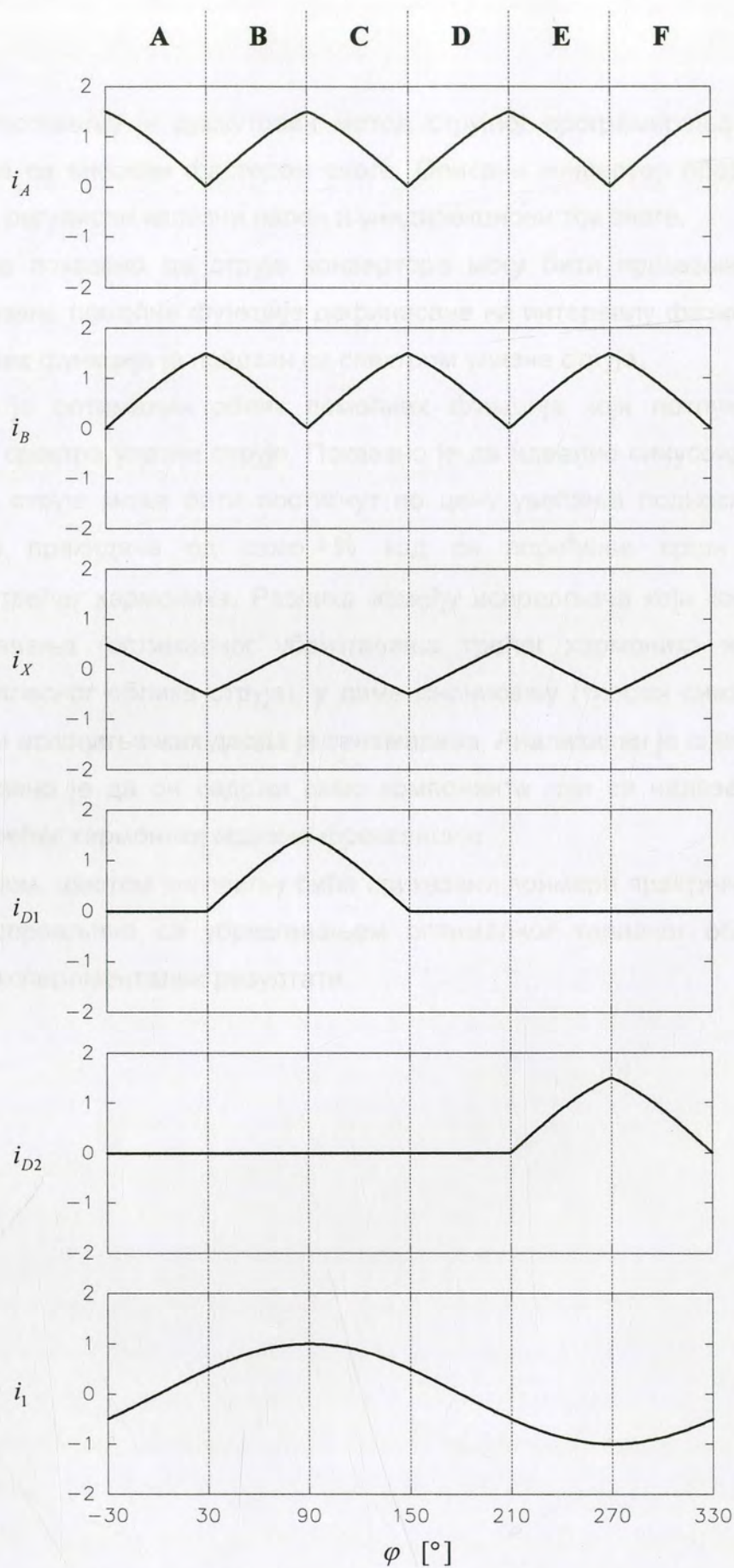
$$w(\varphi, n) = \sin\left(n\frac{\pi}{6} - n\varphi\right) + \sin\left(n\frac{\pi}{6} + n\varphi\right) + 2\sin\left(n\frac{\pi}{2} - n\varphi\right) \quad (5.28)$$

За помоћну функцију $a(\varphi)$ дату помоћу израза (5.23), у случају оптималног струјног програмирања се добија $I_1 = I_{-1} = \frac{I}{2}$ и $I_n = 0$ за $n \neq \pm 1$, што одговара $i_1 = I \sin \varphi$.

Може се уочити да парни хармоници и хармоници реда $n = 3k$ не постоје у спектру струје. Амплитуде хармоника споро опадају са порастом реда хармоника и велики број хармоника мора бити узет у обзир да би се фактор THD тачно одредио.



Слика 5.2. Таласни облици струје конвертора код промена таласа оптималног програмирања струје



Слика 5.3. Таласни облици струја конвертора код примене технике оптималног програмирања струје.

5.3 РЕЗИМЕ

У овом поглављу је дискутован метод струјног програмирања у трофазним исправљачима са високим фактором снаге. Описани конвертор обезбеђује високи фактор снаге, регулисан излазни напон и унидирекциони ток снаге.

Такође је показано да струје конвертора могу бити приказане помоћу две узајамно повезане помоћне функције дефинисане на интервалу фазног угла од 60° . Облик помоћних функција је повезан са спектром улазне струје.

Изведен је оптимални облик помоћних функција који потпуно елиминише хармонике из спектра улазне струје. Показано је да идеално синусоидални таласни облик улазне струје може бити постигнут по цену увећања подносиве вредности вршне струје прекидача од само 4% кад се поређење врши са техником убризгавања трећег хармоника. Разлика између исправљача који користе ове две врсте убризгавања (оптималног убризгавања трећег хармоника и убризгавања оптималног таласног облика струје), у димензионисању (типској снази) направе за убризгавање и исправљачких диода је занемарива. Анализиран је спектар убризгане струје и показано је да он садржи само компоненте које се налазе на непарним умношцима трећег хармоника мрежне фреквенције.

У наредном, шестом поглављу биће приказани примери практичне реализације трофазних исправљача са убризгавањем оптималног таласног облика струје и одговарајући експериментални резултати.

6. РЕАЛИЗАЦИЈА ТРОФАЗНОГ ДИОДНОГ ИСПРАВЉАЧА СА УБРИЗГАВАЊЕМ СТРУЈЕ И СИНУСОИДАЛНОМ УЛАЗНОМ СТРУЈОМ

6.1 Уводна разматрања

У петом поглављу је аналитички изведен оптимални таласни облик убризгане струје, и то на основу анализе трофазног диодног исправљача који на једносмерној страни има два boost конвертора који обезбеђују убризгавање оптималне струје као и адекватне облике струјних таласа на позитивном и негативном терминалу трофазног диодног моста. Таква реализација очито није погодна за веће снаге, релативно је сложена за реализацију и била би компликована за примену у случају реконструкције постојећих великих диодних исправљача. Такође, губици због комутације прекидача у boost конверторима чине да укупни степен искоришћења није много велики (реда је 0,8 у пракси, пошто се сва исправљена електрична енергија процесира кроз прекидачке конверторе).

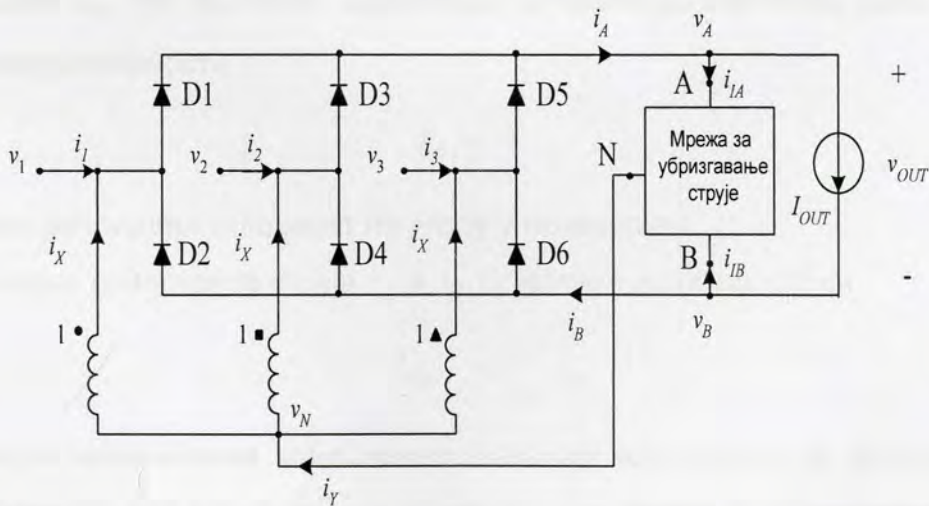
Зато се поставља питање да ли је могуће реализовати трофазни диодни исправљач са техником убризгавања оптималног струјног таласа, али уз употребу претежно пасивних компоненти, што би дало робусно и јефтино решење са већим степеном искоришћења.

У овом поглављу је примена оптималног уобличавања струје, описана у петом поглављу, [1.16], проширена на исправљаче који користе пасивне мреже за убризгавање струје и имају исту структуру као исправљачи описани у [1.13] и [1.14]. Предложено је неколико пасивних мрежа за убризгавање струје које обезбеђују оптимално убризгавање струје. Описане мреже за убризгавање струје не захтевају елементе који имају реактивни индуктивни карактер, што представља значајну предност у практичној индустријској реализацији.

Структура анализираних класа исправљача је приказана на слици 6.1 и у основи је слична структури исправљача анализираних у четвртном поглављу тезе. Исправљач са слике 6.1 се састоји од диодног моста, мреже за убризгавање струје и направе за убризгавање струје. Могуће реализације уређаја за убризгавање струје су дискутоване у [1.16] и [6.1], где је закључено да је најповољнији уређај за убризгавање трофазни

аутотрансформатор у вези сломљене звезде (најмања паразитска индуктивност и прихватљива типска снага). У случају када се на улазу исправљача налази изолациони прилагодни трансформатор са секундаром повезаним у звезду, уређај за убризгавање струје није неопходан, и убризгавање струје се постиже убризгавањем струје у неутралну тачку секундара трансформатора [1.14], као што је већ закључено у четвртом поглављу. У свим анализама које су приказане у овом поглављу се претпоставља да струја потрошача I_{OUT} нема наизменичну компоненту.

Оптимално убризгавање струје које обезбеђује синусоидалне таласне облике улазних струја је описано у делу 6.2, где су такође представљени захтеви које мора да испуни мрежа за убризгавање струје. У делу 6.3 су дискутовани токови снаге, и показано је да 8,81% од улазне снаге мора да буде дисипирано на отпорницима или процесирано кроз конверторе који на свом улазу емулирају отпорност. Основна мрежа за убризгавање струје је приказана и анализирана у делу 6.4, док су изведене топологије приказане у делу 6.5. Смернице за пројектовање су изложене у делу 6.6 и експериментални резултати су приказани у делу 6.7.



Слика 6.1 Трофазни диодни мостни исправљач са системом за убризгавање струје.

6.2 Убризавање струје

Струје на излазним прикључцима диодног моста (струје оптерећења диодног моста), i_A и i_B (Слика 6.1), које одговарају синусоидалним таласним облицима улазних струја у оптималном случају, који је анализиран у петом поглављу, [1.16], су приказане преко њихових развоја у Фуријеове редове као

$$i_A = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1-2(-1)^n}{9n^2-1} \cos(3n\omega_0 t) \right) \quad (6.1)$$

и

$$i_B = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n-2}{9n^2-1} \cos(3n\omega_0 t) \right). \quad (6.2)$$

Као што је и очекивано, Фуријеови редови (4.4), (4.5) и (6.1)–(6.2) садрже само спектралне компоненте на фреквенцијама које су троструки умношци мрежне фреквенције.

За струје на излазним прикључцима диодног моста одређене помоћу (6.1) и (6.2), таласни облици улазних струја су синусоиде у фази са одговарајућим фазним напонима, са амплитудом I_m . На тај начин, ефективно оптерећење које види свака фаза напојне мреже је отпор отпорности

$$R_e = \frac{V_m}{I_m} \quad (6.3)$$

који је назван емулирана отпорност на улазу у исправљач.

Једносмерне компоненте струја i_A и i_B су једнаке излазној струји

$$I_{OUT} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_m \quad (6.4)$$

док се њихове наизменичне компоненте затварају кроз мрежу за убризгавање струје. Развоји у Фуријеов ред струја које се затварају кроз мрежу за убризгавање струје, i_{IA} и i_{IB} , су

$$i_{IA} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1-2(-1)^n}{9n^2-1} \cos(3n\omega_0 t) \quad (6.5)$$

и

$$i_{IB} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 - (-1)^n}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega_0 t). \quad (6.6)$$

Струје које се затварају кроз мрежу за убризгавање струје резултују у убризганој струји i_Y , која је подељена на три једнака дела помоћу направе за убризгавање струје

$$i_X = \frac{1}{3} i_Y = \frac{1}{3} (i_{IA} + i_{IB}) \quad (6.7)$$

и убризгана назад у напојне водове.

Напон који се има у неутралној тачки направе за убризгавање струје, v_N , је

$$v_N = \frac{1}{3} (v_1 + v_2 + v_3) = 0. \quad (6.8)$$

Развоји у Фуријеове редове струја које се затварају кроз мрежу за убризгавање струје, (6.5) и (6.6), могу бити преуређени тако да су парни и непарни хармоници груписани у посебне групе. У том случају, струје i_{IA} и i_{IB} су приказане као

$$i_{IA} = i_{odd} + i_{even} \quad (6.9)$$

и

$$i_{IB} = i_{odd} - i_{even} \quad (6.10)$$

где је

$$i_{odd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3}{9(2k-1)^2 - 1} \cos((6k-3)\omega_0 t) \quad (6.11)$$

и

$$i_{even} = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} I_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{36k^2 - 1} \cos(6k\omega_0 t). \quad (6.12)$$

Према (6.9) и (6.10), убризгана струја

$$i_Y = i_{IA} + i_{IB} = 2i_{odd} \quad (6.13)$$

не садржи хармонике на фреквенцијама које су парни умношци троструке мрежне фреквенције, и те хармоничке компоненте струје теку путем који спаја излазне прикључке исправљача.

Ради разматрања која следе, потребно је да се прикажу развоји у Фуријеове редове излазног напона исправљача и аритметичке средине излазних напона на излазним прикључцима. Излазни напон је одређен са

$$v_{OUT} = v_A - v_B = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{36k^2 - 1} \cos(6k \omega_0 t) \right) \quad (6.14)$$

и његов развој у Фуријеов ред се састоји од једносмерне компоненте

$$V_{OUT} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (6.15)$$

и једне наизменичне компоненте

$$v_{OUTAC} = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{36k^2 - 1} \cos(6k \omega_0 t). \quad (6.16)$$

Аритметичка средина напона на излазним прикључцима је

$$v_{AV} = \frac{v_A + v_B}{2} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{9(2k-1)^2 - 1} \cos((6k-3) \omega_0 t) \quad (6.17)$$

и њен развој у Фуријеов ред не садржи хармонијске компоненте на фреквенцијама које су парни умношци троструке мрежне фреквенције, и састоји се само од хармоника чије фреквенције су непарни умношци троструке мрежне фреквенције.

Приметимо сада да је однос између одговарајућих хармоничких компоненти од v_{AV} и i_{odd} константан и једнак

$$R_{odd} = \frac{1}{3} R_e \quad (6.18)$$

независан од реда хармоника, као и да је однос између одговарајућих хармоничких компоненти од v_{OUTAC} и i_{even} , једнак

$$R_{even} = 2R_e. \quad (6.19)$$

Те особине, сумиране у изразима (6.18) и (6.19), биће искоришћене за пројектовање мреже за убризгавање струје.

Може се поставити питање шта се дешава када убризгана струја у неутралну тачку садржи оптимални састав хармоника на фреквенцијама које су непарни умношци троструке мрежне фреквенције, а истовремено је блокиран ток хармоника који су парни умношци троструке мрежне фреквенције. Одговор на то питање је дат у радовима [1.20]

и нарочито [1.21], где је показано да се у том случају може постићи THD улазне струје од 4%.

6.3 Токови снага при убризгавању струје

У четвртом поглављу ове дисертације, [1.17] су анализирани токови снага при убризгавању трећег хармоника струје, и показано је да поправљање фактора снаге улазне струје и смањење хармонијског изобличења може бити постигнуто једино по цену да се део снаге потроши у мрежи за убризгавање струје. Та снага може бити дисипирана или пренета на излаз исправљача уз примену прекидачког конвертора као емулятора отпорности. Резултати рада [1.17], добијени за случај убризгавања трећег хармоника, у овом одељку су генерализовани за случај оптималног убризгавања струје обрађеног у петом поглављу ове дисертације.

Излазна снага исправљача је одређена са

$$P_{OUT} = V_{OUT} I_{OUT} = \frac{27}{2\pi^2} V_m I_m \quad (6.20)$$

док је улазна снага дата са

$$P_{IN} = \frac{3}{2} V_m I_m. \quad (6.21)$$

Разлика између улазне и излазне снаге

$$P_{INJ} = \left(1 - \left(\frac{3}{\pi}\right)^2\right) P_{IN} = 8,81\% P_{IN} \quad (6.22)$$

је пренета у мрежу за убризгавање струје, и за случај оптималног убризгавања струје је увек иста, независно од тога како је мрежа за убризгавање струје реализована. Ако је снага пренета у мрежу за убризгавање струје дисипирана, одговарајући степен искоришћења конвертора је

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \left(\frac{3}{\pi}\right)^2 = 91,19\%. \quad (6.23)$$

У случају када се користе прекидачки конвертори као емулятори отпорности, снага потрошена у мрежи за убризгавање струје може бити пренета на излаз исправљача, тако повећавајући излазну струју до

$$I_{OUT} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} I_m \quad (6.24)$$

што одговара степену искоришћења од $\eta = 100\%$.

6.4 Мрежа за убризгавање струје

Да би се постигло оптимално убризгавање струје, мрежа за убризгавање струје треба да обезбеди струје i_{IA} и i_{IB} , дефинисане са (6.5) и (6.6), као одзива на напоне излазних прикључних крајева дефинисане са (4.4), (4.5), и (6.8). Пројектовање мреже за убризгавање струје је развијено посебном одвојеном анализом хармоника на парним и непарним умношцима троструке фреквенције мреже.

Основна структура мреже за убризгавање струје је приказана на слици 6.2. Мрежа се састоји од путање за хармонике на парним умношцима троструке мрежне фреквенције (C_{even} и R_2), и путање за хармонике на непарним умношцима троструке мрежне фреквенције (C_{oddA} , C_{oddB} , трансформатор, и R_1).

Струја i_{even} према (6.9) и (6.10) тече између излазних прикључака исправљача, без утицаја на убризгану струју i_Y (6.13). Пошто је струја i_{even} одређена са

$$i_{even} = \frac{v_{OUTAC}}{R_{even}} \quad (6.25)$$

путања за ову струју је пројектована применом C_{even} и R_2 . Кондензатор C_{even} је искоришћен за уклањање једносмерне компоненте излазног напона са отпорника R_2 , и његов капацитет је ирелевантан све док су варијације напона на њему мале у поређењу са наизменичном компонентом излазног напона исправљача. Отпор

$$R_2 = R_{even} = 2R_e \quad (6.26)$$

је искоришћен за контролу амплитуда хармоничких компоненти струје i_{even} , и његова вредност се мења са променом оптерећења исправљача на исти начин као емулирана отпорност на улазу исправљача R_e (6.3). Снага дисипирана на R_2 је једнака

$$P_2 = \frac{2\pi^2 + 3\sqrt{3}\pi - 36}{4\pi^2} P_{IN} = 0,16\% P_{IN} \quad (6.27)$$

Да би се добила убризгана струја i_Y , пројектована је путања за хармонике на непарним умношцима трећег хармоника мрежне фреквенције. Путања се састоји од два кондензатора, C_{oddA} и C_{oddB} , трансформатора и отпорника R_1 . Кондензатори су искоришћени за уклањање једносмерне компоненте напона са излазних прикључака исправљача, и њихов капацитет је ирелевантан све док су варијације напона на њима мале у поређењу са наизменичним компонентама напона v_A и v_B .

Трансформатор је искоришћен да обезбеди напон v_{AV} (Слика 6.2), једнак аритметичкој средини напона v_A и v_B (6.17). Преносни однос трансформатора је 1:1, што доводи до тога да су струје примара и секундара једнаке. Пошто је убризгана струја i_Y према (6.13), (6.17), и (6.18) дата са

$$i_Y = 2 \frac{v_{AV}}{R_{odd}} \quad (6.28)$$

отпорник R_1 искоришћен за контролу амплитуда убризганих хармоника струје је једнак

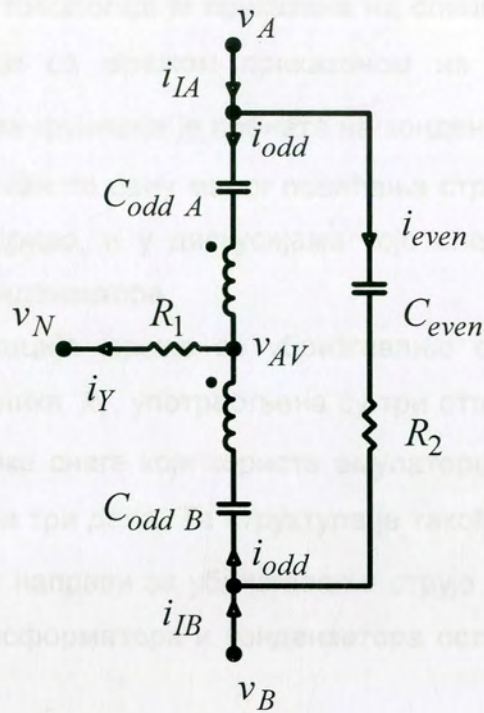
$$R_1 = \frac{1}{2} R_{odd} = \frac{1}{6} R_e \quad (6.29)$$

и његова вредност такође варира са варирањем оптерећења исправљача на исти начин као R_e . Снага дисипирана на отпорнику R_1 је једнака

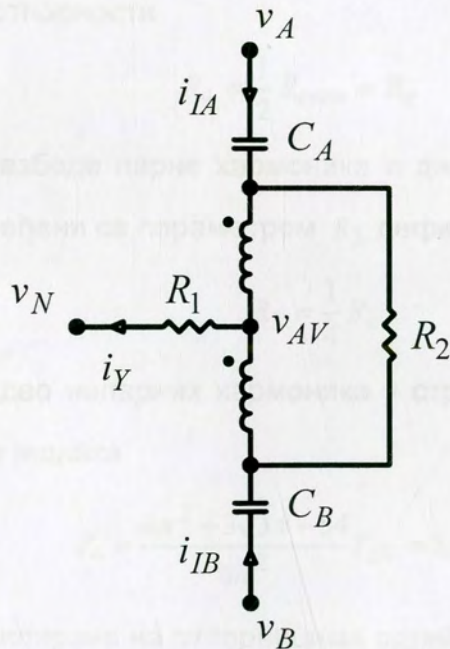
$$P_1 = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}}{4\pi} P_{IN} = 8,65\% P_{IN} \quad (6.30)$$

6.5 Изведене топологије

Мрежа за убризгавање струје приказана на слици 6.2 је основа за бројне изведене топологије. Мада је суштина мрежа за убризгавање струја иста код свих топологија, неке од њих су боље прилагођене за извесне примене и емулацију отпорности помоћу прекидачких конвертора.



Слика 6.2 Основна структура мреже за убрзгавање струје.



Слика 6.3 Мрежа за убрзгавање струје са два кондензатора.

Прва изведена топологија је приказана на слици 6.3. У мрежи приказаној на слици 6.3, кад се упореди са мрежом приказаном на слици 6.2, кондензатор C_{even} је изостављен, и његова функција је пренета на кондензаторе C_A и C_B . На тај начин, број елемената је редукован по цену малог повећања струје која тече кроз кондензаторе. То повећање је занемариво, и у дискусијама које следе пажња ће бити редукована на топологије са два кондензатора.

Друга модификација мреже за убризгавање струје је приказана на слици 6.4. Уместо једног отпорника R_1 , употребљена су три отпорника, што би могло бити погодно за исправљаче велике снаге који користе емулаторе отпорности, пошто се снага узета од стране R_1 дели на три дела. Та структура је такође корисна за моделовање губитака у трансформатору и направи за убризгавање струје. Параметар a је у опсегу $0 \leq a \leq 1$. Напони и струје трансформатора и кондензатора остају исти као у мрежи приказаној на слици 6.3.

Модификована структура мреже за убризгавање струје која врши истовремено убризгавање и парних и непарних хармоника је приказана на слици је приказана на слици 6.5. Отпорници отпорности

$$R_4 = \frac{1}{2} R_{even} = R_e \quad (6.31)$$

су искоришћени да обезбеде парне хармонике и део непарних хармоника струја i_{IA} и i_{IB} , док отпорници одређени са параметром R_3 дефинисаним као

$$R_3 = \frac{1}{4} R_e \quad (6.32)$$

обезбеђују преостали део непарних хармоника у струјама i_{IA} и i_{IB} . Снага дисипирана на оба отпорника R_4 је једнака

$$P_4 = \frac{4\pi^2 + 3\sqrt{3}\pi - 54}{6\pi^2} P_{IN} = 3,04\% P_{IN} \quad (6.33)$$

док је укупна снага дисипирана на отпорницима одређеним са R_3 једнака

$$P_3 = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}}{6\pi} P_{IN} = 5,77\% P_{IN} . \quad (6.34)$$

6.6 Смернице за пројектовање

У овој секцији су дискутовани проблеми повезани са избором кондензатора, као и они повезани са пројектовањем магнетских компоненти. Изведена је зависност хармонијског изобличења улазне струје од капацитета кондензатора у мрежи за убризгавање струје. За све магнетске компоненте је одређена типска снага.

A. Кондензатори

Кондензатори у мрежи за убризгавање струје служе за уклањање једносмерних компоненти напона на излазним прикључцима исправљача. Ради обезбеђења идеалног синусоидалног таласног облика улазних струја, њихов капацитет треба да буде бесконачно велики, т.ј. варијације њихових напона узроковане струјама i_{IA} и i_{IB} треба да буду занемариве.

Зависност хармонијског изобличења улазних струја (THD) од капацитета кондензатора у мрежи за убризгавање струје је анализирана помоћу нумеричког метода описаног у раду [1.17].

Устаљени таласни облици струја i_{IA} и i_{IB} су добијени коришћењем Фуријеове анализе и метода еквивалентних кола, док је таласни облик улазне струје добијен у временском домену као линеарна комбинација таласних облика струја i_{IA} , i_{IB} , и I_{OUT} , зависно од стања вођења диода. На крају је фактор хармонијског изобличења улазне струје THD израчунат користећи алгоритам брзе Фуријеове трансформације.

Анализирајући мрежу за убризгавање струје на парним и непарним умношцима троструке фреквенције мреже одвојено, импедансе које одговарају одговарајућим хармоничким компонентама од v_A и i_{IA} , као и од v_B и i_{IB} , су добијене као

$$\underline{Z}_n = \frac{V_{A,n}}{I_{IA,n}} = \frac{V_{B,n}}{I_{IB,n}} = \begin{cases} R_e \left(\frac{1}{3} + \frac{1}{j\gamma n} \right), & \text{непарно } n \\ R_e \left(1 + \frac{1}{j\gamma n} \right), & \text{парно } n \end{cases} \quad (6.35)$$

где је n ред разматраног троструког умношка фреквенције мреже, и

$$\gamma = 3 \omega_0 R_e C \quad (6.36)$$

је параметар повезан са капацитетом, који утиче на фактор хармонијског изобличења улазне струје THD . Зависност фактора хармонијског изобличења улазне струје THD од параметра γ је приказана на слици 6.6. Са дијаграма приказаног на слици 6.6 може се закључити да је фактор изобличења улазне струје $THD < 5\%$ за $\gamma > 9$, и брзо опада са порастом γ до око $\gamma = 40$, где је $THD \approx 1\%$. У области од интересовања, за $THD < 5\%$, фактор хармонијског изобличења улазне струје THD је довољно тачно приказан као функција од γ помоћу прости емпиријске формуле

$$THD \approx \frac{40\%}{\gamma}. \quad (6.37)$$

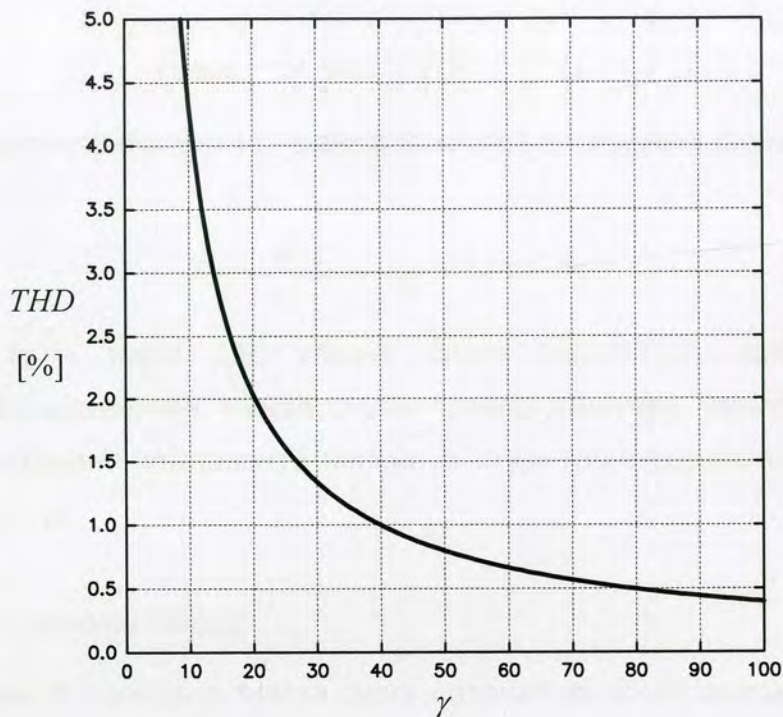
На тај начин, капацитет кондензатора у мрежи за убризгавање струје је приказан као функција дозвољеног фактора хармонијског изобличења улазне струје THD као

$$C = \frac{40\%}{3 \omega_0 R_e THD}. \quad (6.38)$$

Средња вредност напона на кондензаторима је једнака једној половини излазног напона,

$$V_C = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = 82,70\% V_m \quad (6.39)$$

и независна је од струје оптерећења исправљача. Пошто су кондензатори једини елементи који могу апсорбовати енергију у мрежи за убризгавање струје, и пошто њихова енергија не зависи од варијација струје оптерећења исправљача, транзијентни одзив исправљача је резистиван.



Слика 6.6 Зависност фактора THD улазне струје од γ .

Б. Трансформатор

Ради одређивања величине и цене трансформатора употребљеног у мрежи за убризгавање струје, у овом одељку је одређена његова типска снага. Напони и струје трансформатора нису синусоидални, али спектралне компоненте напона трансформатора од значаја за пројектовање су на шестоструком умношку мрежне фреквенције, док спектралне компоненте струја трансформатора од значаја за пројектовање се налазе на троструком умношку мрежне фреквенције. Ради узимања у обзир свих спектралних компоненти, типска снага је одређена у временском домену.

Амплитуда флуksног обухвата која одговара сваком од намота трансформатора се добија интеграцијом напона трансформатора као

$$\lambda_T = \frac{\sqrt{3}}{2\pi\omega} V_m \left(\sqrt{\pi^2 - 9} - 3 \arctan \left(\frac{\sqrt{\pi^2 - 9}}{3} \right) \right) \quad (6.40)$$

док је ефективна вредност струје која тече кроз сваки од намота трансформатора

$$I_{TRMS} = \frac{1}{2} I_{YRMS} = \frac{3}{4} \sqrt{2 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi}} I_m. \quad (6.41)$$

Типска снага једног еквивалентног трансформатора на мрежној фреквенцији је добијена као

$$S_T = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \lambda_T I_{TRMS} = 0,16\% P_{IN}. \quad (6.42)$$

Очигледно је врло мали део улазне снаге процесираан кроз трансформатор. Израчунавање еквивалентне типске снаге трансформатора узимајући у обзир само доминантне спектралне компоненте напона и струја трансформатора даје занемариво различите резултате.

V. Уређај за убризгавање струје

У овој подсекцији је одређена типска снага направе за убризгавање струје. Подсетимо овде да у случају када постоји прилагодни трансформатор на улазу у исправљач, уређај за убризгавање струје није потребан, и убризгавање струје се постиже убризгавањем i_y директно у неутралну тачку секундара трансформатора [1.14]. У том случају се мора обратити пажња на ефекте које изазивају хармоничке компоненте нултог редоследа, међу којима је доминантан трећи хармоник, и које доводе до постојања значајног расипног флуksа.

Амплитуда флуksног обухвата који одговара свакој фази направе за убризгавање струје је

$$\lambda_I = \frac{V_m}{\omega} \quad (6.43)$$

док је ефективна вредност струје i_x која тече кроз сваки од намота

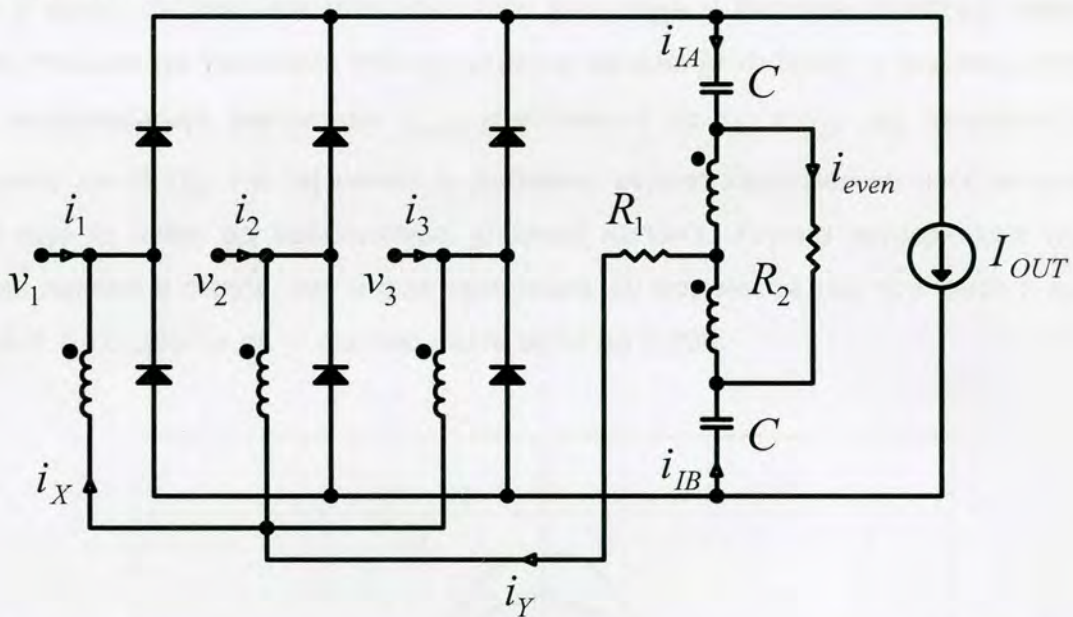
$$I_{IRMS} = \frac{1}{3} I_{YRMS} = \frac{1}{2} \sqrt{2 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi}} I_m. \quad (6.44)$$

Те величине резултују у типској снази од

$$S_I = \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} P_{IN} = 20,80\% P_{IN}. \quad (6.45)$$

6.7 Експериментални резултати

Ради верификације резултата анализе саграђен је исправљач који користи мрежу за убрзгавање струје приказану на слици 6.3. Исправљач је приказан на слици 6.7 и пројектован је за рад са снагама до 2kW , за улазни напон од $V_m = 140\text{V}$. У мрежи за убрзгавање струје су употребљени кондензатори капацитета $C = 2900\mu\text{F}$, и трансформатор је мотан на језгру СУ 39а (ДИН 41309). Уређај за убрзгавање струје је пројектован као аутотрансформатор у споју сломљене звезде и оптимизован је за употребу у овом исправљачу.

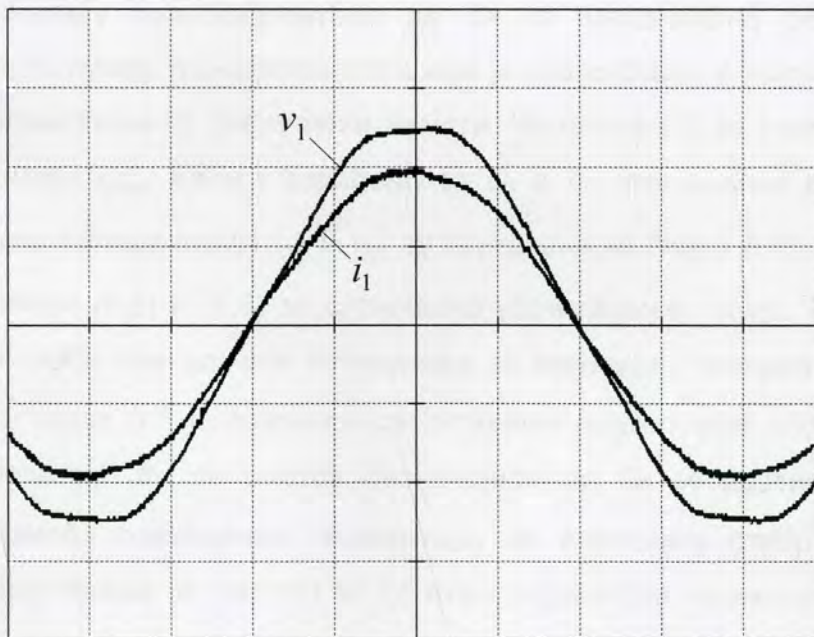


Слика 6.7 Исправљач са убрзгавањем оптималног таласног облика струје.

Таласни облици напона и струја исправљача који су приказани у овом одељку су снимљени помоћу дигиталног осцилоскопа са 8-битном вертикалном резолуцијом и 2000 одбирака у периоди мрежног напона. Укупна хармонијска изобличења, као и фактори снаге и вредности појединих снага су добијени дигиталним процесирањем снимљених сигнала. Таласни облици су снимљени када је исправљач радио са улазном снагом од $P_{IN} = 1856\text{W}$, и излазном снагом од $P_{OUT} = 1668\text{W}$, што одговара степену искоиршћења од 89,84%. Снага узета од стране мреже за убрзгавање струје је дистрибуирана тако да је 5,87% улазне снаге дисипирано у уређају за убрзгавање струје, и 0,44% у

трансформатору мреже за убризгавање струје. Само 1,59% улазне снаге је дисипирано на R_1 , и 0,23% на R_2 . На тај начин губици уведени због отпора у мрежи за убризгавање струје износе 1,82% улазне снаге, а преостали део снаге узете од стране мреже за убризгавање струје је дисипиран као унутрашњи губитак у елементима мреже за убризгавање струје.

Таласни облици улазних напона и струја прве фазе исправљача су приказани на слици 6.8. Улазни напони на месту прикључења исправљача су мало изобличени, што доводи до додатног изобличења улазних струја. Види се да је таласни облик улазне струје у фази са улазним напонам, што резултује у високом фактору снаге. Пропад напона видљив на таласном облику улазног напона је избегнут у улазној струји помоћу мале модификације амплитуде i_{even} компоненте од i_{IA} и i_{IB} од теоријског оптимума одређеног са (6.12). На тај начин је добијено укупно хармонијско изобличење улазних струја које је ниже од изобличења улазних напона. Укупна хармонијска изобличења улазних напона и струја, као и фактори снаге, су мерени за све три фазе и приказани у Табели 6.1 Уочава се да је фактор снаге већи од 0,999.



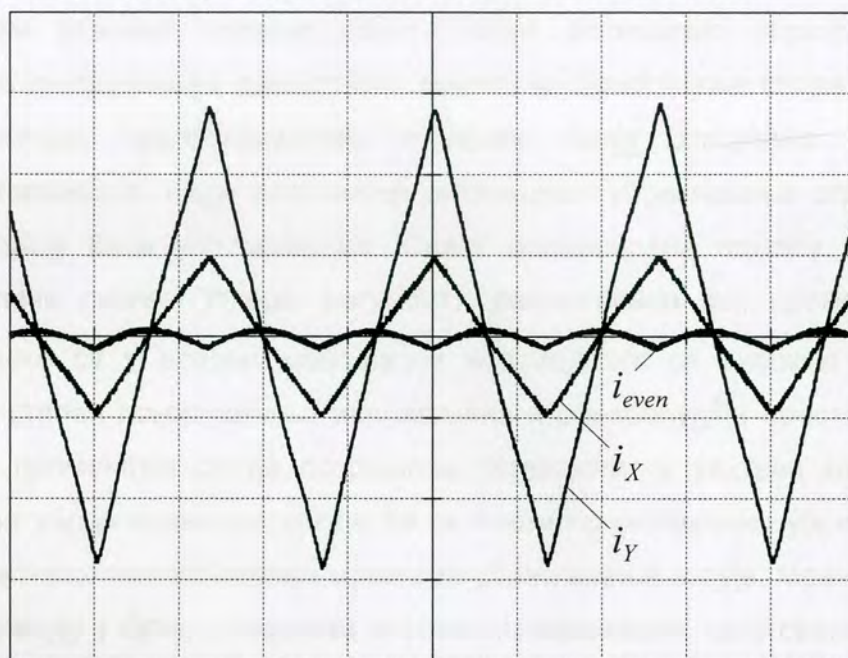
Слика 6.8 Таласни облици v_1 (50V/под) и i_1 (5A/ под). Временска скала 2.5мс/ под.

Табела 6.1, Хармонијско изобличење улазних напона и струја и фактор снаге

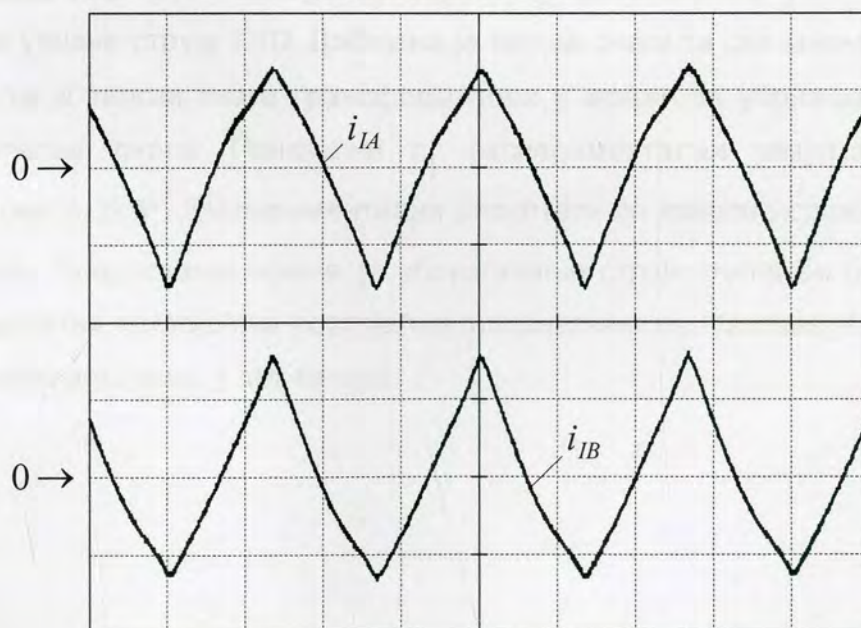
Редни број фазе, k	1	2	3
$THD(v_k)$	2,99%	2,66%	3,17%
$THD(i_k)$	2,58%	2,67%	2,57%
PF_k	0,9994	0,9995	0,9991

На слици 6.9 су приказани таласни облици струја i_Y , i_X , и i_{even} . Види се да је $i_X \approx i_Y/3$, што показује да уређај за убризгавање струје успешно дели i_Y у три једнака дела и убризгава их назад у напојне водове. Према оштрим ивицама таласних облика струја i_X и i_Y , може се закључити да се успешно врши убризгавање хармоника високе фреквенције. Да би се постигло такво убризгавање струје, мора се обратити специјална пажња пројектовању трансформатора да би се максимално редуковале расипне индуктивности. У случају трансформатора који је употребљен у исправљачу приказаном на слици 6.7, коришћени су бифиларни намоти. На слици 6.9 се такође може уочити да је амплитуда струје i_{even} мала у поређењу са i_X и i_Y , што доводи до мале дисипације на R_{even} . Таласни облици струја i_{IA} и i_{IB} су приказани на слици 6.10. Ти таласни облици испуњавају захтеве (6.5) и (6.6) за оптимално убризгавање струје. Ради верификације могућности употребе прекидачког конвертора за емулацију отпорности, отпорник R_1 у исправљачу са слике 6.7 је замењен са активним емулатором отпорности. Снага од 4,3W дисипирана на R_2 се сматра безначајном да би се вратила назад на излаз исправљача помоћу прекидачког конвертора за емулацију отпорности. Прекидачки конвертор за емулирање R_1 састоји се од трансформатора примењеног ради изолације и прилагођења напонског нивоа, boost конвертора који ради тако да емулира отпорност на свом улазу и једне пригушнице, искоришћене за пренос излазне струје boost конвертора на излаз исправљача. На тај начин од 29,5W дисипираних на R_1 , око 22W

су повраћени на излазу исправљача. Очигледно, емуляција отпорности помоћу прекидачких конвертора није оправдана на ниским нивоима снаге.



Слика 6.9 Таласни облици струја i_Y , i_X , и i_{even} . Струјна скала 5А/под, временска скала 2,5мс/под.



Слика 6.10 Таласни облици струја i_{IA} и i_{IB} . Струјна скала 5А/под, временска скала 2,5мс/под.

6.8 РЕЗИМЕ

У овом поглављу је приказан трофазни диодни мостни исправљач са синусоидалном улазном струјом који користи оптимално убризгавање струје. У исправљачу је употребљена једноставна мрежа за убризгавање струје која се састоји од два кондензатора, трансформатора и једног броја отпорника или прекидачких емулятора отпорности. Ради постизања оптималног убризгавања струје, најмање два отпорника морају бити употребљена. Снага процесирана помоћу отпорника износи 8,81% од улазне снаге. Отпори могу бити реализовани као прекидачки емулятори отпорности, што су у основи монофазни исправљачи са високим фактором снаге, унапређујући степен искоришћења исправљача и обезбеђујући просто подешавање ради прилагођења променама струје потрошача. Изведени су захтеви који се постављају пред мрежу за убризгавање струје да би се постигло оптимално убризгавање струје, и предложено је неколико топологија мрежа за убризгавање струје. Мреже за убризгавање струје се разликују у броју отпорника и снази процесираној кроз сваки од њих. Дате су смернице за пројектовање мрежа за убризгавање струје. Приказана је зависност укупног хармонијског изобличења улазне струје THD од капацитета употребљених кондензатора, и дата је једначина која повезује капацитет са дозвољеним укупним хармонијским изобличењем улазне струје THD . Добијена је типска снага за све магнетске компоненте. Показано је да је типска снага трансформатора у мрежи за убризгавање струје свега 0,16% од улазне снаге. Приказани су експериментални резултати добијени на исправљачу снаге 2kW . Експериментални резултати се изврсно слажу са аналитичким предвиђањима. Предложена мрежа за убризгавање струје могла би бити употребљена као јефтин додатак постојећим исправљачима, захтевајући повезивање са постојећим системом само у пет тачака.

7 ВИШЕИМПУЛСНИ (ДВАНАЕСТОИМПУЛСНИ) ДИОДНИ ИСПРАВЉАЧИ СА СИНУСОИДАЛНОМ УЛАЗНОМ СТРУЈОМ

7.1. Уводна разматрања

У опсегу веома високих снага се користе вишефазни исправљачи са шест, дванаест или више фаза на улазу [3.3, 3.4, 7.1, 7.2]. Основни разлог за њихово коришћење је да се слагањем степенстих струјних таласа који су померени за 30° електричних код шестофазног система напона или 15° електричних код дванаестофазног система, постигне у основном трофазном систему што бољи таласни облик улазне струје (што ближи синусоидалном струјном таласу). Цена таквог приступа су сложене и скупе трансформаторске везе да би се добили адекватни вишефазни системи [3.3, 7.2]. Проблеми који се јављају при паралелном везивању диодних мостова су углавном везани за једнако дељење једносмерне струје међу мостовима, док се наизменична компонента струје дели доста добро на једнаке делове, захваљујући трансформаторима за изједначење на излазу паралелно везаних мостова. Такође, веома важна улога трансформатора за изједначење је да се раздвоје комутације мостова у паралелној вези, односно да комутације у једном мосту зависе само од трофазног система напона који напаја тај мост [3.3, 3.4, 7.1, 7.2].

У овом поглављу ће бити размотрени шестофазни (дванаестоимпульсни) исправљачи са диодама и начин коришћења метода убризгавања струје код њих. Иницијална разматрања предметне проблематике су приказана у [7.3, 7.4]. У раду [7.3] је јасно приказан принцип рада шестофазног исправљача са убризгавањем струје на једносмерној страни ради активне корекције таласног облика улазне струје, али није изведен таласни облик убризгане струје у идеалном случају, већ су се аутори задовољили са троугаоним таласним обликом циркулационе струје а нису ни анализирали малу додатну струју која треба да се суперпонира излазној струји исправљача, ради постизања идеалног случаја. Такође, на излазу паралелно спојених усмерачких мостова се налази посебан boost претварач који напаја трећи намотај трансформатора за изједначавање струје, чиме се постиже приближно троугласти таласни облик убризгане струје (у овом случају је убризгана струја истовремено и наизменична циркулациона струја између мостова). Рад [7.3] представља покушај да се превазиђе проблем дељења струје између паралелно

везаних трофазних мостова, и то тако што је на излаз сваког исправљачког моста везан по један boost конвертор са адекватно модулисаном улазном струјом, а чији су излази паралелно везани на заједнички потрошач. На тај начин је постигнуто једначење струја исправљача у паралелној вези и скоро идеалан облик улазне струје при разним нивоима оптерећења, али по цену процесирања целокупне снаге исправљача кроз два boost конвертора, што значи да се за велике снаге ова веза ипак не би могла применити (проблеми везани за дизајн boost конвертора велике снаге).

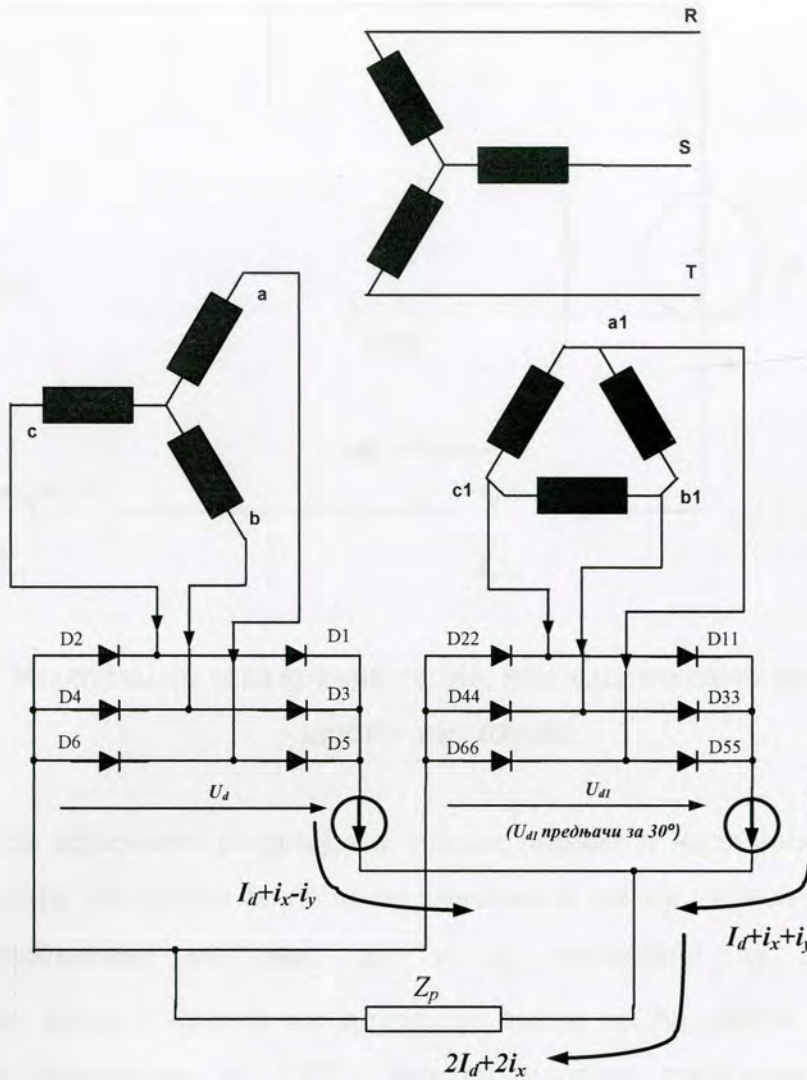
У овом поглављу је дата детаљна анализа таласног облика циркулационе и излазне струје исправљача, са којима је могуће постићи идеалан синусоидални облик улазне струје. Затим су приказане реализације где се са пасивним елементима на излазном делу постижу скоро идеални таласни облици струје трофазног напојног система.

7.2. Извођење идеалног таласног облика циркулационе струје

У анализи токова струја код шестофазних нерегулисаних (диодних) исправљача се полази од стандардне шеме која је приказана на слици 7.1, и која се састоји од два трофазна диодна исправљача који се са наизменичне стране напајају из два трофазна система напона чије су фазе коресподентно померене за 30° . На једносмерној страни су исправљачи везани паралелно преко интерфазног трансформатора, из познатих разлога [3.3, 3.4, 7.1, 7.2]. Да би било какво унапређење таласног облика улазне струје код шестофазног исправљача било прихватљиво, постигнути резултат мора бити бољи од степенастог таласног облика струје, чији THD у случају идеално степенастог таласног облика је дат са (7.1),

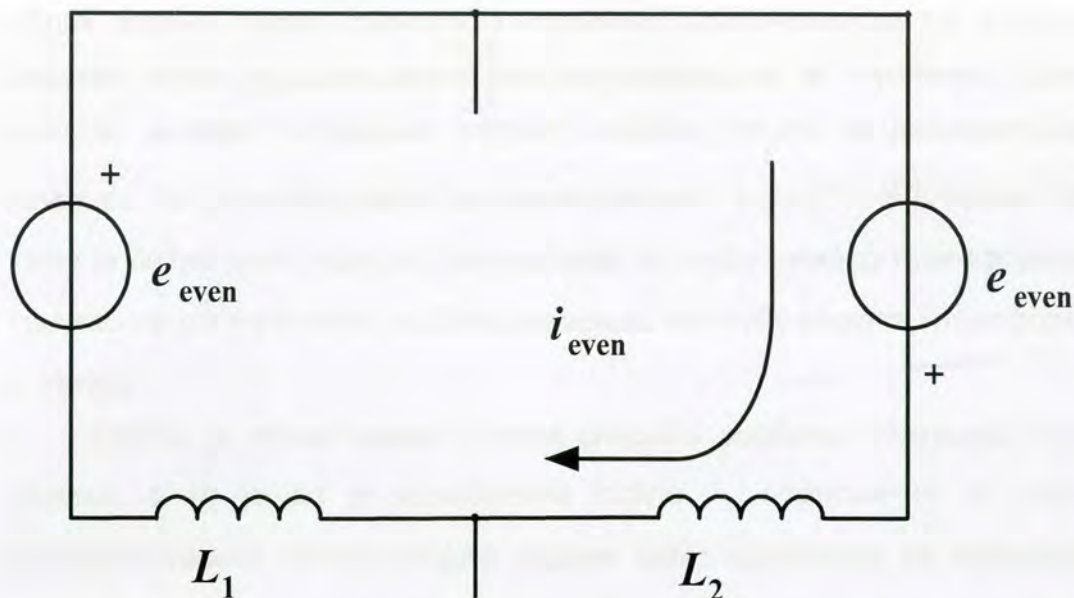
$$THD = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{2 + \sqrt{3}}{9} - \frac{4}{\pi^2}} = 15,219\% . \quad (7.1)$$

На слици 7.1 трансформатор са крајевима означеним $\{a1, b1, c1\}$ на секундару генерише трофазни систем напона који предњачи за 30° у односу на трофазни систем напона на секундару трансформатора чији су крајеви означени са $\{a, b, c\}$.



Слика 7.1 Приказ токова струја у случају идеалне компензације таласног облика улазне струје дванаестоиимпулсног исправљача

Према означеним струјама на слици 7.1, излазне струје паралелно везаних трофазних диодних мостова се могу приказати као $I_d + i_x + i_y$ за диодни мост који је напојен трофазним системом напона који предњачи, односно као $I_d + i_x - i_y$ за други диодни мост, напојен основним трофазним системом напона. Струја $2I_d$ је у ствари средња вредност излазне једносмерне струје, компонента струје $2i_x$ садржи све хармонике излазне струје који су парни умношци шестог хармоника (фундаментала) и компонента струје i_y садржи све непарне умношке шестог хармоника. Ова компонента струје (i_y) у ствари представља циркулациону струју која се убризгава у улазну фазну струју и доприноси постизању идеалног таласног облика улазне струје (на улазу у спрегу трансформатора која ствара шестофазни систем напона).



Слика 7.2. Илустрација тока кружне струје, која садржи само непарне умношке шестог хармоника.

Да би се објаснило раздвајање токова парних и непарних умножака шестог хармоника струја, потребно је поћи од чињенице да су таласни облици излазних напона исправљачких мостова, u_{d1} и u_d померени за 30° (посматрајући фундаментал), један у односу на други. То значи да ће шести хармоници бити у против фази (померени за 180°), ако су напојни трофазни напони једнаких амплитуда по свакој фази, а очигледно ће то да важи и за све НЕПАРНЕ УМНОШКЕ шестог хармоника напона. Значи, непарни хармоници излазних напона ова два трофазна диодна моста могу да генеришу циркулациону струју кроз, на пример, индуктивни делитељ напона, као што је приказано на сликама 7.1 и 7.2.

Парни умношци шестог хармоника напона u_{d1} и u_d ће очито бити у фази, односно одговарајући еквивалентни извори хармонијског напона су паралелно везани и једнаки, те нема у циркуларној струји парних умножака шестог хармоника, али их има у струји потрошача. Ти хармоници постоје у струји потрошача, пошто се паралелно везани напонски извори парних умножака шестог хармоника напона виде на потрошачу, односно излазни трансформатор или пригушнице за дељење струје не утичу на ове хармоника напона и струје.

У табели 7.1 су приказане вредности појединих фазних и линијских струја на секундарима трансформатора који служе за генерисање шестофазног система напона (ознаке струја су према слици 7.1). Да би се одредио оптимални таласни

облик улазне струје (односно поставило ограничење да тај таласни облик буде синусан) мора се анализирати број ампернавојака по стубовима трансформатора и вршити њихово сабирање, строго водећи рачуна о референтним смеровима. Анализа ће бити извршена за угаони сегмент $\omega t \in (0^0, 30^0)$, према табели 7.1. При томе је битно уочити да је број навојака по стубу намота трансформатора везаног у троугао за $\sqrt{3}$ пута већи од броја навојака по стубу намота трансформатора везаног у звезду.

Такође је веома важно уочити следеће особине симетрије струјних таласних облика, а то је да је компонента струје i_x периодична са периодом од 30° фундаменталног таласа, пошто садржи само хармонике на фреквенцијама које су парни умношци шестог хармоника. С друге стране, компонента струје i_y има периоду од 60° фундаменталног таласа, и таласни облици сваке полупериоде су једнаки по апсолутној вредности и супротног су знака, пошто та струја у свом развоју садржи хармонике само на фреквенцијама које су непарни умношци шестог хармоника фундаменталног таласа. Онда, посматрајући таласне облике свих струја у интервалима $\omega t \in (0^0, 30^0)$ и $\omega t \in (30^0, 60^0)$, уочава се да компонента струје i_x има исте вредности када се угао ωt рачуна у другом интервалу као и у првом, док компонента струје i_y у другом интервалу има исте апсолутне вредности као и у првом интервалу, само супротног знака. На основу претпоставке да је преносни однос трофазног трансформатора 1:1:1 и на основу захтева да резултујућа улазна струја буде синусоидалног таласног облика, могу се написати изрази (7.2) и (7.3),

$$I_d + i_x + i_y = \sqrt{3} \cdot I_m \cdot \sin(\omega t), \quad (7.2)$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}}(I_d + i_x + i_y) + (I_d + i_x - i_y) = I_m \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}). \quad (7.3)$$

У изразима (7.2) и (7.3) струја I_m представља амплитуду синусног таласа претпостављене улазне струје. Решавањем система једначина (7.2) и (7.3) по компонентама излазне струје исправљача, добијају се изрази (7.4) и (7.6),

$$i_x(t) = -I_d + \frac{\sqrt{3}-3}{2} I_m \cdot \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}). \quad (7.4)$$

Пошто средња вредност струје i_x мора бити једнака нули на интервалу фазног угла $\omega t \in (0^0, 30^0)$, може се одредити веза између амплитуде улазне струје и половине једносмерне струје на излазу из сложене исправљачке везе.

Тај услов једнакости омогућава калибрацију израза за струју и даје израз (7.5),

$$I_m = \frac{\pi}{3} \frac{I_d}{2\sqrt{3}-3}. \quad (7.5)$$

Аналогним разматрањем се добија и израз за компоненту струје i_y , дат са (7.6),

$$i_y(t) = \frac{I_m}{2} \sqrt{6+3\sqrt{3}} \sin(\omega t - \frac{\pi}{12}). \quad (7.6)$$

Заменом вредности амплитуде улазне струје I_m у изразима (7.4) и (7.6) помоћу израза (7.5), добијају се коначни изрази за циркуларну струју и наизменичну компоненту излазне струје, у случају оптималног (синусоидалног) таласног облика улазне струје,

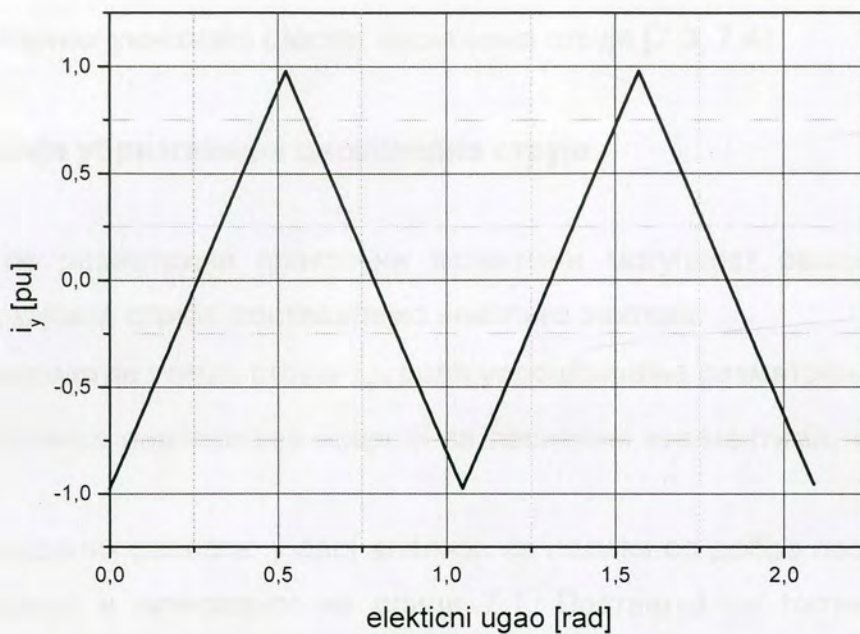
$$i_x(t) = -I_d + \frac{\pi \cdot I_d \sqrt{6-3\sqrt{3}} \sin(\omega t + \frac{5\pi}{12})}{6 \cdot (2\sqrt{3}-3)}, \quad (7.7)$$

$$i_y(t) = \frac{\sqrt{6+3\sqrt{3}} \cdot \pi \cdot I_d \sin(\omega t - \frac{\pi}{12})}{6(2\sqrt{3}-3)}. \quad (7.8)$$

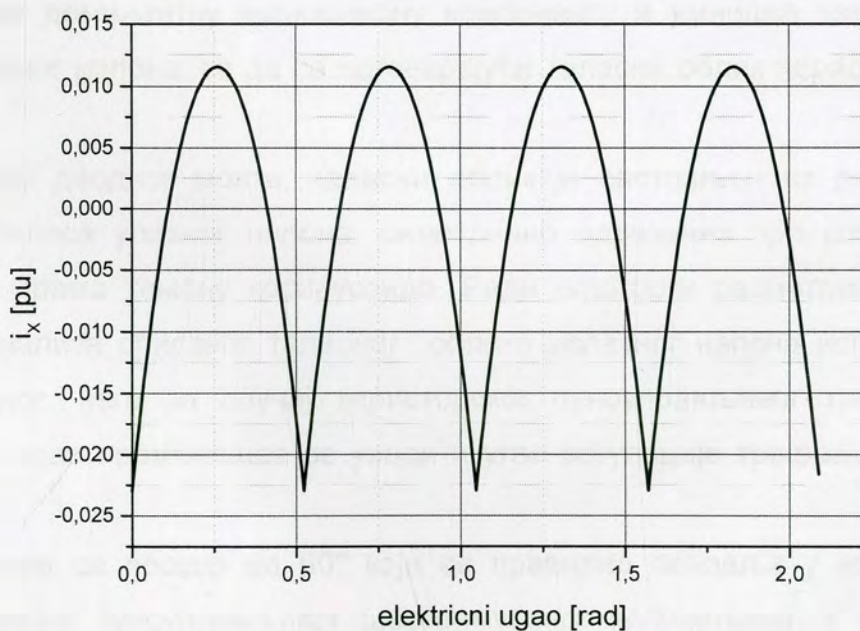
Написани изрази за струје, (7.7) и (7.8), важе у интервалу угла $\omega t \in (0^0, 30^0)$ а иначе се периодично понављају. Циркуларна струја има периоду у трајању од једне шестине основне периоде а наизменична компонента излазне струје има периоду у трајању једне дванаестине основне периоде мрежног напона. Оптимални таласни облици струја i_x и i_y су приказани на сликама 7.3 и 7.4., нормализовани према половини укупне излазне једносмерне струје, I_d .

Табела 7.1 Веза између секундарних струја трансформатора и излазних струја диодних мостова.

Електрични угао (ωt)	$0^\circ < \omega t < 30^\circ$	$30^\circ < \omega t < 60^\circ$	$60^\circ < \omega t < 90^\circ$	$90^\circ < \omega t < 120^\circ$	$120^\circ < \omega t < 150^\circ$	$150^\circ < \omega t < 180^\circ$
$i_{A1}(t)$	0	0	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$
$i_{B1}(t)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	0	0
$i_{C1}(t)$	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$	0	0	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$
$i_A(t)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	0	0	$I_d + i_x - i_y$	$I_d + i_x - i_y$	$I_d + i_x - i_y$
$i_B(t)$	0	$-(I_d + i_x - i_y)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	0
$i_C(t)$	$I_d + i_x - i_y$	$I_d + i_x - i_y$	$I_d + i_x - i_y$	0	0	$-(I_d + i_x - i_y)$
$i_{A1B1}(t)$	$-\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$-\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$-2\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$-2\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$-\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$-\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$
Електрични угао (ωt)	$180^\circ < \omega t < 210^\circ$	$210^\circ < \omega t < 240^\circ$	$240^\circ < \omega t < 270^\circ$	$270^\circ < \omega t < 300^\circ$	$300^\circ < \omega t < 330^\circ$	$330^\circ < \omega t < 360^\circ$
$i_{A1}(t)$	0	0	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$
$i_{B1}(t)$	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$	0	0
$i_{C1}(t)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	$-(I_d + i_x + i_y)$	0	0	$I_d + i_x + i_y$	$I_d + i_x + i_y$
$i_A(t)$	$I_d + i_x - i_y$	0	0	$-(I_d + i_x - i_y)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	$-(I_d + i_x - i_y)$
$i_B(t)$	0	$I_d + i_x - i_y$	$I_d + i_x - i_y$	$I_d + i_x - i_y$	$I_d + i_x - i_y$	0
$i_C(t)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	$-(I_d + i_x - i_y)$	0	0	$I_d + i_x - i_y$
$i_{A1B1}(t)$	$\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$2\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$2\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$	$\frac{I_d + i_x + i_y}{3}$



Слика 7.3. Таласни облик циркуларне струје i_y нормализоване према I_d .



Слика 7.4 Таласни облик циркуларне струје i_x нормализоване према I_d .

Види се да је струја i_x битно мања од нормализоване вредности кружне струје i_y , што значи да се у првом приближењу решењу проблема генерисања оптималних таласних облика проблем генерисања струје i_x може занемарити. Занимљиво је да

други аутори, који су се бавили овом проблематиком, не разматрају проблем генерисања парних умножака шестог хармоника струје [7.3, 7.4].

7.3. Реализација убризавања циркуларне струје

Да би се размотрили практични аспекти и могућност реализације оваквог убризавања кружне струје, поставићемо неколико захтева:

- да се занемарује утицај струје i_x , ради упрошћавања разматрања,
- да се физичка реализација изврши са пасивним елементима, колико год је то могуће.

Због наведених разлога, у овој анализи се полази од добро познатог приступа, богато цитираног и приказаног на слици 7.1. Поставља се питање одређивања оптималних вредности импедансе која генерише циркуларну струју. Пошто је оптимални таласни облик циркуларне струје познат, остаје да се одреди хармонијски садржај исправљеног таласастог једносмерног напона на излазу једног исправљачког трофазног моста. Познато је [3.3, 3.4, 7.1, 7.2] да једносмерни излазни напон садржи доминантну једносмерну компоненту и умношке шестог хармоника фундаменталног напона, те да се одговарајући таласни облик периодично понавља сваких 60° .

У случају диодног моста, таласни облик је састављен из делова око врха косинусног таласа улазног напона, симетрично одрезаних при угловима од $\pm 30^\circ$ респективно према темену косинусоиде. Ради општости разматрања, урадиће се Фуријеова анализа описаног таласног облика излазног напона исправљача не за случај диодног, него за случај тиристорског пуноуправљивог трофазног моста, односно као нова променљива се уводи и угао регулације трофазног тиристорског моста α .

Посматра се прозор од 60° који се правилно понавља у излазном напону једног трофазног пуноуправљивог шестоимулсног исправљача. У том прозору се налази део синусоиде напона приказан изразом (7.9), где је α угао регулације (паљења) тиристорског моста, а $U_{\max,lin}$ максимална вредност линијског напона,

$$u(t) = U_{\max,lin} \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{2}\right). \quad (7.9)$$

Таласни облик напона приказан изразом (7.9) се може развити у Фуријеов ред на интервалу $\omega t \in (-30^\circ, 30^\circ)$ и онда су одговарајући коефицијенти развоја (максималне

вредности синусних и косинусних чланова, респективно према посматраном прозору) дати изразима (7.10) и (7.11),

$$a_n(\alpha) = \frac{6U_{\max,lin}}{\pi} \left(\frac{\sin(n\pi + \frac{\pi}{6})}{1+6n} + \frac{\sin(-n\pi + \frac{\pi}{6})}{1-6n} \right) \cos(\alpha) \quad (7.10)$$

$$b_n(\alpha) = \frac{6U_{\max,lin}}{\pi} \left(\frac{\sin(n\pi + \frac{\pi}{6})}{1+6n} - \frac{\sin(-n\pi + \frac{\pi}{6})}{1-6n} \right) \sin(\alpha) \quad (7.11)$$

Да би се даље анализирила могућност коришћења овог напонског таласа за добијање потребне струје i_y , потребно је да се развије у Фуријеов ред и таласни облик струје i_y у истом временском интервалу на коме је и напон развијен у ред. Пошто је реч о оптималном случају убризгавања струје, њена релативна вредност таласног облика у времену СЕ НЕ МЕЊА са променом угла регулације тиристорског моста. Струја која се убризгава као циркуларна струја је приказана изразом (7.12),

$$i_y(t) = \frac{-\sqrt{6+3\sqrt{3}} \cdot \pi \cdot I_d \sin(\omega t - \frac{\pi}{12})}{6(2\sqrt{3}-3)}, \quad (7.12)$$

који важи у интервалу $\omega t \in (0^0, 30^0)$ док је сама функција ПАРНА на интервалу $\omega t \in (-30^0, 30^0)$. Развој ове функције у Фуријеов ред садржи само косинусне НЕПАРНЕ чланове амплитуде (7.13),

$$a_n = \frac{12Kx \cdot \sin(n\frac{\pi}{2})}{\pi} \left(\frac{\sin(-n\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{12})}{1-6n} - \frac{\sin(n\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{12})}{1+6n} \right), \quad (7.13)$$

где је помоћна константа

$$Kx = \frac{\pi\sqrt{6+3\sqrt{3}}}{6(2\sqrt{3}-3)} I_d.$$

7.3.1 Реализација потребне импедансе за убризгавање

Напон који би (према шеми на слици 7.1) изазивао кружну струју је ДВА ПУТА ВЕЋИ од напона датог изразом (7.10), при чему постоје само НЕПАРНИ УМНОШЦИ 6. ХАРМОНИКА НАПОНА. Ради олакшавања анализе и упрошћавања израза за одређивање потребне импедансе, овде се користи ДРУГИ СИСТЕМ БАЗНИХ ВРЕДНОСТИ ЗА НАПОН И СТРУЈУ, где је

$$U_{bazno} = U_{\max,lin} \frac{6}{\pi} \quad (7.14)$$

и

$$I_{bazno} = \frac{12Kx}{\pi} = \frac{2\sqrt{6+3\sqrt{3}}}{2\sqrt{3}-3} I_d. \quad (7.15)$$

Тиме је одређена и базна вредност за импедансу у новоуведеном систему базних вредности као

$$Z_{bazno} = \frac{3}{\pi} \frac{2\sqrt{3}-3}{\sqrt{6+3\sqrt{3}}} \frac{U_{\max,lin}}{I_d}. \quad (7.16)$$

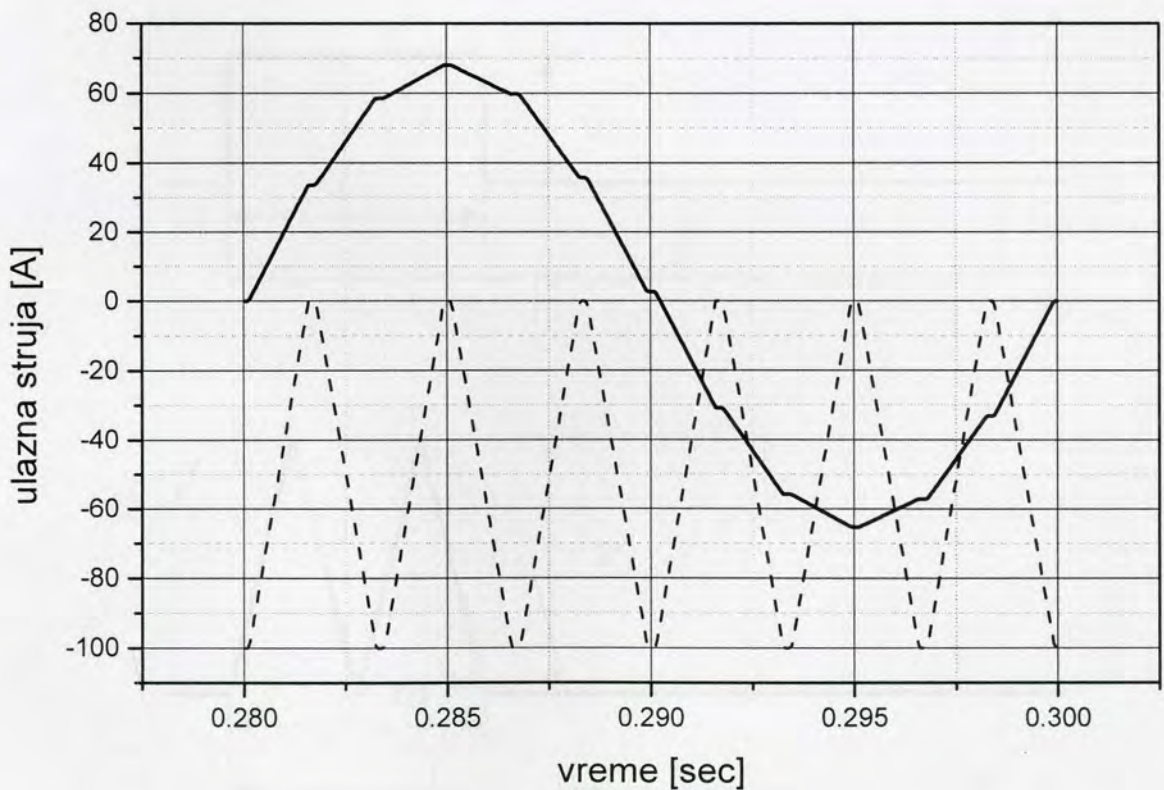
Сада се до потребне импедансе (за генерисање потребне оптималне циркулационе струје само пасивним елементима) долази дељењем расположивог (циркулативног) напона и жељене струје. Сматра се, ради лакше анализе, да косинусни чланови одговарају реалним компонентама напона и струје у комплексној нотацији, а да синусни чланови представљају у ствари косинусне чланове који касне за 90° електричних. Преласком на комплексну нотацију, уз употребу елементарних тригонометријских трансформација и узимајући у обзир само непарне хармонике на временском интервалу од интереса за ово разматрање, добија се да је потребна импеданса за хармоник реда n дата изразом (7.17),

$$Z_n(\alpha) = \frac{\cos(\alpha)}{2\cos(\frac{\pi}{12})} + j \cdot 6n \frac{\sin(\alpha)}{2\cos(\frac{\pi}{12})}. \quad (7.17)$$

Резултат који приказује израз (7.17) је веома интересантан јер из њега следи да је у случају диодног моста (угао регулације $\alpha = 0$) оптимална импеданса у ствари активна отпорност (или емулатор отпорности), док са даљим порастом угла регулације оптимална импеданса добија и реактивну компоненту која зависи од угла регулације. Када је угао регулације једнак 90° електричних, онда се оптимална импеданса своди на индуктивност без омске отпорности. Такође је интересантно да је оптимална импеданса за СВЕ ХАРМОНИКЕ КОЈИ СУ ОД ИНТЕРЕСА постигнута са истим вредностима елемената R и L (то не важи за једносмерну компоненту).

7.3.2 Симулација шестофазног диодног исправљача са оптималним убризгавањем кружне струје

На слици 7.5 су приказани таласни облици улазне струје и збира струја $I_d + i_y$ који су добијени симулацијом шестофазног исправљача који је оптерећен са струјним понором струје 100А и напојен шестофазним системом напона чије су фазне ефективне вредности 220 V. При томе је коришћен отпорни разделник струја, изведен са отпорима отпорности $0,42493\Omega$, која одговара оптималној вредности за тај случај. Постигнуто укупно хармонијско изобличење улазне струје је мање од 5% (у овом случају износи 1,037%) а на отпорном разделнику је дисипирано приближно 10,33% излазне снаге исправљача (од тога је због протицања једносмерне компоненте струје кроз отпоре утрошено 7,726% излазне снаге, што говори да је овакав начин употребе отпора нерационалан). При томе је утицај евентуалних хармоника струје на парним умношцима шестоструке мрежне фреквенције био сигурно потиснут јер је потрошач у симулацији представљен као струјни понор.

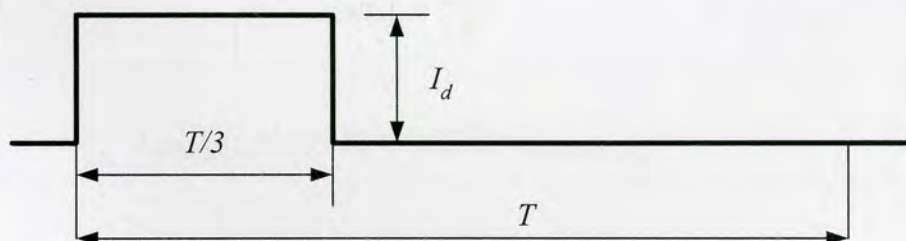


Слика 7.5 Таласни облици улазне струје (горњи траг) и збира струја $I_d + i_y$ (доњи траг).

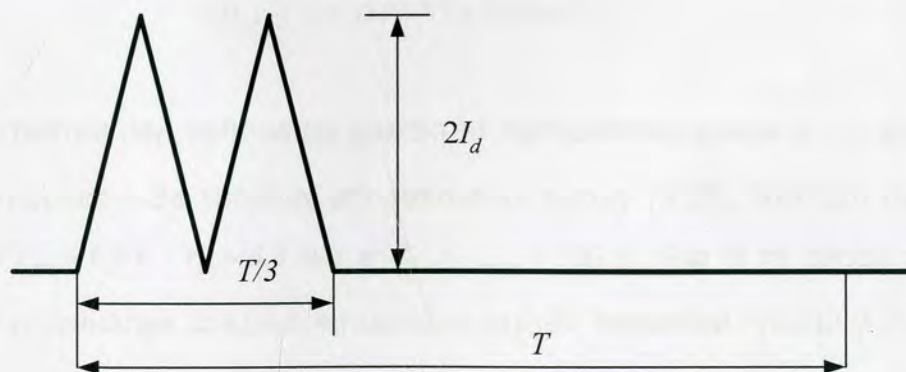
7.4. Енергетски биланс убрзгавања циркулационе струје

7.4.1 Димензионисање диода

Због промењеног таласног облика струје кроз диоде диодних мостова у шестофазној вези са убрзгавањем циркулационе струје, слика 7.1, долази и до промене средњих и ефективних вредности струја. На слици 7.6 а) је приказан идеализовани таласни облик струје кроз једну диоду шестофазног исправљача који се састоји од два трофазна диодна моста (ИЕЦ ознака В6.2U). Пошто постоји међуфазни индуктивни делитељ наизменичне компоненте струје између ова два трофазна диодна моста (ИЕЦ ознака једног моста је В6U), свака исправљачка диода води струју за време једне трећине периоде, и то је струја I_d , која представља половину струје потрошача. У случају када се примењује техника убрзгавања циркулационе струје, у овој анализи ће се убрзгана струја приближно представити троугластим таласним обликом, чинећи при томе грешку мању од 2,5% и то на страну сигурности, слика 7.6 б).



а)



б)

Слика 7.6 Таласни облици струје кроз диоде за случај а) без убрзгавања и б) са убрзгавањем циркулационе струје

Средње вредности струје диоде за случајеве а) и б) са слике 7.6 су дате изразима (7.18) и (7.19), респективно, и види се да су једнаке.

$$I_{DAV,a} = \frac{I_d}{3} . \quad (7.18)$$

$$I_{DAV,b} = \frac{I_d}{3} . \quad (7.19)$$

Ефективне вредности струја диода су дате изразима (7.20) и (7.21) за случајеве а) и б) са слике 7.6, респективно, и види се да је у случају убризгавања циркуларне струје ефективна вредност струје кроз усмерачке диоде већа, (7.22).

$$I_{DRMS,a} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} . \quad (7.20)$$

$$I_{DRMS,b} = \frac{2I_d}{3} . \quad (7.21)$$

$$I_{DRMS,b} = 0,6666 > 0,5773 = I_{DRMS,a} . \quad (7.22)$$

Снага термичких губитака у једној диоди се може приказати изразом (7.23),

$$P_{D,g} = V_{to} I_{DAV} + r_d I_{DRMS}^2 , \quad (7.23)$$

где је V_{to} константни пад напона на директно поларисаној диоди а r_d је динамичка унутрашња отпорност. За типичну исправљачку диоду [3.20], SKN320 одговарајуће вредности су $V_{to} = 0,8 V$, $r_d = 4,5 m\Omega$ и $I_{DAV,nom} = 320 A$. Ако је та диода оптерећена са половином номиналне средње вредности струје, термички губици у њој у случају под а) биће $P_{D,g,a} = 162,5 W$ а у случају под б) $P_{D,g,b} = 174 W$. На основу ове кратке практичне анализе се закључује да се дисипација у исправљачким диодама незнатно повећава у случају када се код стандардног шестофазног исправљача са

интерфазним индуктивним делитељем струје примени (догради) систем за убризгавање циркулационе струје.

Другим речима, када се стари шестофазни исправљач (у вези В6.2U) прерађује тако да се користи убризгавање циркулационе струје, није потребно мењати исправљачке диоде нити побољшавати њихово хлађење.

7.4.2 Димензионисање трансформатора

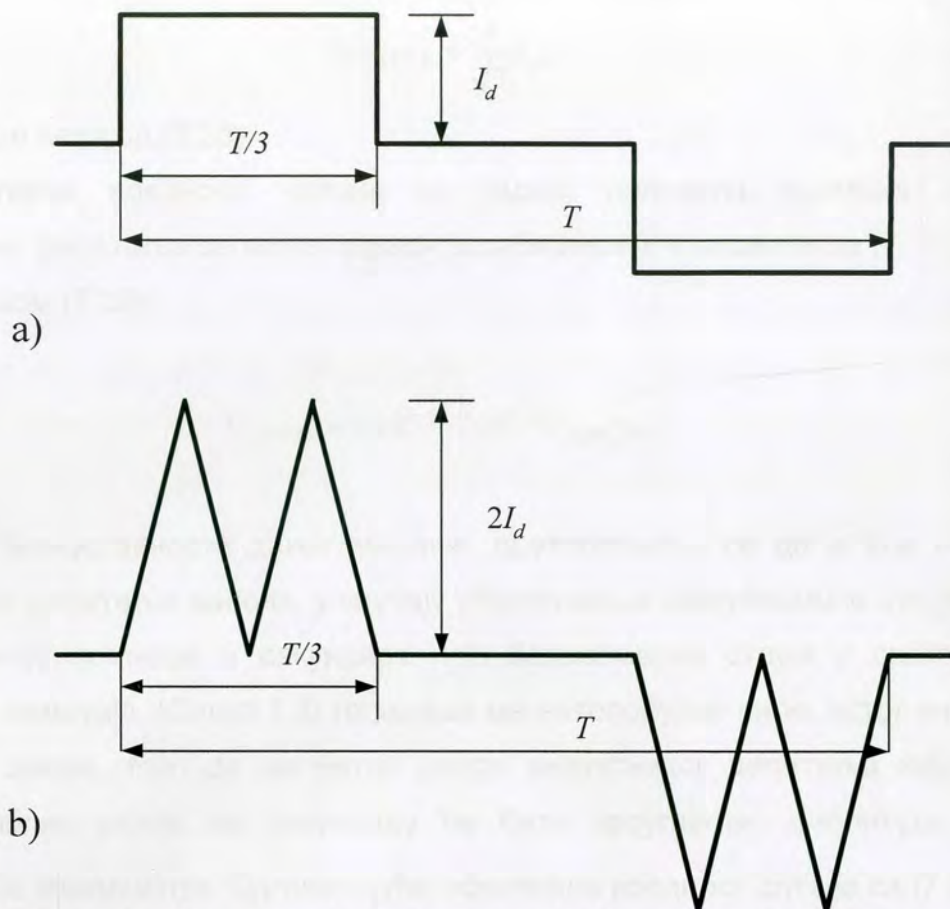
Таласни облици струје на изводима секундара трансформатора шестофазног исправљача су приказани на сликама 7.7. а) за класични случај употребе интерфазног индуктивног делитеља, и 7.7 б) за случај убризгавања циркулационе струје. У случају убризгавања циркулационе струје, таласни облик струје секундара напојног трансформатора је више деформисан, па ће бити већа и његова ефективна вредност, односно биће већа типска снага трансформатора.

У класичном случају шестофазног исправљача са интерфазним индуктивним делитељем, типска снага једног напојног трансформатора је дата изразом (7.24), а у случају убризгавања циркулационе струје изразом (7.25). При овом је претпостављено да се напајање врши преко два трофазна трансформатора, један у вези YY а други у вези YD. У принципу се може користити и тронамотни трансформатор, као у анализи приказаној у овом поглављу, или чак само један YD трансформатор, да закрене трофазни систем напона за један исправљачки мост.

$$P_{T,a} = \sqrt{3} U_l \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{3} \frac{U_d}{3\sqrt{2}} \pi \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \frac{\pi}{3} P_d = 1,047 P_d. \quad (7.24)$$

$$P_{T,a} = \sqrt{3} U_l \frac{2}{3} \sqrt{2} I_d = \sqrt{3} \frac{U_d}{3\sqrt{2}} \pi \frac{2}{3} \sqrt{2} I_d = \frac{\pi 2\sqrt{3}}{9} P_d = 1,209 P_d. \quad (7.25)$$

Ако се ради о реконструкцији старог шестофазног исправљача са интерфазним индуктивним делитељем, одговарајуће повећање типске снаге доводи до повећаног загревања у ток уексплоатације. Ако је реч о сувим трансформаторима са природним хлађењем ваздухом, овај пораст у потребној типској снази се може постићи уградњом вентилатора за принудно хлађење (реч је о повећању типске снаге за 15,4%). Код уљем хлађених трансформатора треба мало побољшати циркулацију и расхлађивање уља.



Слика 7.7 Таласни облици струје секундера напојног трансформатора за случај а) без убрзгавања и б) са убрзгавањем циркуларне струје

7.4.3. Пораст губитака и димензионисње индуктивног делитеља

Да би се правилно димензионисао интерфазни индуктивни делитељ, потребно је одредити ефективне вредности напона и струја на његовим намотима. Индуктивни интерфазни делитељ или интерфазна пригушница изгледа као интерфазна компонента на слици 7.8. У случају класичног шестофазног исправљача са међуфазним индуктивним делитељем ефективна вредност струје кроз намот примара је дата са (7.26),

$$I_{PRMS,a} = I_d \cdot \quad (7.26)$$

Ако се користи техника убрзгавања циркуларне струје кроз намот примара индуктивног међуфазног делитеља, на једносмерну струју биће суперпониран троугласти таласни облик струје, и укупна ефективна вредност је дата изразом (7.27),

$$I_{PRMS,b} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d, \quad (7.27)$$

која је нешто већа од (7.26).

Ефективна вредност напона на једној половини примара индуктивног интерфазног делитеља се може одредити сабирањем чланова низа (7.10) и резултат је дат изразом (7.28),

$$U_{YRMS} = 3,885337 \cdot 10^{-2} U_{\max,lin}. \quad (7.28)$$

Ради једноставности даље анализе, претпоставља се да је код интерфазног индуктивног делитеља напона, у случају убризгавања циркулационе струје, преносни однос између примара и секундара 1:1. Једносмерна струја у свакој половини примарног намотаја (Слика 7.8) генерише магнетопобудне силе, истог интензитета а супротног смера, тако да магнетно језгро индуктивног делитеља није засићено. Таласни облик струје на секундару ће бити троугласти, амплитуде I_d и без једносмерне компоненте. Одговарајућа ефективна вредност дата је са (7.29),

$$I_{SRMS} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}, \quad (7.29)$$

док је напон примарног и секундарног намота индуктивног делитеља $2 U_{YRMS}$, односно интерфазни индуктивни делитељ у овом случају се може звати и интерфазни трансформатор. Добијена типска снага интерфазног делитеља, у случају убризгавања циркулационе струје, биће 3,525% излазне снаге исправљача. Ако се помноже ефективне вредности наизменичних компоненти струје и напона, добије се да је снага дисипирана на отпору у секундарном колу интерфазног индуктивног делитеља 2,35% излазне снаге, ако нема других губитака).

Као што је приказано са изразом (7.17), у случају диодног моста је потребно применити отпорнички разделник ради постизања потребне циркулационе струје, и та вредност отпора је дата изразом (7.31),

$$R = \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{12}\right)} \frac{2\sqrt{3}-3}{2\sqrt{6+3\sqrt{3}}} \frac{U_0}{I_d} = k_R \frac{U_0}{I_d}. \quad (7.30)$$

У изразу (7.30) величина U_0 представља идеалну вредност исправљеног напона на излазу исправљача, уз занемарење свих губитака (7.31),

$$U_0 = U_{lin} \frac{3\sqrt{2}}{\pi}. \quad (7.31)$$

Нажалост, кроз отпорнички разделник тече и једносмерна компонента излазне струје, која доводи по додатног омског пада напона и непожељних губитака, па се израз за оптималну отпорност мора кориговати према изразу (7.32) (у овом изразу U_0 није више идеална него СТВАРНА бредност једносмерног излазног напона),

$$R = k_R \frac{U_0 + RI_d}{I_d}. \quad (7.32)$$

Даљом анализом се долази до израза (7.33) и тај израз је коришћен при одређивању оптималног отпорничког разделника за случај симулације приказанен на слици 7.5.

$$R = \frac{k_R U_0}{1 - k_R I_d} \quad (7.33)$$

Одговарајући термички губици на једном отпорнику су дати изразом (7.34),

$$\frac{P_{\gamma 1}}{P_{in}} = \frac{2}{3} \frac{k_R}{1 - k_R}, \quad (7.34)$$

односно, у граничном случају изразом (7.35),

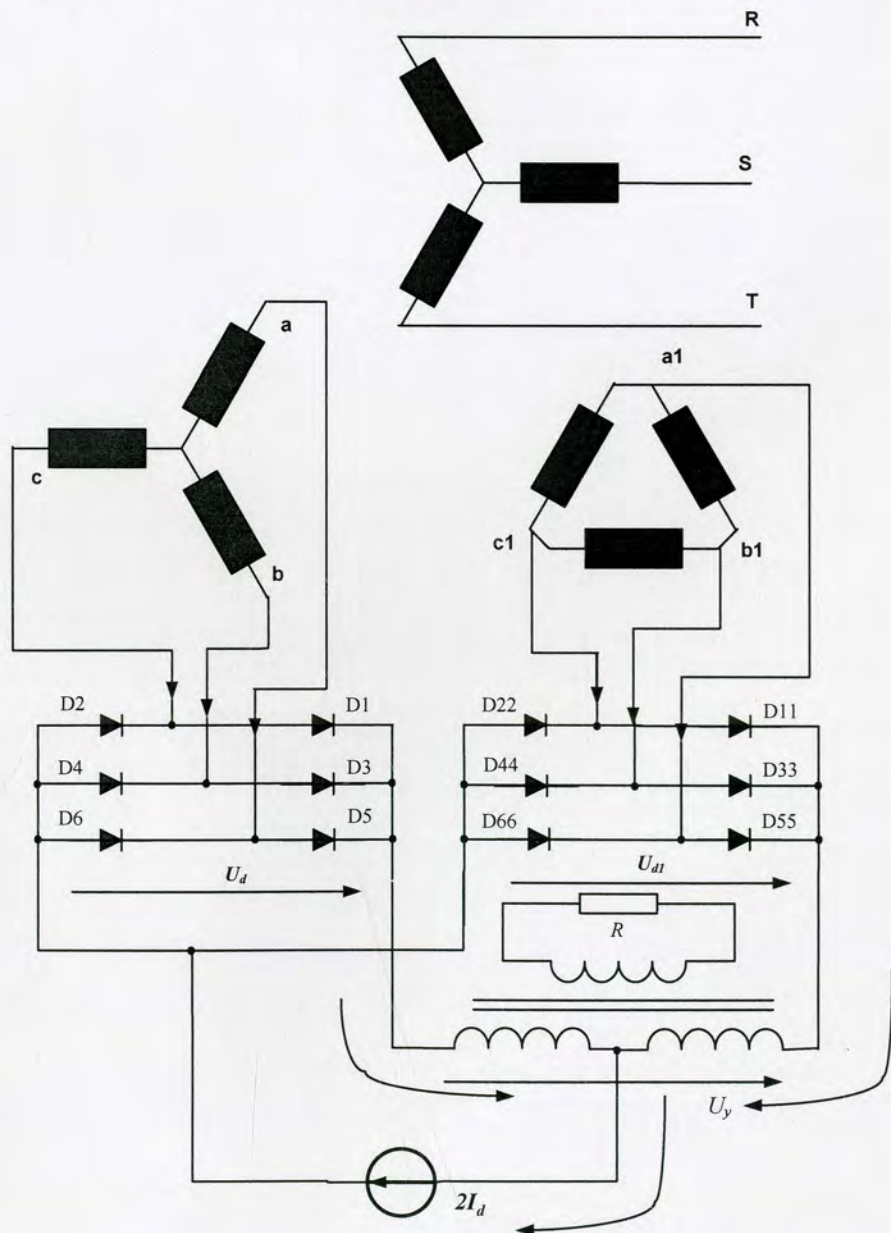
$$\lim_{k_R \rightarrow 0} \frac{P_{\gamma 1}}{P_{in}} = \frac{2}{3} k_R = 4,78\%. \quad (7.35)$$

У принципу се сва ова снага може повратити на излаз исправљача помоћу емулятора отпорности, али је практичније користити индуктивни делитељ са секундарним намотајем и дисипирати само снагу наизменичне компоненте циркулационе струје, чиме се постиже да губитак износи свега 2,35% излазне снаге.

7.5. Експериментални резултати

Ради експерименталне верификације изложеног теоријског концепта, саграђен је шестофазни исправљач са интерфазним индуктивним делитељем (интерфазним трансформатором), на коме је примењена техника убризгавања циркулационе струје. Шема енергетских веза је приказана на слици 7.8.

Намотан је трофазни тронамотни трансформатор у вези YDY , на језгру С3У75а. Примарни намотај је напојен са трофазним системом напона $3 \times 87,5 \text{ V}$, 50 Hz . На секундарним намотима, при оптерећењу (потрошач повезан) су измерени трофазни линијски напони $3 \times 81 \text{ V}$. Једносмерни напон на потрошачу, односно на излазу из исправљачке спреге је $107,7 \text{ V}$, а струја потрошача је 3 A .



Слика 7.8 Експериментална веза исправљача, реализована ради провере концепта

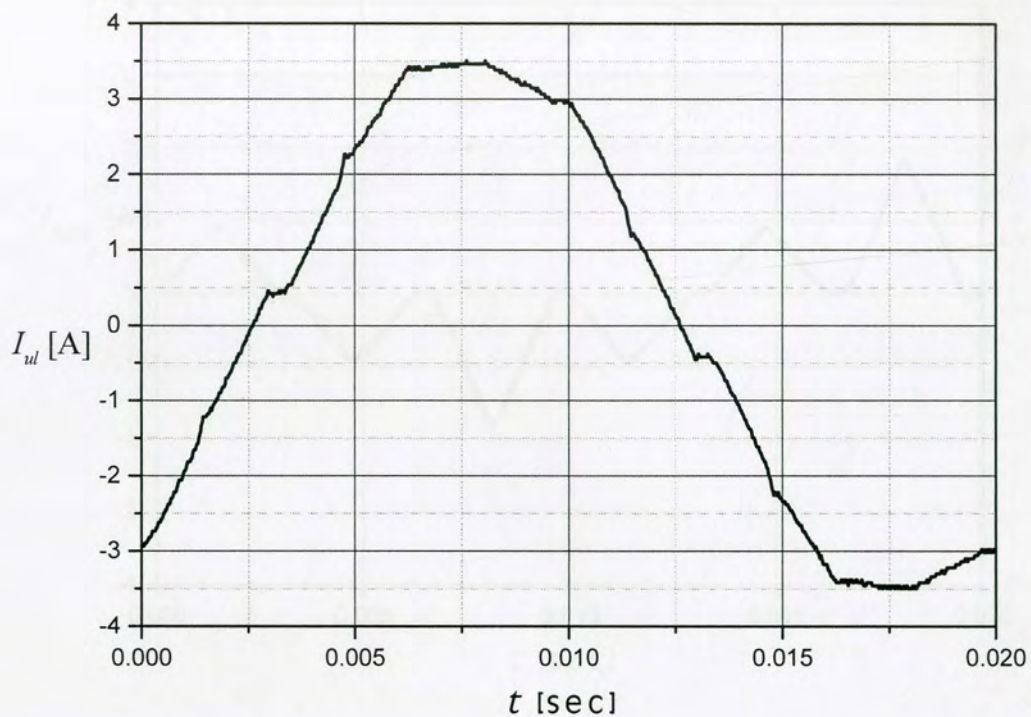
Таласни облик улазне струје је приказан на слици 7.9. Измерена вредност фактора THD улазне струје је 5,8%. На слици 7.10 је приказан таласни облик циркулационе струје суперпониране на једносмерну струју у једном полунамоту примара индуктивног интерфазног делитеља. На слици 7.11 је приказан таласни облик струје у једној фази секундарног намота напојног трофазног трансформатора, везаног у троугао.



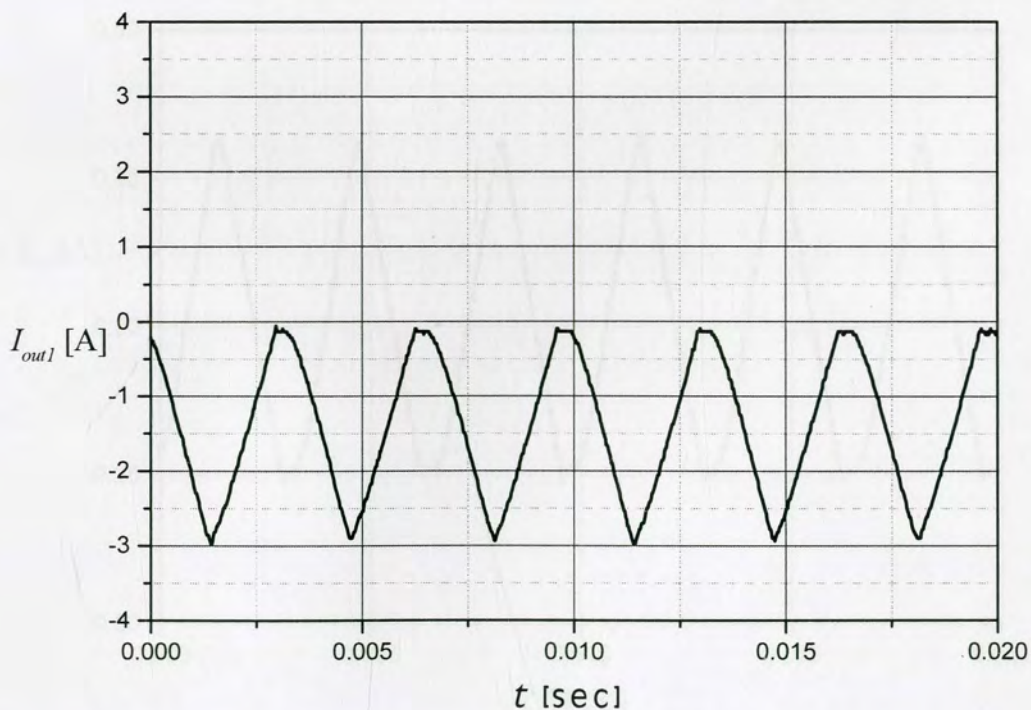
Слика 7.9 Улазна струја изражена са слике 7.8



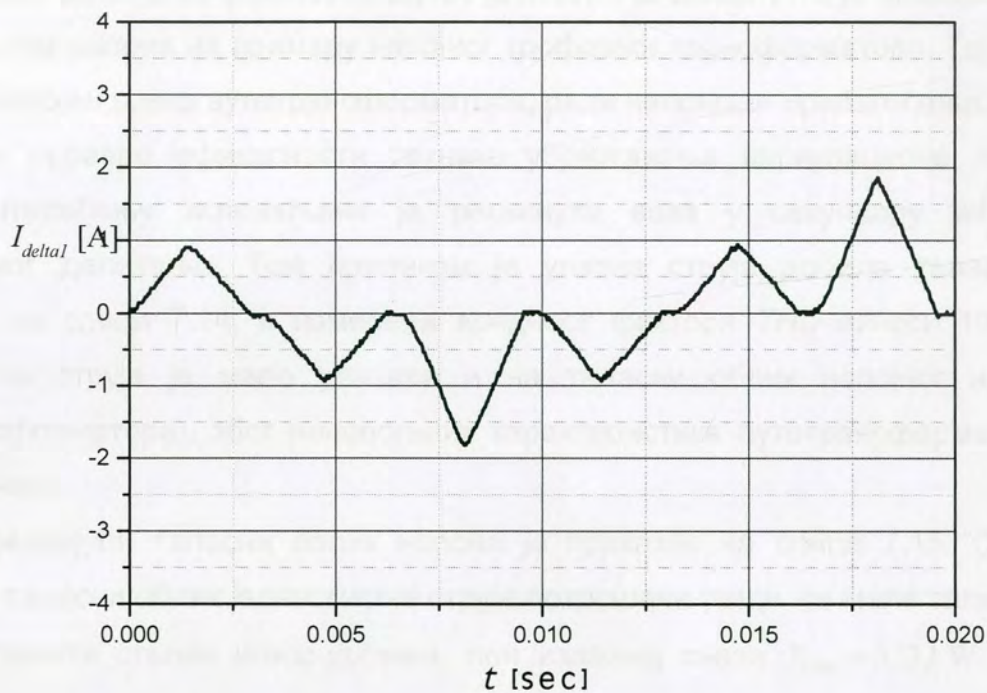
Слика 7.10 Таласни облик струје у једном полунамоту примара индуктивног интерфазног делитеља.



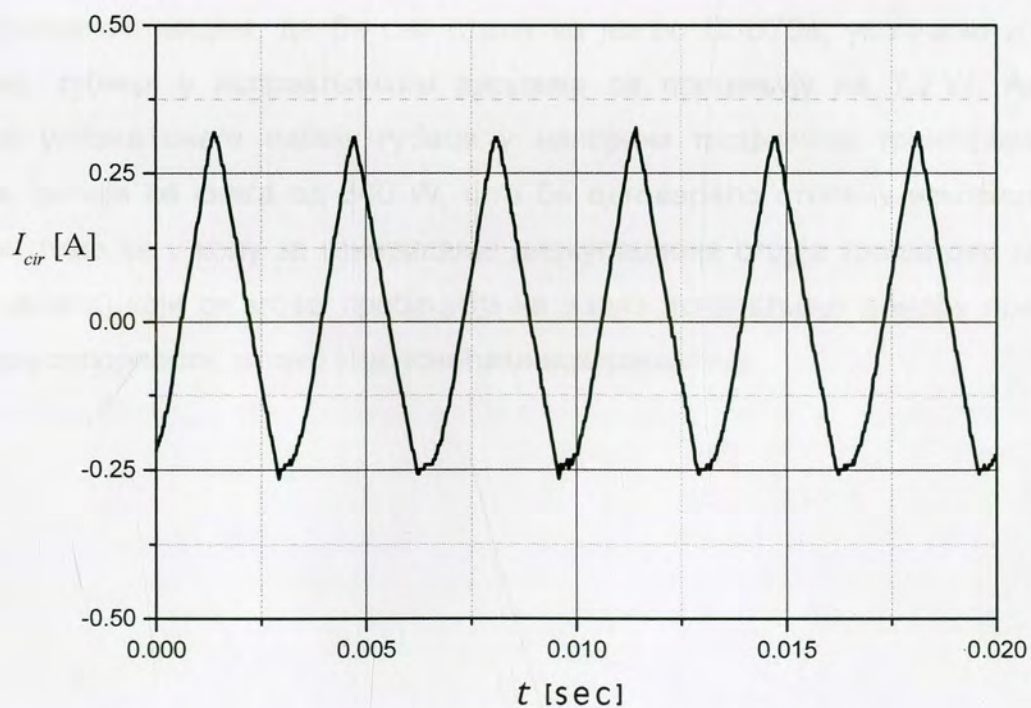
Слика 7.9 Улазна струја исправљача са слике 7.8



Слика 7.10 Таласни облик струје у једном полунамоту примара индуктивног интерфазног делитеља.



Слика 7.11 Таласни облик струје у једној фази секундарног намота трансформатора, везаног у троугао.



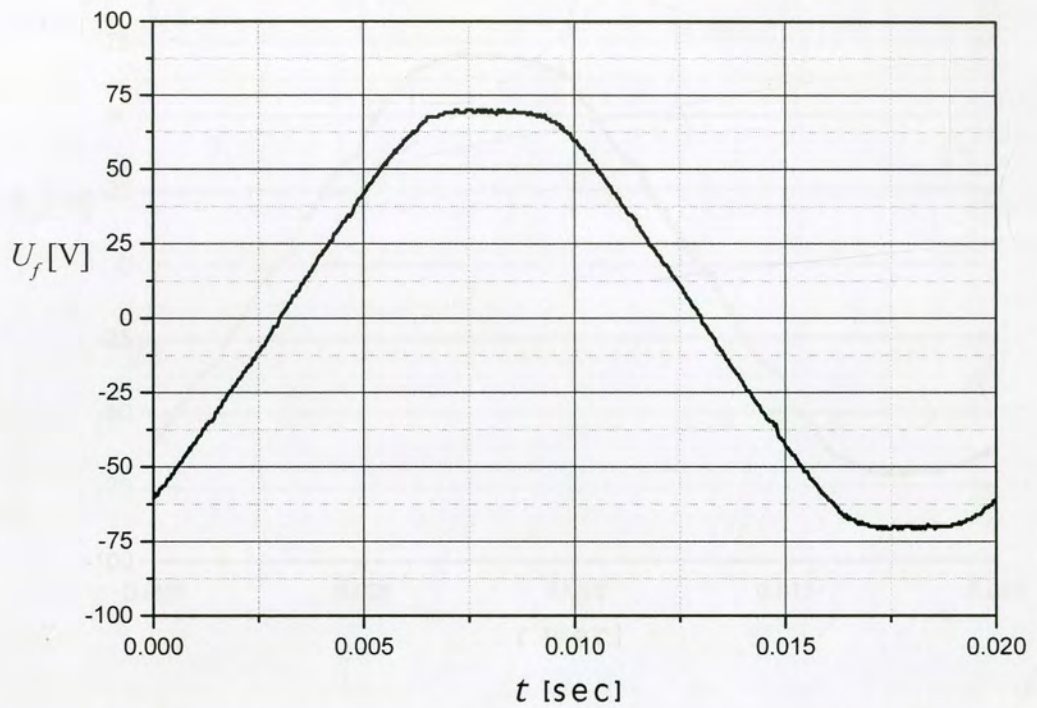
Слика 7.12 Таласни облик струје кроз секундарни намот индуктивног интерфазног делитеља.

Слика 7.12 приказује таласни облик струје кроз секундани намот индуктивног интерфазног делитеља (преносни однос је 1:10). На слици 7.13 је приказан таласни облик фазног напона на примару напојног трофазног трансформатора. Тај примарни намот је напојен преко аутотрансформатора, ради напонског прилагођења.

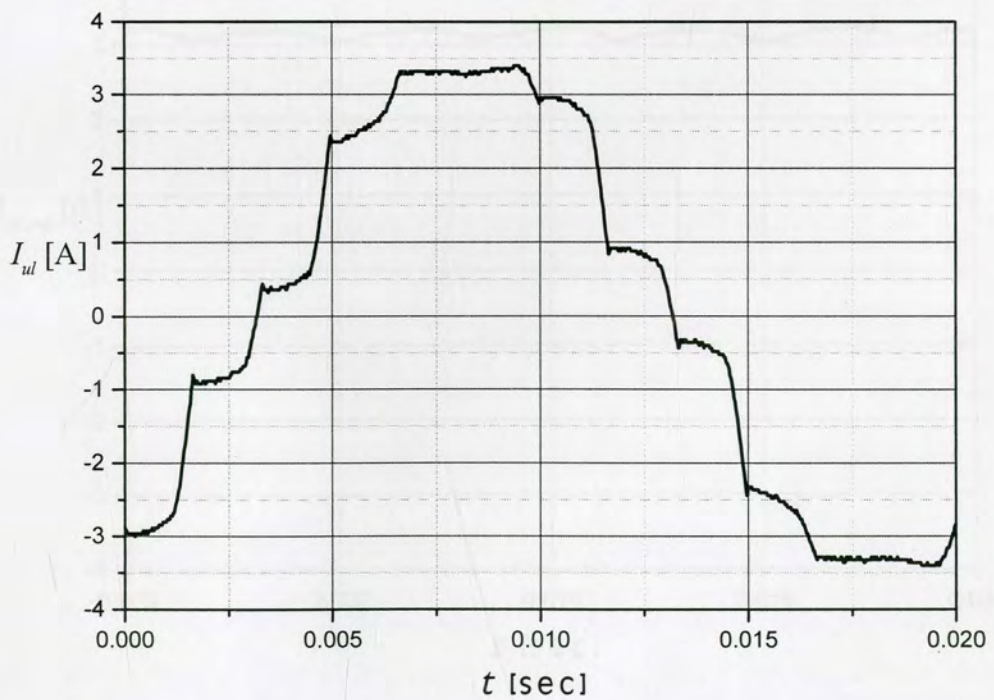
Ради провере ефикасности технике убризгавања циркулационе струје, при истом оптерећењу исправљача је раскинута веза у секундару интерфазног индуктивног делитеља. Том приликом је улазна струја добила таласни облик приказан на слици 7.14, а измерена вредност фактора THD износи 10,7%. Тако изобличена струја је мало утицала и на таласни облик напојног напона (са аутотрансформатора), због неповољних карактеристика аутотрансформатора у тој радној тачки.

Одговарајући таласни облик напона је приказан на слици 7.15. Слика 7.16 приказује таласни облик једносмерне струје потрошача (види се мала таласност).

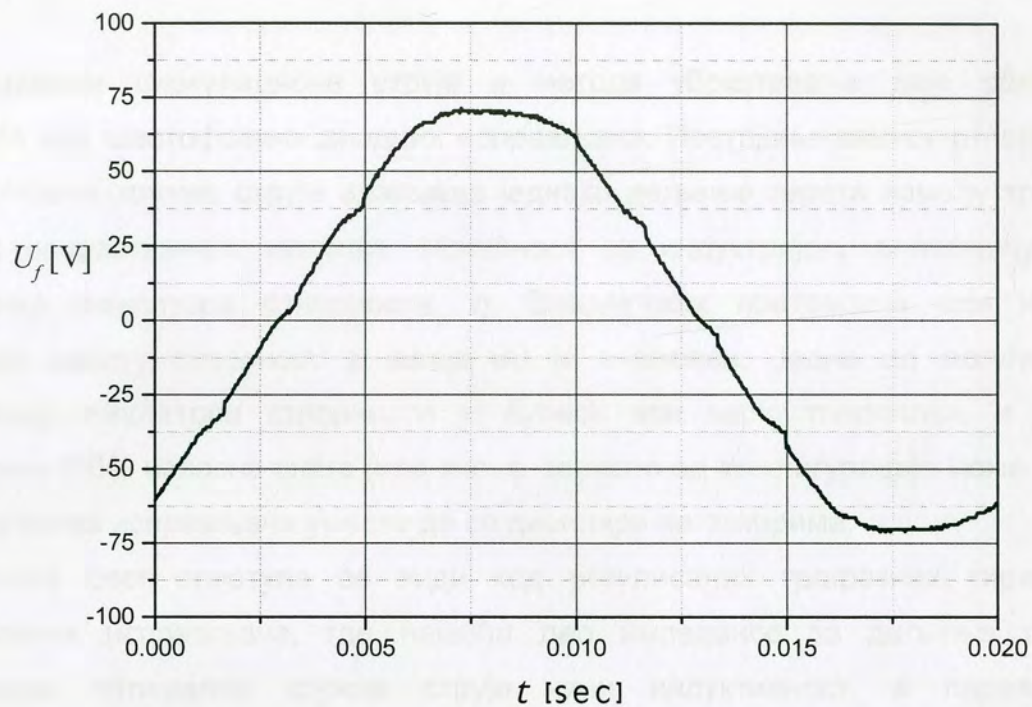
Постигнути степен искоришћења, при излазној снази $P_{out} = 323,1 \text{ W}$ и улазној $P_{in} = 375 \text{ W}$ износи 86,16% што не изгледа репрезентативно. Но, треба узети у обзир да је реч о моделу исправљача мале снаге, тако да паразитни губици добијају већи удео у укупним губицима него што је то случај у пракси. Губици снаге у трофазном напојном трансформатору везе YDY износе 27,86 W (јер су намоти мотани сувише танком бакарном жицом, да би сви стали на језгро $C3U75a$, укључиво и сложене међувезе), губици у исправљачким диодама се процењују на 7,2 W. Ако се од измерене улазне снаге одбију губици у напојном трофазном трансформатору и диодама, добија се снага од 340 W, што би одговарало степену искоришћења од 95%. При томе се у колу за генерисање циркулационе струје троши део снаге (око пар процената) који се може пребацити на излаз исправљача помоћу прекидачког емулятора отпорности, и тако још повећати искоришћење.



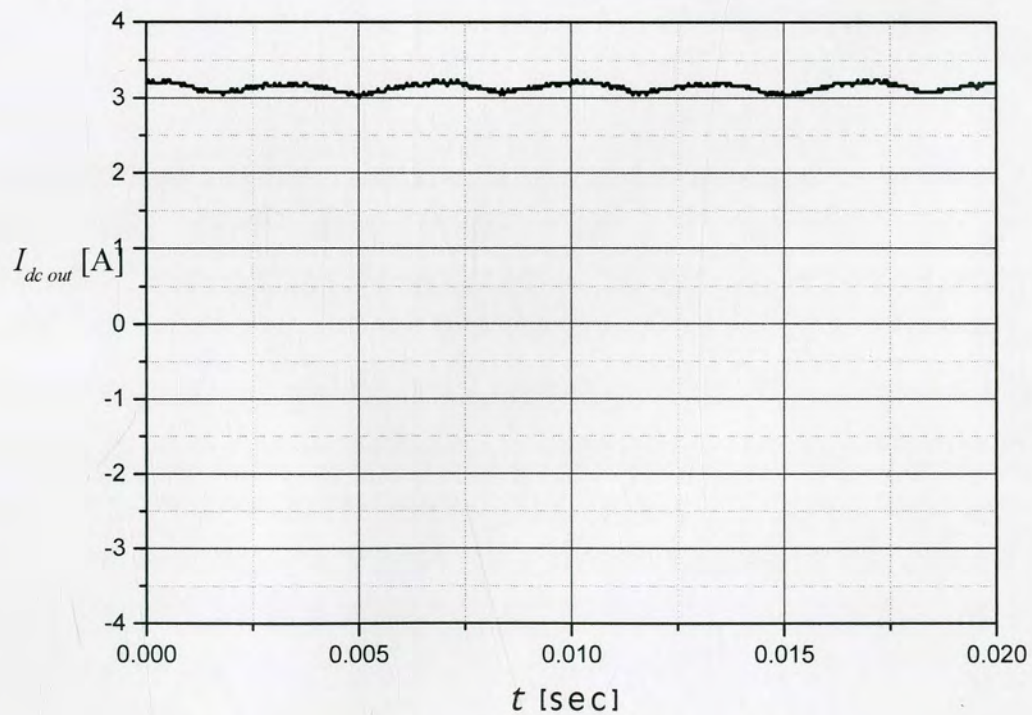
Слика 7.13 Таласни облик фазног напона на примару напојног трофазног трансформатора.



Слика 7.14 Улазна струја исправљача са слике 7.8, без убризгавања циркулационе струје



Слика 7.15 Таласни облик фазног напона на примару напојног трофазног трансформатора, без убризгавања циркулационе струје.



Слика 7.16 Таласни облик једносмерне струје потрошача.

7.6. РЕЗИМЕ

Примена циркулационе струје и метода убризгавања даје обећавајуће резултате код шестофазних диодних исправљача. Постојање омског отпора у колу за генерисање кружне струје олакшава једнако дељење терета између трофазних диодних исправљачких мостова. Могућност за индустријску апликацију отвара коришћење емулятора отпорности, тј. Енергетских претварача који на улазу емулирају задату отпорност а излаз им је изолован. Једна од могућности за реализацију емулятора отпорности је flyback или sepic топологија, и тиме се непоходних 9,6% излазне снаге (или мање, зависно од конфигурације може и 2,35%) враћа на излаз исправљача уместо да се дисипира на отпорима.

Снага овог приступа се види код регулисаних трофазних тиристорских шестофазних исправљача, где највећи део импедансе за дељење терета и генерисање оптималне кружне струје чини индуктивност, а паралелисање оптерећења између управљаних исправљача се лако постиже посебним регулатором, што ће бити истражено у наредним радовима.

8 ЗАКЉУЧАК

Ова дисертација представља анализу теоријских принципа рада и практичну реализацију класе трофазних исправљача базираних на принципу убризгавања струје, како у трофазним исправљачима тако и у шестофазним. Метод убризгавања струје захтева процесирање малог дела снаге, не генерише електромагнетне интерференције и има висок степен искоришћења у поређењу са компетитивним решењима, будући да нема комутационих губитака.

Приказан је преглед релевантних стандарда и препорука које се односе на квалитет електричне енергије као што су IEEE 519, IEC 61000, G5/3 (у савршена верзија је G5/4) и други. Потом се, ради осветљавања проблема и правилног сагледавања места исправљача са убризгавањем струје, даје преглед типичних топологија трофазних енергетских AC/DC претварача (исправљача) који узимају струју из напојне мреже приближно синусоидалног таласног облика. При томе су анализирани проблеми и недостаци решења претходних аутора. Затим је анализиран историјат примене могућност коришћења убризгавања трећег хармоника у напојну мрежу, ради поправљања таласног облика улазне струје. Потом је извршено детаљно разматрање методе убризгавања трећег хармоника. При томе су анализирани појаве које се дешавају у трофазном диодном исправљачу при убризгавању трећег хармоника струје различитих амплитуда и фазних ставова, и на основу аналитички добијеног израза за укупно хармонијско изобличење улазне струје је изведен закључак да је оптимална вредност амплитуде убризганог трећег хармоника 1,5 пута већа од једносмерне струје којом је оптерећен излаз исправљача, уз претпоставку да је потрошач струјни понор. Најмање тотално хармонијско изобличење које се може постићи на тај начин износи 5,125% и при томе мрежа за убризгавање струје апсорбује 8,571% улазне снаге. Даље се приказују неке од могућих реализација оптималног убризгавања трећег хармоника и на крају поглавља се даје поређење неких типичних мрежа за убризгавање. Дате су смернице за пројектовање и приказани су постигнути експериментални резултати. Затим је анализирана могућност убризгавања идеалног таласног облика струје и постављени проблем је решен у петом поглављу дисертације, путем разматрања токова виших хармоника убризгане струје и то како на наизменичној тако и на једносмерној страни и то на примеру трофазног диодног исправљача који је оптерећен са два boost DC/DC конвертора. Приказани су различити путеви

убризганих парних и непарних хармоника струје. Потом је приказано извођење једначина које дају таласни облик убризгане струје са којим се постиже идеални синусни таласни облик струје коју исправљач узима из напојне мреже. Затим је приказано неколико практичних реализација трофазних диодних исправљача са оптималним убризгавањем струје, са експерименталним резултатима. При томе је прво анализирано оптимално убризгавање само непарних хармоника и показано је да се тако може постићи тотално хармонијско изобличење улазне струје испод 5% а ако се на једносмерној страни убризгавају и парни хармоници, постиже се тотално хармонијско изобличење од 0%. При томе се потребне струје могу остварити дисипирањем потребне снаге на отпорима. Показује се да у сваком случају мора да буде дисипирано на отпорима (или процесирано кроз конверторе који активно емулирају отпорност) 8,81% улазне снаге и то 8.65% у мрежи која убризгава непарне хармонике а 0,16% у мрежи која убризгава парне хармонике на једносмерној страни. Дате су смернице за пројектовање и приказани су постигнути експериментални резултати.

Наредни део садржи приказ проширења основног концепта оптималног убризгавања струје на случај шестофазног диодног исправљача. При томе су фазни напони померени за 30° електричних, чиме се постиже генерисање кружне струје и њено убризгавање у улазну фазну струју исправљача, односно није потребно користити неутралну тачку. Тиме је цео проблем постизања синусоидалног таласног облика улазних струја трофазног диодног исправљача редукован на убризгавање оптималних таласних облика струје на једносмерној страни. И у овом случају је потребно да мрежа за убризгавање апсорбује приближно 2,35% излазне снаге. Приказани су експериментални резултати који потврђују предложени концепт.

9 ЛИТЕРАТУРА

- [1.1] B. M. Bird, J. F. Marsh, P. R. McLellan, "Harmonic reduction in multiplex convertors by triple-frequency current injection," (*Proc. IEE*, vol. 116, no. 10, pp. 1730-1734, Oct. 1969.)
- [1.2] A. Ametani, "Generalised method of harmonic reduction in a.c.-d.c. convertors by harmonic current injection," (*Proc. IEE*, vol. 119, no. 7, pp. 857-864, July 1972.)
- [1.3] T. Tanaka, N. Koshio, H. Akagi & A. Nabae, "Reducing Supply Current Harmonics". *IEEE IA Magazine*, pp. 31-37 (Sept./Oct. 1998)
- [1.4] Y. Nishida, "A New Simple Topology for Three-Phase Buck-Mode PFC Rectifier", *Proc. IEEE APEC*, pp. 531-537 (April 1996)
- [1.5] R. Naik, M. Rastogi & N. Mohan, "3rd Harmonic Modulated Power Electronics Interface with 3-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output & to Minimize Line-Current Harmonics". *IEEE Trans. on IA*, vol. 31, no. 3, pp. 598-602 (May/June 1995)
- [1.6] S. Kim, P. Enjeti and I. J. Pitel, "A New Method to Improve THD and Reduce Harmonics Generated by A Three Phase Diode Rectifier Type Utility Interface", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1071-1077 (Oct. 1994)
- [1.7] S. Choi, P. N. Enjeti, H. Lee & I. J. Pitel, "A New Active Interphase Reactor for 12-Pulse Rectifiers Provides Clean Power Utility Interface", *IEEE Trans. on IA*, vol. 32, no. 6, pp. 598-602 (Nov/Dec. 1996)
- [1.8] J. F. Baird, J. Arrilaga, "Harmonic reduction in d.c.-ripple reinjection", *IEE Proc.* vol. 127, Pt. C, no 5, pp. 249-303 (Sept. 1980)
- [1.9] J. Arrilaga, A. P. B. Joosten and J. F. Baird, "Increasing the Pulse Number of AC-DC Converters by Current Reinjection Techniques", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 8, (Aug. 1983)
- [1.10] J. Arrilaga and M. Villablanca, "A Modified Parallel HVDC Converter for 24 Pulse Operation", *IEEE PES Summer Meeting <90SM286-6PWRD>* Minneapolis, Minnessota (July 1990)
- [1.11] M. Villablanca and J. Arrilaga, "High Pulse HVDC Transmission", *CIGRE* 14-101 (aug./Sep. 1992)
- [1.12] M. Villablanca and J. Arrilaga, "Single-Bridge Unit-Connected HVDC Generation with Increased Pulse Number", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp. 681- 688 (April 1993)
- [1.13] S. Kim, P. Enjeti, P. Packebush, I. Pitel, "A new approach to improve power factor and reduce harmonics in a three-phase diode rectifier type utility interface," (*IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1557-1564, vol. 30, no. 6, Nov./Dec. 1994.)

- [1.14] W. B. Lawrance, W. Mielczarski, "Harmonic current reduction in a three-phase diode bridge rectifier," (*IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 571-576, vol. 39, no. 6, Dec. 1992.)
- [1.15] P. Pejović, Ž. Janda, "Low-Harmonic Three-Phase Rectifiers Applying Current Injection," *Power Electronics and Motion Control*, Prague, Sept. 1998. pp 2.157-2.162
- [1.16] P. Pejović, Ž. Janda, "Optimal Current Programming in Three-Phase High-Power-Factor Rectifier Based on Two Boost Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1152-1163, November 1998.
- [1.17] P. Pejović, Ž. Janda, "An Analysis of Three-Phase Low-Harmonic Rectifiers Applying the Third Harmonic Current Injection", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 3, May 1999, pp 397-407
- [1.18] Ž. Janda, P. Pejović, "A Novel Low-Harmonic Three-Phase Diode Rectifier Type Utility Interface Applying Passive Resistance Emulation", *Power Electronics and Motion Control*, Prague, Sept. 1998. pp 7.24-7.29
- [1.19] P. Pejović, Ž. Janda, " Three-phase rectifiers that apply optimal current injection", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 38, no. 1, Jan. 2002 pp 163 – 173
- [1.20] P. Pejović, Ž. Janda, " An Improved Current Injection Network for Three-Phase High-Power-Factor Rectifiers that Apply the Third Harmonic Current Injection", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 2, April 2000, pp 497 – 499
- [1.21] P. Pejović, Ž. Janda, " Three-Phase High Power Factor Rectifier Applying a Novel Current Injection Network", *9th International Conference on Power Electronics and Motion Control*, Košice, Sept. 2000. pp 2.40-2.44
- [2.1] J. Arrilaga, D. Bradley, P. Bodger, "Power System Harmonics", *John Willey & Sons, inc.* 1985, New York
- [2.2] AS 2279.2-1991 "Disturbances in mains supply networks Part 2: Limitation of harmonics caused by industrial equipment", Standards Australia, 1991
- [2.3] Стандарди из групе IEC 61000
- [2.4] IEEE Std. 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems"
- [3.1] M. Rastogi, R. Naik, and N. Mohan, "A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electronic Loads," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, no. 5 pp. 1149-1155, September/October 1994.
- [3.2] J. W. Kolar, H. Ertl, "Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains," *21st INTELEC conference*, Denmark, Copenhagen, June 6-9, 1999

- [3.3] Derek A. Paice, "POWER ELECTRONICS CONVERTER HARMONICS (*Multipulse Methods for Clean Power*)," *IEEE Press* 1995.
- [3.4] J. Schaefer, "Rectifier Circuits: Theory and Design," John Wiley & Sons, New York, 1965.
- [3.5] J. W. Kolar, F. C. Zach, "A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier," Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, Nuernberg, Germany, June 28-30, 1994, pp 125-138
- [3.6] H. Ertl, J. W. Kolar, F. C. Zach, "Analysis of Different Current Control Concepts for Forced Commutated Rectifier," Proceedings of the 11th International Conference on Power Conversion, Muenchen, Germany, June 17-19, 1986, pp 195-217
- [3.7] M. S. Dawande, V. R. Kanetkar, and G. K. Dubey, "Three-Phase Switch Mode Rectifier with Hysteresis Current Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 466-471, May 1996.
- [3.8] H. Mao, F. C. Y. Lee, D. Boroyevich, and S. Hiti, "Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Corrections Circuit," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, pp. 437-446, August 1997
- [3.9] N. Mohan, T.M. Undeland, W. P. Robbins, "POWER ELECTRONICS, Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, inc., New York, 1995
- [3.10] A. W. Green, J. T. Boys, "Hysteresis current-forced three-phase voltage-sourced reversible rectifier," *IEE Proceedings*, vol. 136, pp. 113-120, May 1989.
- [3.11] Kulkarni A.B., Dixon J.W., Nishimoto M. and Ooi B.T, "Transient Test on a Voltage-Regulated Controlled-Current PWM Converter," *IEEE Trans. on Ind. Electronic*, vol. 34, No. 3, pp. 319 -324, August 1987.
- [3.12] A. W. Green, J. T. Boys, G. F. Gates, "3-phase voltage sourced reversible rectifier," *IEE Proceedings*, vol. 135, pp. 362-370, November 1988.
- [3.13] J. Žacek, and J. Lettl, "PWM Voltage Stiff Rectifiers" *ED&PE Conf.*, 1994.
- [3.14] J.W. Dixon, B. T. Ooi, and G. R. Slemon, "Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 35, pp. 508-515, 1988.
- [3.15] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "Analysis of an ac-to-dc Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27. pp. 355-363, March/April 1991.
- [3.16] K. Jezemik, B. Mohorko, "Variable Structure System Control of Unity Power Factor Boost Converter," *PEMC'96*, Budapest, Hungary, vol. 3, pp.213-217, Jun 1996.
- [3.17] V. Valouch, "Adaptive Control of Voltage-Source Type Rectifier with Pulse Width Modulation," *PEMC'96*, Budapest, Hungary, vol. 2, pp 239-243, Jun 1996.

- [3.18] J. F. Silva, E. Orlandi, M. Pais, "Sliding Mode Control of Unity Power Factor Three Phase Boost Converters," *PEMC '98*, Prague, vol. 7, pp. 105 -110.
- [3.19] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo. and I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, pp. 473-479, May/June 1998.
- [3.20] G. Moschopoulos, G. Joos, and P. D. Ziogas, "Input characteristics of variable modulation index controlled current source converters," in *IEEE Trans. Indust. Electron.*, vol. 41, no. 4, pp. 216-223, Apr. 1994.
- [3.21] Semikron data book 2003, www.semikron.com
- [4.1] F. Z. Peng, "Application Issues of Active Power Filters", *IEEE Industry Applications Magazine*, Sept./Oct. 1998, pp. 21-30
- [4.2] H. Fujita, H. Akagi, "Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series and Shunt Active Filter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.13, No.2, March 1998, pp.315-322.
- [4.3] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, nov./dec. 1996,
- [4.4] D.A.Gonzalez, J.C.McCall, 'Design of Filters to Reduce Harmonic Distortion in Industrial Power Systems', *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-23, No.3, May/June 1987, pp.504-511
- [4.5] S. Choi, P. Enjeti, I. Pitel, "Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 5, sep. 1996, str. 680-690.
- [4.6] M. Rastogi, N. Mohan, C. Henze, "Three-phase sinusoidal current rectifier with zero-current switching", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, nov. 1995, str. 753-759.
- [4.7] P. Pejović, Ž. Janda, "Low-Harmonic Three-Phase Rectifier Applying Current Injection", *IEE Proceedings. Electric Power Applications*, vol. 146, no. 5, Sept. 1999, pp 545-551.
- [4.8] P. Pejović, Ž. Janda, "A Novel Harmonic-Free Three-Phase Diode Bridge Rectifier Applying Current Injection", *Applied Power Electronics Conference*, Dallas, 1999, pp. 241-247.
- [4.9] R. Naik, M. Rastogi, N. Mohan, R. Nilssen, C. Henze, "A magnetic device for current injection in a three-phase, sinusoidal-current utility interface," *IEEE/IAS Annual Meeting*, 1993, pp. 926-930.
- [5.1] R. Naik, N. Mohan, M. Rogers, A. Bulawka, "A novel grid interface, optimized for utility-scale applications of photovoltaic, wind-electric, and fuel-cell systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 4, pp. 1920-1926, Oct. 1995.

- [5.2] M. Rastogi, R. Naik, N. Mohan, "Optimization of a novel dc-link current modulated interface with 3-phase utility systems to minimize line current harmonics," *IEEE PESC*, 1992, pp. 162-167.
- [5.3] N. Mohan, M. Rastogi, R. Naik, "Analysis of a new power electronics interface with approximately sinusoidal 3-phase utility currents and a regulated dc output," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp. 540-546, Apr. 1993.
- [6.1] П. Пејовић, Ж. Јанда, "Поређење реализација уређаја за убризгавање струје у трофазним исправљачима", *X СИМПОЗИЈУМ Енергетска електроника Ее '99*, стране 59-64.
- [7.1] G. Moeltgen, "Line Commutated Thyristor Converters," Pitman Publishing, London, 1972.
- [7.2] И. Волчков, Електрични вентили (мутатори), Научна књига, Београд, 1969.
- [7.3] B. S. Lee, J. Hahn, P. N. Enjeti and I. J. Pitel, "A Robust Three-Phase Active Power-Factor-Correction and Harmonic Reduction Scheme for High Power," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 3, June 1999, pp 483-494.
- [7.4] J. Hahn, P. N. Enjeti, "A Wide Input Range Active Multi-pulse Three-phase Rectifier For Utility Interface Of Power Electronic Converters, Industry Applications Conference, 2002, 37 IAS Annual Meeting, Conference record of the, Volume:4, 13-18 Oct. 2002, pp 2514-2519 vol.4



Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-а Јанда, Жарко

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Једна класа трофазних исправљача са синусоидалном улазном струјом који користе убризгавање виших хармоника струје

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била 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.

У Београду,

29. 1 2014.

Потпис

Жарко Јанда

Прилог 2.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Једна класа трофазних исправљача са синусоидалном улазном струјом који користе убризгавање виших хармоника струје

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).

У Београду, 29.1.2014.

Потпис

Амарис Јанга